

Effiziente modellbasierte Analyse der transienten Stabilität moderner Kfz-Energiebordnetze

von der

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der
Technischen Universität Dortmund

genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

vorgelegt von

Michael Gerten, M.Sc.

Referent: Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Mohamed Ayeub, Universität Kassel

Tag der mündlichen Prüfung: 24.10.2025

Gerten, Michael: Effiziente modellbasierte Analyse der transienten Stabilität moderner Kfz-Energiebordnetze

Genehmigte Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Dortmund.

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Mohamed Ayeb, Universität Kassel

Ort und Tag der mündlichen Prüfung: Dortmund, 24.10.2025

Überblick

Durch zunehmend automatisierte Fahrfunktionen steigen die Anforderungen an die funktionale Sicherheit zukünftiger Fahrzeuge. Für sicherheitskritische Funktionen ist eine hochzuverlässige Energieversorgung notwendig, die auch im Falle eines Fehlers innerhalb des Systems aufrecht erhalten werden muss. Da bereits kurze Versorgungsunterbrechungen während des hochautomatisierten Fahrens kritische Auswirkungen haben können, muss die transiente Stabilität des Systems bereits während der Entwicklung analysiert und sichergestellt werden. Da hierzu simulative Untersuchungen notwendig sind, werden im Rahmen dieser Arbeit modellbasierte Methoden zur Analyse der transienten Stabilität von Kfz-Energiebordnetzen entwickelt.

Insbesondere Leitungsfehler und Schaltvorgänge, z. B. von Sicherungen, stellen relevante transiente Störquellen dar. Um diese simulieren zu können, werden geeignete Sicherungsmodelle entwickelt. Zur Quantifizierung der Bordnetzstabilität werden anschließend Bewertungskriterien definiert. Für umfassende Untersuchungen großer Systeme sind übliche transiente Simulationen jedoch aufgrund ihres Zeitaufwands nicht praktikabel.

In dieser Arbeit wird daher eine effiziente Vorselektionsmethode zur Identifikation potentiell kritischer Szenarien entwickelt. Durch Worst-Case-Abschätzungen und analytische Berechnungen im Zeit- und Frequenzbereich kann die Zahl der notwendigen transienten Simulationen stark reduziert werden. Werden auf diese Weise kritische Szenarien identifiziert, muss das System anschließend stabilisiert werden. Hierzu wird eine systematische Methode basierend auf Sensitivitäten im Frequenzbereich präsentiert. Die entwickelten Methoden werden in einem großen Beispielsystem validiert und erzielen eine Rechenzeitreduktion von etwa 99 % im Vergleich zu den üblichen transienten Simulationen.

Mit den entwickelten Methoden werden im Anschluss beispielhafte Fragestellungen untersucht. Insbesondere werden die Auswirkungen moderner elektronischer Sicherungen auf die transiente Stabilität diskutiert und mit konventionellen Schmelzsicherungen verglichen.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen	IV
Formelzeichen	V
1 Einleitung	1
1.1 Stand der Technik – Modellbasierte Analyse von Energiebordnetzen	3
1.2 Zentrale Forschungsfragen	6
1.3 Aufbau der Arbeit	7
2 Aufbau und Modellierung von Energieversorgungssystemen in Kfz	9
2.1 Bordnetzarchitektur	10
2.1.1 Dezentrale und zonale Architektur	10
2.1.2 Teilbordnetze für grundlegende Untersuchungen	11
2.2 Modellierung der Bordnetzkomponenten.....	12
2.2.1 Leitungen	13
2.2.2 Batterien.....	14
2.2.3 DC/DC-Wandler	14
2.2.4 Verbraucher	15
2.2.5 Schmelzsicherung.....	16
2.2.6 Elektronische Sicherung	22
2.3 Fehlermodellierung.....	27
2.3.1 Kurzschluss.....	28
2.3.2 Leerlauf	28
3 Transiente Störungen in Energiebordnetzen	31
3.1 Quellen transienter Störungen.....	31
3.1.1 Klassifikation von Energiebordnetzstörungen	31
3.1.2 Transiente Stromänderung als verallgemeinerte Störquelle	32
3.2 Auswirkungen transienter Störungen	34
3.2.1 Aus Normen resultierende Stabilitätsanforderungen.....	34
3.2.2 Physikalische Ausfallmechanismen	36
3.2.3 Bewertungskriterien für die transiente Stabilität	40
4 Effiziente Identifikation von kritischen Fehlerszenarien	47
4.1 Definition eines realitätsnahen Beispielbordnetzes	47
4.2 Beispielhafte Fehlersimulation zur Motivation effizienter Methoden	50
4.3 Vereinfachte Modellbildung	52
4.4 Vorselektion durch effiziente Abschätzung des Fehlerverhaltens	54
4.4.1 Abschätzung von Spannungen und Strömen durch Rechteckpulse....	56
4.4.2 Vereinfachte transiente Schaltungssimulation.....	58

4.5	Approximation der Schaltpulse: Zeitbereichsmethode	59
4.5.1	Analytische Lösung eines reduzierten Systemknotens	59
4.5.2	Praktische Anwendung	62
4.5.3	Beispiel.....	63
4.6	Approximation der Schaltpulse: Frequenzbereichsmethode	67
4.6.1	Grundlagen der modalen Analyse von Energieversorgungssystemen	67
4.6.2	Erweiterung zur Beschreibung von Strömen	73
4.6.3	Approximation von Koppelpfaden im Frequenzbereich und ana- lytische Lösung der Schaltpulse.....	74
4.7	Resultierender Gesamtworkflow.....	80
5	Validierung und Vergleich der entwickelten Identifikationsmethoden	83
5.1	Referenzsimulation: MATLAB/Simscap.....	83
5.2	Messtechnische Validierung der Referenzsimulation	87
5.2.1	Realisierung des Messaufbaus	87
5.2.2	Validierungsmessung.....	92
5.3	Vorselektion Stufe 1: Rechteckpulse.....	93
5.3.1	Ergebnisse der Vorselektion	93
5.3.2	Performanceanalyse	96
5.3.3	Zwischenfazit	100
5.4	Vorselektion Stufe 2: Vereinfachte transiente Simulation.....	100
5.5	Performance des Gesamtworkflows.....	102
6	Sensitivitätsanalyse zur systematischen Stabilisierung	107
6.1	Sensitivitäten im Zeitbereich.....	107
6.2	Sensitivitäten im Frequenzbereich	108
6.3	Beispielhafte Anwendung.....	111
7	Untersuchung ausgewählter praktischer Fragestellungen	115
7.1	Vergleich Schmelzsicherung und elektronische Sicherung	115
7.1.1	Beeinträchtigung einer Sicherung durch transiente Pulse.....	116
7.1.2	Auswirkung auf Lastspannungsstabilität	116
7.1.3	Fazit	118
7.2	Analyse von Störungen durch PWM-Verbraucher.....	119
8	Diskussion der Ergebnisse	125
8.1	Integration der entwickelten Methoden in den Entwicklungsprozess eines Energiebordnetzes.....	125
8.2	Mögliche Anwendung außerhalb von Kfz-Bordnetzen.....	126
9	Zusammenfassung.....	129
	Literaturverzeichnis.....	132

Abbildungsverzeichnis	146
Anhang	151
A.1 Leitungsdimensionierung	151
A.2 Bestimmung der Übertragungsfunktion des Validierungsaufbaus	151
A.3 Kritische Fehlerszenarien des Beispielbordnetzes bei Verwendung von Schmelzsicherungen.....	152
Publikationen des Autors	153
Liste der betreuten Abschlussarbeiten	156

Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
AC	Alternating Current
AP	Arbeitspunkt
BEV	Battery Electric Vehicle
DC	Direct Current
eFuse	Elektronische Sicherung
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESB	Ersatzschaltbild
ESR	Equivalent Series Resistance
HV	High Voltage / Hochvolt
Kfz	Kraftfahrzeug
LGS	Lineares Gleichungssystem
LV	Low Voltage
MNA	Modified Nodal Analysis
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
OCP	Overcurrent Protection
PDU	Power Distribution Unit
Pkw	Personenkraftwagen
PN-...	Pol-Nullstellen-...
PWM	Pulsweitenmodulation
RMS	Root Mean Square
SoC	State of Charge
SoH	State of Health
µC	Mikrocontroller

Formelzeichen

Variable	Bedeutung
A_q	Querschnittsfläche einer Leitung
A	Abkürzung in Formel
a	Sprungantwort
A	Matrix des linearen Gleichungssystems
B	Abkürzung in Formel
B_r	Resonanzbandbreite
b	Vektor der Absolutglieder des linearen Gleichungssystems
C	Kapazität, Abkürzung in Formel
C'	Kapazitätsbelag einer Leitung
C_1, C_2	Kapazitäten zur Modellierung des dynamischen Batterieverhaltens
C_d	Stabilisierungskapazität des eFuse-Modells
C_{gs}, C_{ds}, C_{dg}	Parasitäre Kapazitäten eines MOSFETs
$C_{th,1}, C_{th,2}, C_{th,3}, C_{th,4}$	Kapazitäten des thermischen Schmelzsicherungsmodells
C'_λ	Längenbezogene thermische Kapazität eines Kabels
c	Zähler eines Partialbruchs
D	Diode, Abkürzung in Formel
D_d	Drain-Masse-Suppressor-Diode
D_{ds}	Drain-Source-Suppressor-Diode
D_{peak}	Dominanzmaß einer Polstelle
d	Konstanter Term einer Übertragungsfunktion
E_{HL}	Umgesetzte Energie in einer Halbleiterschaltung
f	Frequenz
f_n	Eigenfrequenz
f_{PWM}	PWM-Frequenz
f_r	Resonanzfrequenz
G	Übertragungsfunktion
$G_{l,n}$	Übertragungsfunktion zwischen Knoten l und n
G_{1p}, G_{2p}	Übertragungsfunktion eines Subsystems mit realer Polstelle / komplex konjugiertem Polpaar

G_B	Amplitude zur Definition der Resonanzbandbreite einer Übertragungsfunktion
G'	Ableitungsbelag einer Leitung
g	Resonanz-Gewichtungsfaktor
h	Allgemeiner Systemparameter
I	Strom
i	Zeitabhängiger Strom, Laufindex
\mathbf{i}	Stromanregungsvektor
I_{\max}	Maximaler Ausgangsstrom des DC/DC-Wandlers
I_{nom}	Nominaler Sicherungsstrom
I_{OCP}	Strom-Grenzwert der Überstrom-Abschaltung einer eFuse
$I^{\text{prä}}, I^{\text{post}}$	Strom unmittelbar vor bzw. nach einem Schaltvorgang
ΔI	Differenz zwischen I^{post} und $I^{\text{prä}}$
i_{HL}	Eingangsstrom der Halbleiterschaltung
$j_{\text{last},1}, j_{\text{last},2}$	Indizes redundanter Lasten
j	Laufindex, imaginäre Einheit
$K_{l,m,n}$	Koppelfaktor der Mode m zwischen Knoten l und n
$\mathbf{k}_{\text{last}}, \mathbf{k}_{\text{fehler}}$	Vektor der Gewichtungsfaktoren für Lasten bzw. Fehler
K	Anzahl der Resonanzen
k	Verstärkungsfaktor einer Übertragungsfunktion
L	Induktivität
L'	Induktivitätsbelag einer Leitung
l	Index für Anregungsknoten, Länge einer Leitung
M	Anzahl Lasten, Anzahl Nullstellen
m	Index für Mode
\aleph	Anzahl Eigenwerte
N	Anzahl Fehlerszenarien, Anzahl Polstellen
N_L	Anzahl Lastpfade
N_{par}	Anzahl identischer paralleler Lasten
N_V	Anzahl Versorgungspfade
n	Index für beobachtete Größe (Spannung/Strom)
P	Anzahl Partialbrüche mit komplex konjugierten Polstellen
$P_{n,m}$	Partizipationsfaktor der Mode m für den Knoten n
$P'_{\text{th}}, P_{\text{th}}$	(Längenbezogene) thermische Verlustleistung

p	Polstelle
Q	Anzahl Partialbrüche mit realen Polstellen
R'	Widerstandsbelag einer Leitung
R_0	Widerstand Schmelzsicherung bei Temperatur T_0
R	Ohmscher Widerstand
R_1, R_2	Widerstände zur Modellierung des dynamischen Batterieverhaltens
R_{br}	Differentieller Durchbruchwiderstand
$R_{ds(on)}$	Einschaltwiderstand eines MOSFETs
R_{ESR}	Äquivalenter Serienwiderstand einer Kapazität
R_g	Gate-Treiber-Widerstand
R_{in}	Innenwiderstand einer Batterie
R_{sum}	Entladewiderstand einer Eingangskapazität bei Unterspannung
$R_{th,1}, R_{th,2}, R_{th,3}, R_{th,4}$	Widerstände des thermischen Schmelzsicherungsmodells
R'_α, R'_λ	Längenbezogene thermische Widerstände des radialen Kabelmodells
S_h^x	Normierte Sensitivität von x bezüglich des Parameters h
\bar{S}_h	Gewichtete kombinierte Resonanzsensitivität
$s_{i,j}$	Vektor von Stabilitätskennzahlen einer Last j für ein Szenario i
$s_{i,j}^{norm}$	Vektor normierter Stabilitätskennzahlen einer Last j für ein Szenario i
\bar{s}_{total}	Vektor gewichteter gemittelter Stabilitätskennzahlen
\hat{s}_{total}	Vektor der Worst-Case-Stabilitätskennzahlen
$SE^{>U_{lim,up}}$	Kennzahl der umgesetzten Energie oberhalb von $U_{lim,up}$
$s_{total,red}^{norm}$	Normierte Gesamtstabilitätsmetrik redundanter Lasten
$SA^{>U_{lim,up}}$	Stabilitäts-Flächen-Kennzahl oberhalb von $U_{lim,up}$
$SA^{<U_{lim,low}}$	Stabilitäts-Flächen-Kennzahl unterhalb von $U_{lim,low}$
s	Komplexe Frequenz
T	Temperatur des Sicherungsdrahts
ΔT	Temperaturdifferenz bezogen auf T_0
T_0	Referenztemperatur
T_{amb}	Umgebungstemperatur

Formelzeichen

T_c	Temperatur Leiteroberfläche
T_s	Temperatur Isolationsoberfläche
\mathbf{T}	MNA-Matrix
t	Zeit
$t^{<U_{lim,low}}$	Zeit unterhalb von $U_{lim,low}$
t_{fuse}	Auslösedauer einer Sicherung
t_{max}	Zeitpunkt des maximalen Spannungs- bzw. Strompeaks
t_{OCP}	Zeit-Grenzwert der Überstrom-Abschaltung einer eFuse
U	Spannung
u	Zeitabhängige Spannung
U_{br}	Durchbruchspannung
$U_{lim,up}, U_{lim,low}$	Oberer bzw. unterer Spannungsgrenzwert
U_{nom}	Nominalspannung
U_{OCV}	Leerlaufspannung einer Batterie
\mathbf{U}	Eigenvektormatrix
u_{BN}	Bordnetzspannung
u_{in}	Interne Versorgungsspannung
$u_{treiber}$	Spannung eines Gate-Treibers
u_{out}	Ausgangsspannung einer eFuse
\mathbf{v}	Knotenpotentialvektor
\mathbf{w}	Erweiterter Anregungsvektor der MNA
\mathbf{x}	Lösungsvektor des linearen Gleichungssystems / der MNA
\mathbf{Y}	Knotenadmittanzmatrix
Z	Impedanz
$Z_{l,n}$	Gesamte Transferimpedanz zwischen Knoten l und n
$Z_{l,m,n}$	Transferimpedanz der Mode m zwischen Knoten l und n
z	Nullstelle
α	Linearer Temperaturkoeffizient
β	Quadratischer Temperaturkoeffizient
γ	Faktor des exponentiellen Temperaturterms
δ	Exponent des exponentiellen Temperaturterms
θ	Abkürzung in Formel
λ	Eigenwert
ρ, ρ_{Cu}	Spezifischer Widerstand einer (Kupfer-)Leitung

σ	Realteil der komplexen Frequenz s
τ_R, τ_{RC}	Zeitkonstante des abklingenden Pulses einer ohmschen / ohmsch-kapazitiven Last
\mathbf{A}	Diagonale Eigenwertmatrix
ω	Kreisfrequenz

Akzent	Bedeutung
$\dot{(\cdot)}$	Zeitliche Ableitung
$\widehat{(\cdot)}$	Spitzenwert
$\widetilde{(\cdot)}$	Minimalwert
$\overline{(\cdot)}$	Approximation
$\overline{(\cdot)}$	(Gewichtetes) Mittel

Subskript	Bedeutung
DC/DC	Bezogen auf DC/DC-Wandler
1p	Bezogen auf Subsysteme mit realer Polstelle
2p	Bezogen auf Subsysteme mit komplex konjugiertem Polpaar
arc	Lichtbogenmodell der Schmelzsicherung
beob	Beobachtete Größe
DC	DC-Offset
e	Bezogen auf eFuse
em	Bezogen auf Emulation
fuse	Bezogen auf Sicherung
krit	Maximal zulässige Stabilitätskennzahl
L	Bezogen auf Lastleitung
last	Bezogen auf Last
lim	(Spannungs-/Zeit-)Grenzwert
melt	Schmelzzeitpunkt
PDU	Bezogen auf PDU
s	Bezogen auf Schmelzsicherung
schalt	Bezogen auf abgeschalteten Pfad
us	Unterspannung
V	Bezogen auf Versorgungsleitung
VF	Vorfilter

Formelzeichen

Notation	Bedeutung
a, A	Skalar
\mathbf{b}	Vektor
b_i	Element aus Vektor
\mathbf{C}	Matrix
C_{ij}	Element aus Matrix

1 Einleitung

In den letzten hundert Jahren hat die Bedeutung der elektrischen Energieversorgung im **Kraftfahrzeug** (Kfz) stetig zugenommen. Die kontinuierliche Einführung neuer Komfort- und Sicherheitsfunktionen sowie die zunehmende Elektrifizierung spiegeln sich in der Komplexität heutiger Energiebordnetze wider. [1, S. 30-31]

Mit steigender Bedeutung und Komplexität rückt auch die Zuverlässigkeit stärker in den Fokus. Bei heutigen Fahrzeugen sind Fehler des Bordnetzes mit bis zu 10 % für einen signifikanten Anteil der auftretenden Pannen verantwortlich, wie eine Auswertung des ADAC für **Personenkraftwagen** (Pkw) zeigt (siehe Abbildung 1.1) [2].¹

In den kommenden Jahren wird außerdem eine weiter zunehmende Automatisierung der Fahrfunktionen erwartet. Insbesondere ab einem Automatisierungsgrad nach SAE-Level 4 ist ein hochzuverlässiges System notwendig, da keine menschliche Rückfallebene mehr vorhanden ist [3]. Die funktionale Sicherheit muss dann auch im Falle eines Fehlers innerhalb des Systems jederzeit gewährleistet sein.

Vor diesem Hintergrund ist eine grundlegend veränderte Architektur des Energiebordnetzes nötig. Die konventionelle dezentrale Architektur mit einer Vielzahl einzelner Steuergeräte wird durch eine zunehmend zentralisierte Architektur mit einigen wenigen, leistungsstärkeren Zonencontrollern ersetzt [4]. Um aktiv in die Energieversorgung eingreifen zu können sowie Fehler schnell zu diagnostizieren und zu isolieren, werden zudem elektronische Sicherungen (eFuses) anstelle von konventionellen Schmelzsicherungen eingesetzt werden [5].

Für zukünftige Bordnetze muss also eine stabile, fehlertolerante Energieversorgung sichergestellt werden. Bei der Entwicklung konventioneller Bordnetze wurden in diesem Zusammenhang messtechnische Prüfungen durchgeführt, in denen die Robustheit einzelner Komponenten gegen Störpulse untersucht wird. Für die Beaufschlagung mit diesen standardisierten Spannungsverläufen existieren spezialisierte Testsysteme [6] entsprechend der gängigen Normen (beispielsweise ISO 16750-2 [7]). Im Hinblick auf die veränderten Randbedingungen und gestiegenen Anforderungen an die funktionale Sicherheit sind jedoch neue Entwicklungsmethoden notwendig [1, S. 123]. Ein zunehmend wichtiges Hilfsmittel ist hier die Simulation des Gesamtsystems [1, S. 282].

¹ In der Statistik sind hier Fehler des Generators, Anlassers und der Beleuchtung miteingerechnet. Ein ähnlich hoher Anteil ist jedoch auch bei batterieelektrischen Fahrzeugen (**battery electric vehicle**, BEV) zu beobachten, die weder einen klassischen Generator, noch einen Anlasser besitzen.

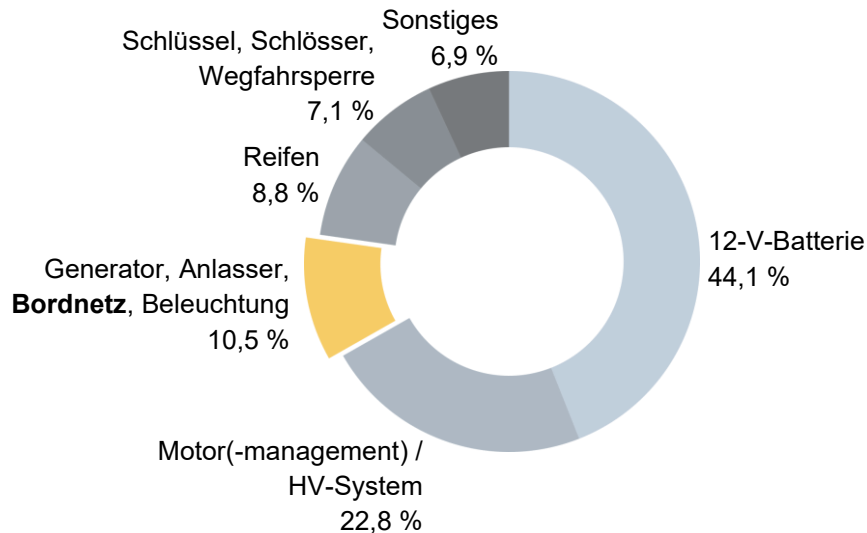


Abbildung 1.1: Häufigste Pannursachen von Pkw laut ADAC-Pannenstatistik 2024 [2]

Im Falle des hochautomatisierten Fahrens können bereits kurze Störungen der Versorgung kritische Auswirkungen haben. Der Fokus dieser Arbeit liegt daher auf transienten Störungen im Kfz-Energiebordnetz. Ursache solcher Störungen können beispielsweise Kurzschlüsse oder Leerläufe innerhalb des Energiebordnetzes sein. Teilweise wird daher gefordert, dass ein solcher Fehler zukünftig innerhalb von 100 μ s isoliert werden muss [8]. Zur Isolation von Kurzschlüssen werden Sicherungen verwendet, die das fehlerhafte Teilsystem abschalten. Redundante Komponenten im fehlerfreien Teil des Systems müssen dann die sicherheitsrelevanten Funktionen der abgeschalteten Komponenten übernehmen. Jedoch erzeugt auch der Trennvorgang selbst transiente Störpulse, die sich als Strom- und Spannungspeaks im restlichen Bordnetz ausbreiten. Wie in Abbildung 1.2 skizziert, kann beispielsweise das Abschalten eines Kurzschlussfehlers in einer **Power Distribution Unit (PDU)** zu einer kritischen transienten Überspannung einer entfernten Last einer anderen PDU führen. Durch Schaltpulse können daher weitere Komponenten beeinträchtigt werden, die von dem ursprünglichen Fehler nicht betroffen waren. Fallen durch solche kaskadierten Fehler redundante Komponenten aus, ist die funktionale Sicherheit gegebenenfalls nicht mehr gewährleistet. Auch nominale Schaltvorgänge können ähnliche transiente Auswirkungen auf das System haben. Das transiente Systemverhalten in solchen (Fehler-)Szenarien muss somit analysiert werden. Szenarien mit kritischen Auswirkungen müssen während der Entwicklung identifiziert und das System entsprechend optimiert werden.

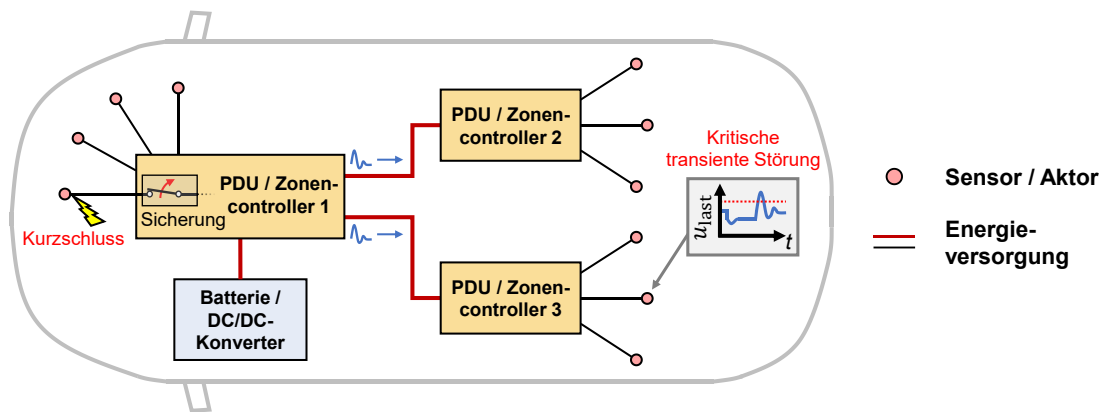


Abbildung 1.2: Beispielhafte Pulsausbreitung im Energiebordnetz. Das Abschalten eines Kurzschlussfehlers erzeugt einen kritischen Spannungsspeak an einer anderen Komponente

Grundsätzlich können Fehler zu jeder beliebigen Zeit auftreten. Je nach aktuellem Fahrmanöver, den Umgebungsbedingungen, den gewählten Einstellungen der Komfortsysteme etc. kann der Bordnetzstatus zum Zeitpunkt des Fehlers also unterschiedlich sein. Somit ergibt sich eine große Anzahl möglicher Arbeitspunkte, deren transiente Stabilität untersucht werden muss. Dies ist nur mittels modellbasierter Verfahren praktikabel.

Im Folgenden wird zunächst der Stand der Technik im Hinblick auf die modellbasierte Analyse von Kfz-Energiebordnetzen vorgestellt. Die offenen Fragestellungen, welche sich in diesem Zusammenhang für zukünftige, hochzuverlässige Bordnetze ergeben, werden herausgearbeitet und eine Gliederung der Arbeit wird präsentiert.

1.1 Stand der Technik – Modellbasierte Analyse von Energiebordnetzen

In der Literatur existieren bereits einige Arbeiten, die sich modellbasiert mit einer stabilen Energieversorgung im Kfz beschäftigen. In der Vergangenheit standen hier neben der Modellbildung insbesondere die statische Spannungsstabilität im Nominal- [9] und Fehlerfall [10] sowie langsame dynamische Vorgänge im Fokus [11–23]. Die in diesen Arbeiten jeweils entwickelten Modelle und die damit analysierten Aspekte sind in Tabelle 1.1 zusammengefasst. Gegenstand der Untersuchung ist hier oft das Energiemanagement während verschiedener Fahrmanöver und Lastkonfigurationen. Es soll sichergestellt werden, dass die Quellen im Bordnetz jederzeit den Energieverbrauch der Lasten decken können. Zu den vorgeschlagenen Stabilisierungsmaßnahmen zählen unter anderem:

- Optimierung der Bordnetztopologie [13], [18], [19]
- Reduktion der Leitungswiderstände [16], [17]
- Höhere Batteriekapazität [16]
- Doppelschichtkondensatoren als Pufferspeicher [13], [16], [17], [19]
- Optimierte Auslegung des Generators [13]
- Leistungsmanagement / Gezielte Abschaltung einzelner Lasten [13], [16], [17]

Untersuchungen, welche die Stabilität unter dem Aspekt transienter Störungen betrachten, sind bisher nicht sehr zahlreich. Durch die steigenden Zuverlässigkeitsanforderungen im Zuge der zunehmenden Automatisierung haben diese in den letzten Jahren jedoch an Bedeutung gewonnen [24–32]. In diesen Untersuchungen wird das Verhalten des Bordnetzes bis zu Frequenzen der Größenordnung 100 kHz betrachtet. Der Großteil dieser Arbeiten befasst sich hierbei mit der Modellbildung. In [25] werden darüber hinaus transiente Spannungspeaks beispielhaft durch Adaption der Komponenten-Eingangsbeschaltungen reduziert. In [30] werden zur transienten Stabilisierung der Spannung passive Filter ausgelegt und in das Bordnetz eingebracht. Auch in diesen Arbeiten werden allerdings keine Auswirkungen von Fehlern oder Schaltvorgängen von Sicherungen berücksichtigt. Eine systematische Analyse kritischer Fehler findet demnach nicht statt, transiente Strompeaks sowie Besonderheiten bei der Verwendung von eFuses werden ebenfalls nicht betrachtet.

Tabelle 1.1: Literaturüberblick zur modellbasierten Analyse von Kfz-Energiebordnetzen

Statische/langsame Vorgänge		
Referenz (Jahr)	Modellierung	Analysierte Aspekte
[11] (2006)	Leitung (elektrothermisch), Schmelzsicherung (idealisiertes Auslöseverfahren), Generator, Batterie, Lampen, DC/DC-Wandler	-
[12] (2006)	Generator, Synchronmaschine, Batterie, DC/DC-Wandler	Beispielhafte Simulationen im Hinblick auf Energiemanagement
[13] (2009)	Leitung (elektrisch), Generator, Batterie, Verbraucher (allgemein)	Spannungsstabilität bei dynamischem Lastverhalten
[14] (2011)	Leitung (elektrisch), Generator, Batterie, Verbraucher (allgemein)	Spannungsstabilität bei beispielhaftem Fahrmanöver
[15] (2011)	Generator, Batterie, Verbraucher (allgemein), Servolenkung, Fahrdynamikregelung	Fahrdynamik und Energiemanagement bei beispielhaftem Fahrmanöver
[16] (2013)	Leitung (elektrisch), Schmelzsicherung (ohne Auslöseverfahren), Generator, Batterie, Doppelschichtkondensator, Verbraucher (allgemein)	Spannungsstabilität bei beispielhaften Fahrmanövern

[17] (2014)	Generator, Batterie, Verbraucher (allgemein), Gleichstrommaschine	Spannungsstabilität bei beispielhaftem Fahrmanöver
[18] (2016)	Leitung (elektrothermisch), Verbraucher (allgemein), DC/DC-Wandler	Thermische Belastbarkeit und Kosten des Kabelbaums
[19] (2016)	Leitung (elektrisch), Generator, Batterie, Doppelschichtkondensator, Verbraucher (allgemein), DC/DC-Wandler	Spannungsstabilität beispielhafter Bordnetztopologien
[20] (2018)	Leitung (elektrothermisch), Schmelzsicherung und eFuse (idealisierter Auslösevorgang), Generator, Batterie, Kühlerlüfter, Fensterheber, Sitz- und Heckscheibenheizung, Servolenkung, Motorsteuergerät, DC/DC-Wandler	Thermische Belastbarkeit und Kosten beispielhafter Bordnetztopologien
[21] (2018)	Leitung (thermisch), eFuse (ohne Auslösevorgang)	Querschnittsoptimierung von Kabelbündeln durch intelligente thermische Absicherung
[9] (2020)	-	Automatisierter Workflow für statische Simulation einer Bordnetzkonfiguration
[10] (2020)	-	Statische Untersuchung von Zuverlässigkeit und Kosten verschiedener Bordnetzkonfigurationen
[22] (2021)	-	Automatisierter Workflow für Simulation von Fahrmanövern
[23] (2021)	-	Lastflüsse in verschiedenen ringförmigen Bordnetztopologien

Transiente Vorgänge

Referenz (Jahr)	Modellierung	Analysierte Aspekte
[24] (2010)	Leitung (elektrisch), Generator, Batterie, Steuergerät (allgemein)	Einfluss ausgewählter Komponenten auf die Bordnetzimpedanz
[25], [26] (2019)	Leitung (elektrisch), Batterie, Verbraucher (allgemein), DC/DC-Wandler	Beispielhafte Analyse von Transienten infolge dynamischen Lastverhaltens
[27] (2019)	DC/DC-Wandler	-
[28] (2020)	Leitung (elektrisch), Generator, Batterie, Verbraucher (allgemein), DC/DC-Wandler, Kurzschluss-, Leerlauf- und Lichtbogenfehler	Beispielhafte Analyse der transienten Auswirkungen von Kurzschlussfehlern
[29] (2020)	Leitung (elektrisch), Servolenkung, DC/DC-Wandler	Methode zur Modellvalidierung durch Impulsantworten
[30] (2021)	-	Beispielhafte Analyse von Transienten infolge dynamischen Lastverhaltens
[31] (2021)	Leitung (elektrisch), Schmelzsicherung (ohne Auslösevorgang), Batterie, Verbraucher (allgemein), Lichtbogenfehler	Analyse und Diagnose von 48-V-Lichtbogenfehlern
[32] (2023)	Leitung (thermisch), eFuse	

Neben den genannten Arbeiten mit simulativem Fokus existieren zudem einige experimentelle Stabilitätsuntersuchungen. In [33] und [34] werden langsame Vorgänge in einem Bordnetzprüfstand analysiert. Messungen realer transienter Pulse werden in [35–38] präsentiert. Eine Spannungsstabilisierung mithilfe eines DC/DC-Wandlers wird in [39] praktisch untersucht.

1.2 Zentrale Forschungsfragen

Während die vorhandene Literatur also Grundlagen zur modellbasierten Analyse von Kfz-Energiebordnetzen liefert, fehlen Methoden für eine vollumfängliche Evaluation der transienten Stabilität. Aufgrund der großen Anzahl an Fehlerszenarien und möglichen Arbeitspunkten des Energiebordnetzes sind insbesondere effiziente Methoden notwendig, um alle relevanten Szenarien mit akzeptablem Zeitaufwand untersuchen zu können.

Der Fokus dieser Arbeit liegt daher auf schnellen Methoden zur Analyse der transienten Stabilität. Kritische Szenarien sollen zuverlässig identifiziert werden. Außerdem sollen Möglichkeiten zur Stabilisierung aufgezeigt werden. Konkret sind dabei die folgenden Fragen zu beantworten:

- Welche Störquellen haben einen Einfluss auf die transiente Stabilität der Energieversorgung?
- Welche Auswirkungen haben transiente Störungen und welche Bewertungskriterien für die transiente Stabilität eines Energiebordnetzes ergeben sich daraus?
- Wie kann die transiente Stabilität des Bordnetzes effizient untersucht werden, um kritische Szenarien zu identifizieren?
- Wie kann eine systematische Stabilisierung umgesetzt werden?

Sind entsprechende Methoden entwickelt worden, ergeben sich weitere Fragen zur praktischen Anwendung und der konkreten Bordnetzauslegung:

- Welchen Einfluss haben eFuses auf die Stabilität des Bordnetzes im Vergleich zu einer konventionellen Absicherung mit Schmelzsicherungen?
- Welche Rolle spielen periodische Schaltvorgänge im Bordnetz?
- Wie können die entwickelten Methoden in einen praktischen Entwicklungsworkflow für zukünftige Bordnetze integriert werden?

Bei der Diskussion dieser Fragen liegt der Fokus der Arbeit auf dem 14-V-Niedervolt-Bordnetz (engl. low voltage, LV). In diesem Kontext erzielte Erkenntnisse und Methoden lassen sich aber grundsätzlich auf andere Spannungsebenen übertragen.

1.3 Aufbau der Arbeit

Die Arbeit gliedert sich wie folgt. In Kapitel 2 wird zunächst der Aufbau von Energieversorgungssystemen im Kfz erläutert und es werden Modellierungsansätzen der relevanten Komponenten und Fehler präsentiert. In Kapitel 3 werden Ursachen und Auswirkungen transienter Störungen herausgearbeitet. In Kapitel 4 wird zunächst ein konkretes Energiebordnetz definiert, welches als Basis für die weiteren Untersuchungen verwendet wird. Anhand einer beispielhaften Simulation wird motiviert, warum für eine umfassende Stabilitätsanalyse effizientere Methoden notwendig sind. Im weiteren Verlauf des Kapitels wird daher schließlich eine Methode zur effizienten Identifikation kritischer Fehlerszenarien erarbeitet. Diese basiert auf einer mehrstufigen Vorselektion der zu untersuchenden Szenarien. Zur Abschätzung von Schaltpulsen im Rahmen dieser Vorselektion werden Varianten im Zeit- und Frequenzbereich entwickelt. In Kapitel 5 werden die Methoden messtechnisch und durch genaue Simulationen validiert und verglichen. Werden mit den vorgestellten Methoden kritische Szenarien identifiziert, ist eine Stabilisierung des transienten Verhaltens notwendig. Ein systematisches Vorgehen auf Basis von Sensitivitäten wird hierfür in Kapitel 6 vorgestellt. In Kapitel 7 werden die entwickelten Methoden schließlich auf zwei beispielhafte konkrete Fragestellungen angewendet; zunächst wird analysiert, welchen Einfluss die Einführung von eFuses auf die transiente Bordnetzstabilität hat und welche Herausforderungen sich im Vergleich zur Schmelzsicherung ergeben. Anschließend wird die Belastung des Bordnetzes durch Verbraucher untersucht, die über eine Pulsweitenmodulation (PWM) versorgt werden. In Kapitel 8 werden die Ergebnisse der Arbeit im größeren Zusammenhang diskutiert. Neben einer Integration der entwickelten Methoden in einen übergeordneten Entwicklungsworkflow eines Kfz-Energiebordnetzes werden hier mögliche Anwendungen außerhalb von Kfz diskutiert. Kapitel 9 fasst abschließend die zentralen Ergebnisse zusammen.

2 Aufbau und Modellierung von Energieversorgungssystemen in Kfz

Das Kfz-Energiebordnetz beinhaltet alle Komponenten, die elektrische Energie zur Verfügung stellen, speichern, verteilen und verbrauchen. Durch die aktuelle Entwicklung hin zu batterieelektrischen, hochautomatisierten Fahrzeugen unterliegt das Energiebordnetz einem starken Wandel. Im konventionellen 14-V-Bordnetz eines Kfz mit Verbrennungsmotor, nach der Nennspannung der Blei-Säure-Batterie auch 12-V-Bordnetz genannt, werden alle Komponenten aus dieser Spannungsebene durch den Generator und die Batterie versorgt [40, S. 10-11, S.37]. In BEVs gibt es neben der Niedervolt- zusätzlich eine **Hochvolt-Ebene (HV-Ebene)** für den elektrischen Antrieb. Anstelle des Generators wird die LV-Ebene nun über einen DC/DC-Wandler aus der HV-Batterie versorgt [41]. Alternativ oder ergänzend zur 14-V-Ebene ist auch eine LV-Ebene mit 48 V möglich [42, S. 11]. Eine Übersicht der wichtigsten Energiebordnetz-Komponenten eines BEVs ist in Abbildung 2.1 dargestellt.

In diesem Kapitel wird der grundlegende Aufbau moderner Energiebordnetze näher erläutert. Der Fokus liegt hierbei, wie bereits erwähnt, auf dem LV-Bordnetz, welches die sicherheitsrelevanten Sensoren, Aktoren und Recheneinheiten für das automatisierte Fahren versorgt. Nach einer Diskussion der Bordnetzarchitektur werden zudem geeignete Modellierungsansätze der zentralen Komponenten präsentiert, auf denen die späteren Simulationen basieren.

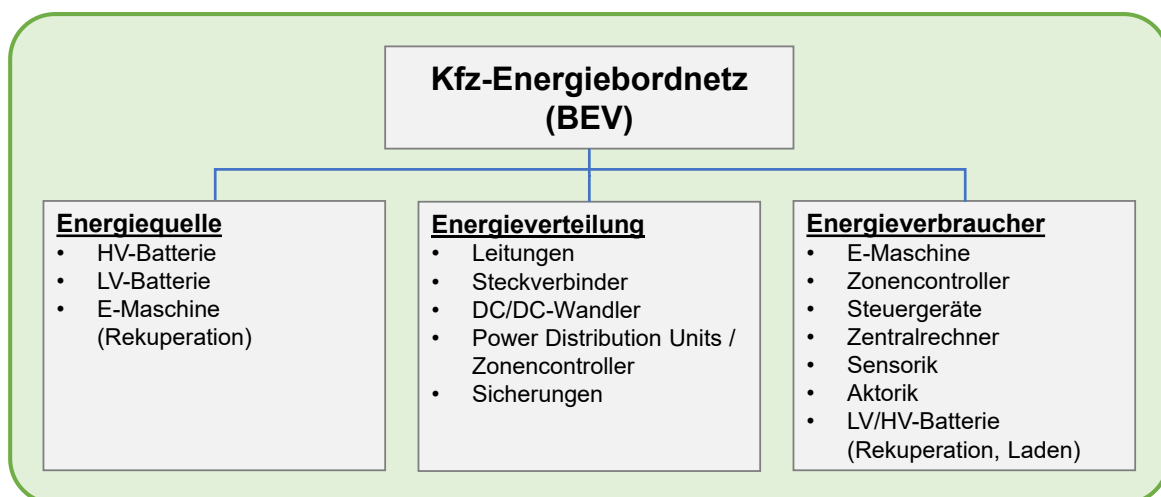


Abbildung 2.1: Zentrale Komponenten des Kfz-Energiebordnetzes am Beispiel eines batterieelektrischen Fahrzeugs

2.1 Bordnetzarchitektur

Im Folgenden werden die Architekturkonzepte aktueller und zukünftiger Bordnetze erläutert und daraus Teilbordnetze für grundlegende Untersuchungen abstrahiert.

2.1.1 Dezentrale und zonale Architektur

Über die letzten Jahrzehnte hat sich eine dezentrale Architektur des Bordnetzes etabliert. Ein Großteil der Funktionen wird durch separate Steuergeräte realisiert, die über die gesamte Karosserie verteilt sind und notwendige Informationen untereinander kommunizieren. Die Energieversorgung der einzelnen Steuergeräte erfolgt über eine zentrale Sicherungsbox / PDU, wie in Abbildung 2.2 (oben) beispielhaft verdeutlicht. Ein Oberklasse-Fahrzeug kann so teilweise 100 oder mehr verschiedene Steuergeräte aufweisen. [4, 43, S. 12]

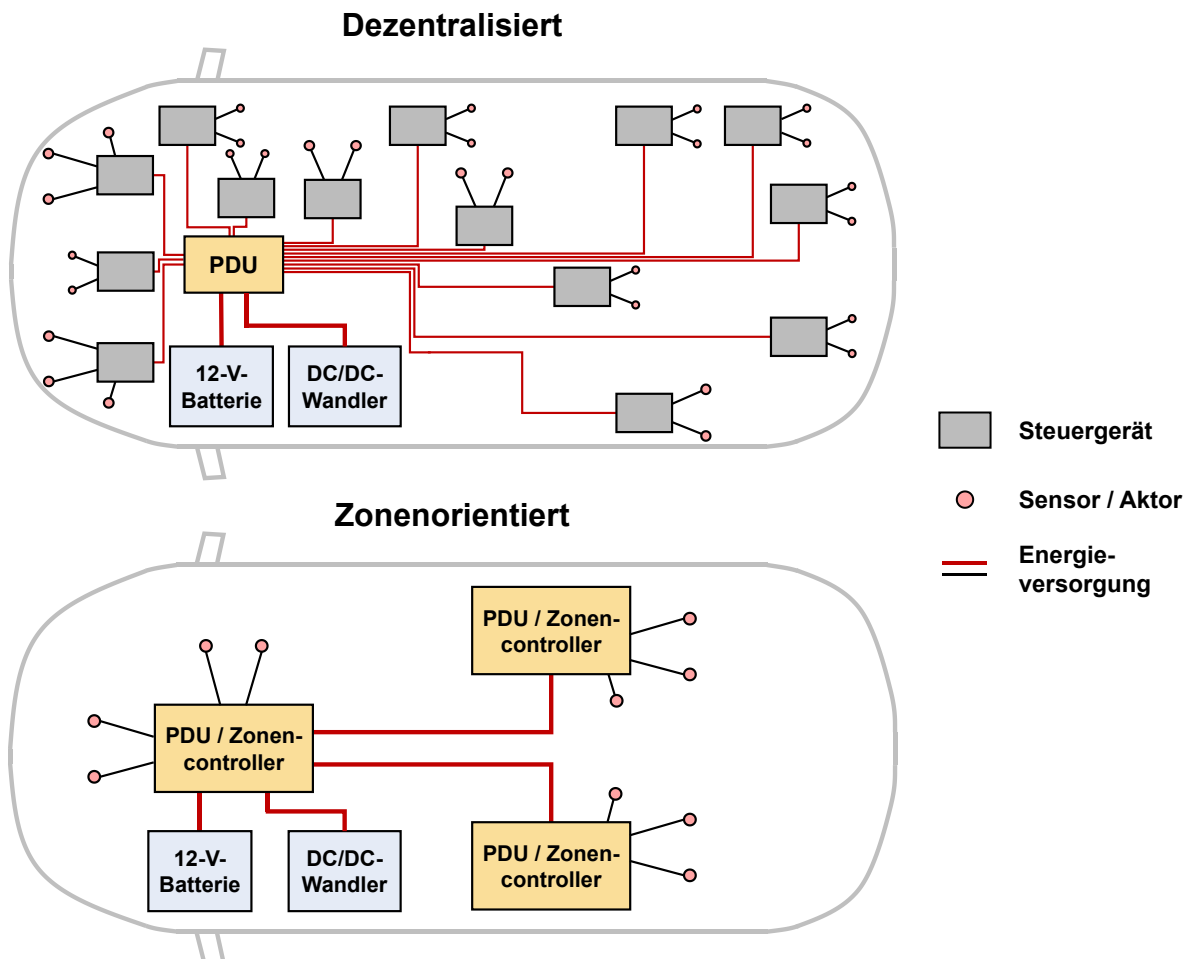


Abbildung 2.2: Schematischer Vergleich einer konventionellen dezentralisierten und einer zonalen Energiebordnetz-Topologie

Die zunehmend komplexeren, übergeordneten Funktionen des automatisierten Fahrens sind in einer dezentralen Architektur nicht mehr beherrschbar, da hierdurch der Kommunikations- und Verkabelungsaufwand, sowie die Anforderungen an die Software der einzelnen Steuergeräte stark ansteigen würden. Aus diesem Grund werden seit einigen Jahren zentralisierte Architekturen diskutiert [4, 44, 45] und vereinzelt bereits eingesetzt [46]. Hierbei wird das Fahrzeug in einige wenige Zonen aufgeteilt. Anstelle vieler funktionsorientierter Steuergeräte existieren nun Zonencontroller, die alle Sensoren und Aktoren innerhalb einer Zone ansteuern. Die Topologie des LV-Energiebordnetzes folgt nun ebenfalls diesem zonenorientierten Konzept [45]. Dies ist in Abbildung 2.2 (unten) beispielhaft für ein Bordnetz mit drei Zonen dargestellt; die Zonencontroller dienen jeweils auch als PDU und versorgen die Komponenten der Zone und gegebenenfalls andere PDUs. Die Absicherung durch Schmelzsicherungen oder eFuses findet ebenfalls in den jeweiligen PDUs statt. Aufgrund der Bedeutung für zukünftige Fahrzeuge soll für die folgenden Analysen eine solche zonale Energiebordnetz-Topologie angenommen werden.

2.1.2 Teilbordnetze für grundlegende Untersuchungen

Für grundlegende Untersuchungen ist die Betrachtung des komplexen Gesamtsystems gegebenenfalls nicht notwendig, daher ist die Definition eines reduzierten Teilsystems hilfreich. Für eine einzelne Zone lässt sich allgemein das in Abbildung 2.3 dargestellte Teilbordnetz abstrahieren; die PDU wird über N_V verschiedene Quellen

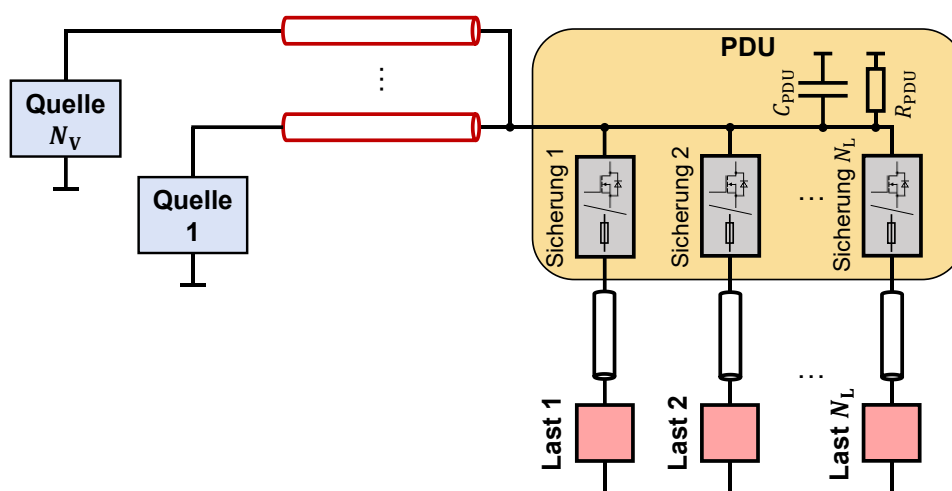


Abbildung 2.3: Teilbordnetz bestehend aus einer PDU mit mehreren Verbrauchern und Quellen

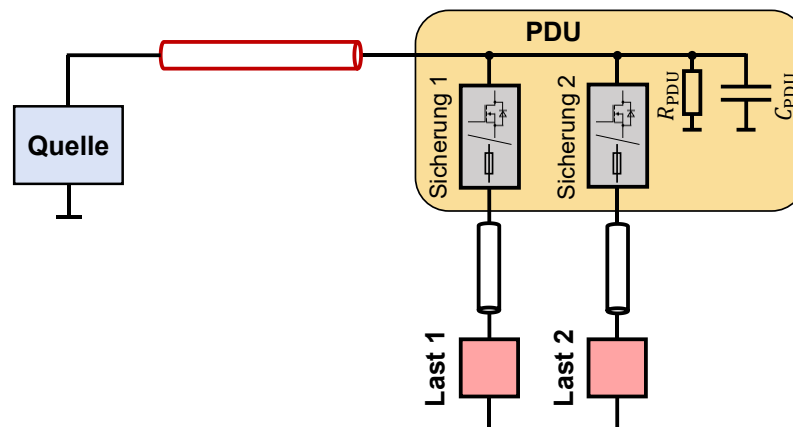


Abbildung 2.4: Minimalkonfiguration mit einer PDU, einer Quelle und zwei Lasten

versorgt und versorgt wiederum N_L verschiedene Lasten. Alle Lastleitungen sind zudem über Schmelz- oder elektronische Sicherungen abgesichert. Die eigene Leistungsaufnahme der PDU bzw. des Zonencontrollers wird durch R_{PDU} berücksichtigt. Eine interne Stabilisierungskapazität wird durch C_{PDU} realisiert.

Da in einem Teilsystem mit lediglich einer Last keine Wechselwirkungen mehrerer Komponenten untersucht werden können, kann als sinnvolle Minimalkonfiguration zur Untersuchung transienter Vorgänge ein Teilsystem mit $N_V = 1$ und $N_L = 2$ definiert werden (siehe Abbildung 2.4).

2.2 Modellierung der Bordnetzkomponenten

In dieser Arbeit sollen modellbasierte Methoden für die Stabilitätsanalyse von Kfz-Energiebordnetzen entwickelt werden. In diesem Abschnitt werden daher zunächst die verwendeten Modellierungsansätze der verwendeten Bordnetzkomponenten vorgestellt. Der Fokus liegt dabei stets auf dem transienten Verhalten. Für die Untersuchung transienter Effekte mit kleinen Zeitkonstanten (z. B. Schaltvorgänge) sind kurze Simulationszeiten ausreichend. Langsame Vorgänge mit deutlich größeren Zeitkonstanten können daher vernachlässigt werden, indem ein quasistationärer Arbeitspunkt angenommen wird. Als obere Grenzfrequenz wird 150 kHz angenommen; Effekte oberhalb dieser Frequenz werden im Kontext der **elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV)** betrachtet und spielen für die im Folgenden untersuchten Vorgänge keine Rolle.

Die Modellierung orientiert sich an existierenden Ansätzen aus der Literatur. Insbesondere die Sicherungsmodelle wurden geeignet erweitert, sodass die entwickelten Modelle auch das transiente Verhalten während des Auslösevorgangs berücksichtigen.

2.2.1 Leitungen

In der LV-Ebene werden die Komponenten im Fahrzeug in der Regel über eine einzelne Leitung aus dem Bordnetz versorgt. Als Rückleiter dient in diesem Fall die Karosserie [40, S. 81]. Allgemein lässt sich eine Leitung der Länge l , die sich über einer Massefläche befindet, unter Vernachlässigung von Wellenphänomenen, durch das in Abbildung 2.5 dargestellte Ersatzschaltbild (ESB) beschreiben [47, S. 940]. Für die Energieversorgung im Kfz mit typischen Leitungslängen von $l < 5$ m ist dies ausreichend, da Wellenphänomene hier erst ab dem nicht betrachteten MHz-Bereich relevant werden [48, S. 348-349]. Längere Leitungen können durch mehrfache Aneinanderreihung dieses ESBs beschrieben werden [48, S. 361].

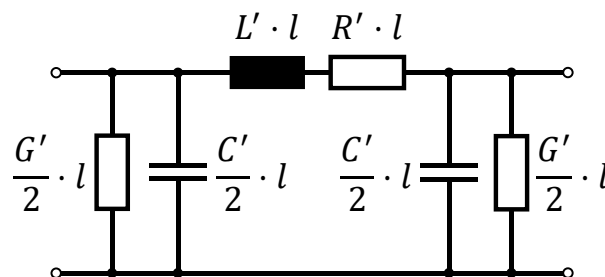


Abbildung 2.5: Allgemeines Ersatzschaltbild einer Leitung über einer Massefläche

Der Widerstandsbelag R' ergibt sich unmittelbar aus dem spezifischen Widerstand ρ des verwendeten Leitermaterials und des Leiterquerschnitts A_q . Für den Regelfall einer Kupferleitung gilt mit $\rho_{\text{Cu}} = 17,3 \cdot 10^{-3} \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ [47, S. 232] somit:

$$R' = \frac{\rho_{\text{Cu}}}{A_q} \quad (2.1)$$

Der Induktivitätsbelag L' beschreibt die Selbstinduktivität der Leitung und ist abhängig vom Leitungsquerschnitt und der Höhe über der Massefläche. Näherungsweise wird der folgende Wert verwendet [49]:

$$L' = 1 \frac{\mu\text{H}}{\text{m}} \quad (2.2)$$

Für den Kapazitätsbelags C' ergeben sich bei typischen Leitungsgeometrien Werte der Größenordnung $10 \text{ pF}/\text{m}$. Im betrachteten Frequenzbereich kann die Leitungskapazität daher vernachlässigt werden [49]. Gleiches gilt für den typischerweise ebenfalls sehr geringen Ableitungsbelag G' [16, S. 29].

Zusätzlich kann die induktive Kopplung zwischen benachbarten Leitungen eine Rolle spielen. Im Allgemeinen ist die Koppelinduktivität jedoch deutlich kleiner als die Selbstinduktivität [16, S. 35-36], daher werden diese Effekte im Folgenden vernachlässigt.

2.2.2 Batterien

Für die Modellierung von Batterien existieren je nach Anwendungsfall und benötigter Genauigkeit viele unterschiedliche Ansätze. In erster Näherung kann das elektrische Klemmenverhalten einer Batterie durch eine Spannungsquelle mit der Leerlaufspannung U_{OCV} und einem Innenwiderstand R_{in} beschrieben werden, der typischerweise einige Milliohm beträgt. Zur zusätzlichen Nachbildung der dynamischen elektrochemischen Prozesse ist die Verwendung von RC-Elementen geläufig [24, 50] (siehe Abbildung 2.6). Übliche Zeitkonstanten dieser RC-Elemente befinden sich im Bereich mehrerer Millisekunden bis zu Sekunden [24]; bei den betrachteten schnellen transienten Vorgängen spielen diese Prozesse eine untergeordnete Rolle und werden daher im Folgenden nicht berücksichtigt.

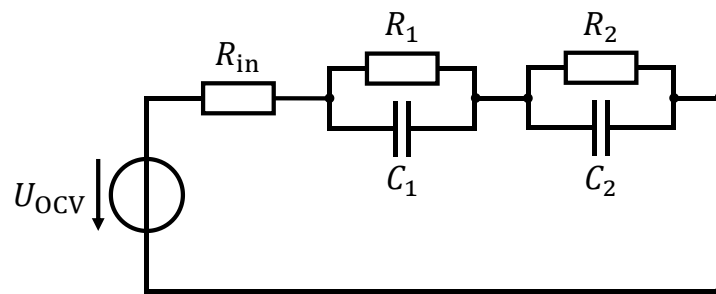


Abbildung 2.6: Allgemeines Ersatzschaltbild des Klemmenverhaltens einer Batterie mit zwei RC-Gliedern

Dies gilt ebenso für weitere mögliche Elemente wie die parasitäre serielle Induktivität der Batterie oder Warburg-Impedanzen zur exakteren Nachbildung der chemischen Diffusionsprozesse [50]. Letztere ist mit typischen Werten im nH-Bereich deutlich kleiner als die im Bordnetz vorhandenen Leitungsinduktivitäten und damit vernachlässigbar [51].

Die Batterieparameter sind im Allgemeinen abhängig von der Temperatur, dem Ladezustand (SoC, engl. **state of charge**) und dem Alterungszustand (SoH, engl. **state of health**) [52]. Während der sehr kurzen betrachteten Vorgänge werden diese Zustände näherungsweise als konstant angenommen.

2.2.3 DC/DC-Wandler

Ein DC/DC-Wandler stellt innerhalb einer Spannungsebene entweder eine Energiequelle oder eine -senke dar. Da zur Untersuchung der Versorgungsstabilität lediglich das Klemmenverhalten von Interesse ist, ist eine komplexe Modellierung auf Halblei-

terebene (z. B. [53]) nicht notwendig. Aus diesem Grund existieren verschiedene Ansätze zur verhaltensbasierten Modellierung [18, 27, 54]. Für das transiente Verhalten sind hier insbesondere die großen Kondensatoren $C_{DC/DC}$ der Eingangsbeschaltungen zu berücksichtigen, die sich jeweils zwischen den Klemmen der Bordnetzspannung

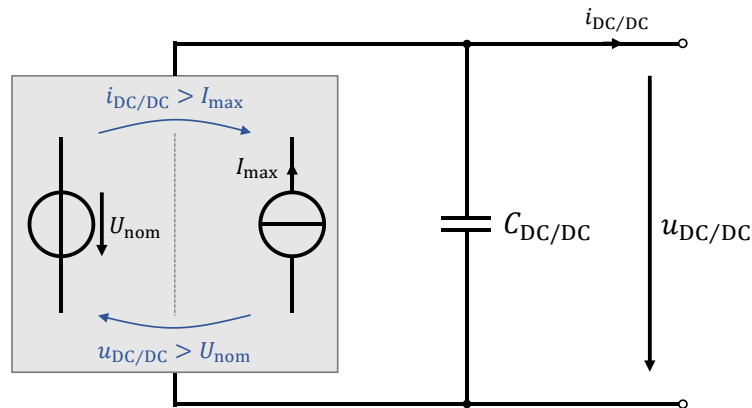


Abbildung 2.7: Ersatzschaltbild des ausgangsseitigen Klemmenverhaltens eines DC/DC-Wandlers

und der Masse befinden und Kapazitäten im mF-Bereich aufweisen [27]. Die Ausgangsspannung wird auf den Nominalwert U_{nom} geregelt. Um die internen Komponenten des Wandlers zu schützen, ist eine Strombegrenzung bei I_{max} möglich [55]. Es wird eine ideale Regelung angenommen; das ausgangsseitige Klemmenverhalten kann somit durch das Ersatzschaltbild in Abbildung 2.7 veranschaulicht werden.

2.2.4 Verbraucher

Das Bordnetz versorgt eine Vielzahl von Verbrauchern mit unterschiedlichsten internen Aufbauten, Betriebszuständen und variablen Stromverläufen, wie beispielhaft in Abbildung 2.8 (links) dargestellt. Für die Analyse von Bordnetzpulsen ist jedoch eine verhaltensbasierte Modellierung der einzelnen Verbraucher ausreichend. So besitzt ein Steuergerät zur Stabilisierung der Versorgungsspannung im Allgemeinen eine Kapazität C_{last} an den Eingangsklemmen. Der äquivalente Serienwiderstand (ESR, engl. **e**quivalent **s**eries **r**esistance) dieser Kapazität wird mit R_{ESR} bezeichnet. Die Leistungsaufnahme der Komponente kann durch den Widerstand R_{last} abgebildet werden. Während der im Folgenden untersuchten kurzen transienten Vorgänge wird ein quasistationärer Betriebszustand (Arbeitspunkt) und damit ein konstanter Widerstand angenommen. Daraus folgt das in Abbildung 2.8 (rechts) dargestellte ESB. [24]

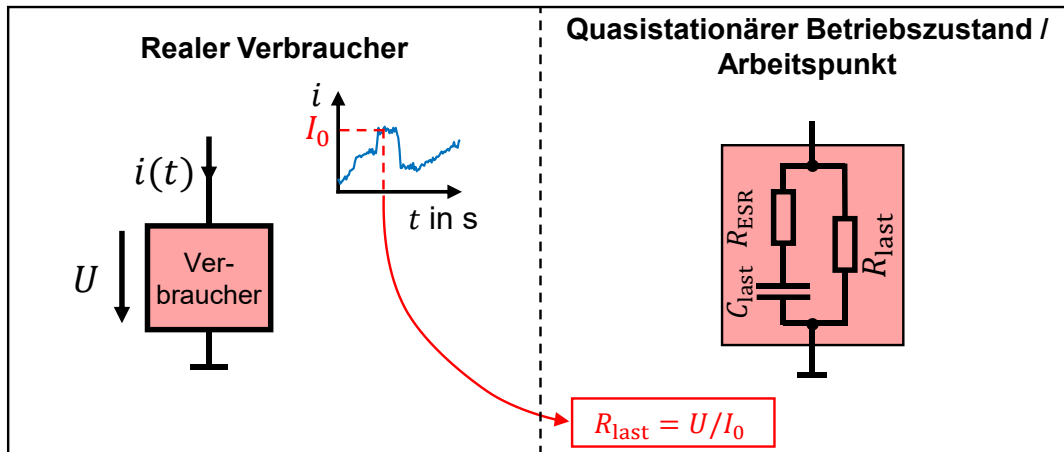


Abbildung 2.8: Modellierung von Verbrauchern in quasistationärem Betriebszustand für transiente Untersuchungen

2.2.5 Schmelzsicherung

Im Falle eines Kurzschlusses im Energiebordnetz können große Ströme auftreten, die im schlimmsten Fall einen Kabelbrand zur Folge haben. Um dies zu verhindern, werden für den Leitungsschutz Sicherungen verbaut, die unzulässig hohe Ströme nach einer bestimmten Zeit abschalten [56, S. 17]. Da die Schaltflanke eines solchen Abschaltvorgangs ebenfalls transiente Pulse erzeugt, ist diese bei der Modellierung der Sicherungen besonders zu berücksichtigen.

Im Folgenden werden zunächst konventionelle Schmelzsicherungen betrachtet. Nach einer kurzen Erläuterung der Funktionsweise wird ein Modell entwickelt und anschließend validiert.

a) Funktionsweise

Die Funktionsweise der seit Jahrzehnten etablierten Schmelzsicherung beruht auf dem Aufschmelzen des stromführenden Metallelements [56, S. 1, S. 134-137]. Bei Überlastung oberhalb des Nennstroms, beispielsweise infolge eines Kurzschlusses, erhitzt sich dieser Sicherungsdraht bis zum Erreichen seiner Schmelztemperatur. Durch das Aufschmelzen des Metalls wird der Sicherungsdraht unterbrochen. Der Strom fließt allerdings zunächst weiter, da durch die nun induzierte Spannung der parasitären Leitungsinduktivitäten ein Lichtbogen zündet und die entstandene Lücke überbrückt. Unterschreitet der Strom schließlich einen materialabhängigen Minimalwert im mA-Bereich [57, S. 586], erlöscht der Lichtbogen; die ausgelöste Sicherung entspricht nun offenen Klemmen [56, S. 41]. Schmelzsicherungen stellen somit eine Sollbruchstelle



Littelfuse ATO

Littelfuse MEGA

Abbildung 2.9: Beispielhafte Bauformen von Schmelzsicherungen. Flachstecksicherung [58] (links) und Schraubsicherung [59] (rechts)

dar und unterbrechen den Stromfluss, bevor die zu schützende Leitung ihre Belastungsgrenze erreicht. Es existieren verschiedene Bauformen zur Verwendung in Fahrzeugen, beispielsweise Flachstecksicherungen oder Schraubsicherungen (siehe Abbildung 2.9), die in der Norm ISO 8820 [60] standardisiert sind. Die Nennströme $I_{nom,S}$ reichen dabei von 1 A bis zu einigen 100 A. Die Auslegung des Sicherungswertes orientiert sich unter anderem am Querschnitt und damit an der Stromtragfähigkeit der abzusichernden Leitung, auch hier existieren etablierte Richtlinien [61, 62, S. 1016] (siehe Anhang A.1).

Trotz der vielen Erfahrungswerte und des günstigen Preises bringt diese konventionelle Absicherungsmethode auch Nachteile mit sich. Durch das thermische Wirkprinzip verhalten sich Schmelzsicherungen träge und können selbst bei einer Belastung mit einem Vielfachen des Bemessungsstroms noch Auslösezeiten der Größenordnung 10 ms und mehr aufweisen [58]. Außerdem ist funktionsbedingt nur ein einmaliges Auslösen möglich, anschließend ist ein Austausch der durchgebrannten Sicherung notwendig.

b) Modellierung

Entsprechend der beschriebenen Funktionsweise von Schmelzsicherungen müssen bei der Modellierung drei Zustände berücksichtigt werden: der Leitzustand, der Lichtbogenzustand, und die offenen Klemmen. Zunächst befindet sich die nicht ausgelöste Sicherung im Leitzustand und verhält sich wie ein temperaturabhängiger Widerstand, dessen Temperatur durch die ohmschen Verluste und die Umgebungstemperatur beeinflusst werden. Für die Modellierung des thermischen Verhaltens existieren verschiedene Ansätze unterschiedlicher Komplexität, z. B. [11, 63, 64]. Da in dieser Arbeit insbesondere das transiente Verhalten des Auslösevorgangs von Bedeutung ist und weniger das Verhalten bis zum Erreichen der Schmelztemperatur, ist der einfache Ansatz aus [11, S. 49-53] ausreichend. Der Sicherungsdraht wird demnach durch ein

thermisches Ersatzschaltbild beschrieben (siehe Abbildung 2.10). Die thermische Verlustleistung $P_{th} = u_{fuse} \cdot i_{fuse}$ wird über vier in Reihe geschaltete RC-Glieder an die Umgebung mit der Temperatur T_{amb} abgeführt. Dabei stellt sich die Temperatur T des Sicherungsdrahtes ein.

Der Widerstand des Sicherungsdrahts R_{fuse} , welcher wiederum die Verlustleistung beeinflusst, ist abhängig von seiner Temperatur T . In [11] wird hierzu ein linearer Temperaturkoeffizient α angenommen. Insbesondere bei hohen Temperaturen hat sich dies in Messungen als ungenau herausgestellt. Ist eine exaktere Nachbildung des Erwärmungsvorgangs notwendig, wird daher eine Erweiterung um einen quadratischen und zusätzlich einen exponentiellen Term vorgeschlagen:

$$R_{fuse}(T) = R_0(1 + \alpha\Delta T + \beta\Delta T^2 + \gamma e^{\delta\Delta T}) \quad (2.3)$$

R_0 ist hierbei der Widerstand bei der Temperatur $T_0 = 25 \text{ °C}$, $\Delta T = T - T_0$ die Temperaturdifferenz, und α , β , γ und δ die Temperaturkoeffizienten.

Die thermischen Modellparameter sind in Tabelle 2.1 beispielhaft für eine ATO-Schmelzsicherung von Littelfuse [58] mit einem nominalen Strom $I_{nom,s} = 10 \text{ A}$ dargestellt. Die Parametrierung basiert auf [11], die neuen Parameter β , γ und δ wurden experimentell anhand von gemessenen Auslösevorgängen bestimmt.

Bei der Untersuchung langsamer Vorgänge wird der Schmelzvorgang der Sicherung oft vernachlässigt und es wird, wie beispielsweise in [11], ein idealisierter Übergang vom niedrigen in den hochohmigen Zustand angenommen. Für exakte transiente Untersuchungen ist jedoch eine genauere Modellierung notwendig, da die Stromflanke des Schmelzvorgangs einen Einfluss auf das Bordnetzverhaltens hat.

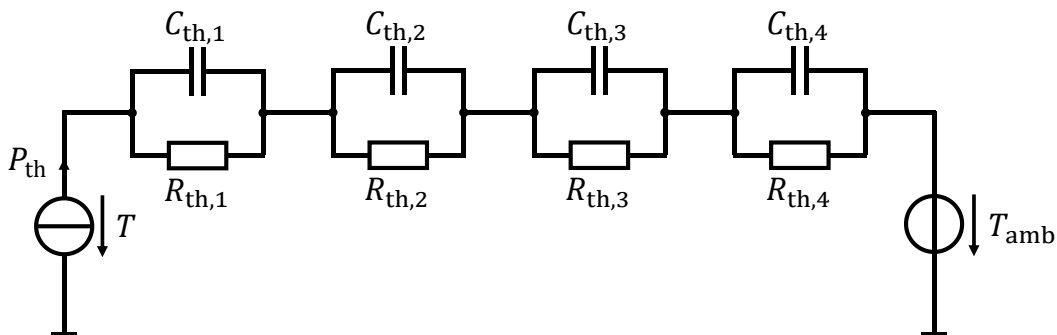


Abbildung 2.10: Thermisches Ersatzschaltbild des Schmelzsicherungsmodells

Tabelle 2.1: Thermische Modellparameter für 10-A-ATO-Sicherung

Parameter	Wert	
Thermisches Netzwerk	$R_{th,1}$	35,4 K/W [11]
	$R_{th,2}$	74,7 K/W [11]
	$R_{th,3}$	20,3 K/W [11]
	$R_{th,4}$	9,8 K/W [11]
	$C_{th,1}$	74,4 mJ/K [11]
	$C_{th,2}$	41,6 mJ/K [11]
	$C_{th,3}$	904,5 mJ/K [11]
	$C_{th,4}$	16,9 J/K [11]
Temperaturkoeffizienten	α	$3,5 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ [11]
	β	$18 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-2}$
	γ	$1,75 \cdot 10^{-32}$
	δ	$0,2 \text{ K}^{-1}$
Widerstand bei $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	R_0	7,68 m Ω [11]
Schmelztemperatur	T_{melt}	400 $^\circ\text{C}$ [11]

Eine physikalische Modellierung der Lichtbogenvorgänge während des Schmelzprozesses der Sicherung ist komplex und abhängig von einer Vielzahl unbekannter Parameter [56, S. 53]. Aus diesem Grund wurde in [65] eine alternative, verhaltensbasierte Modellierung des Lichtbogenzustands vorgeschlagen. Die vom Lichtbogen verursachte Stromflanke wird hier durch ein RC-Glied nachgebildet, welches im Schmelzzeitpunkt t_{melt} seriell in den Strompfad geschaltet wird (siehe Abbildung 2.11). In [65] werden hierfür konstante Modellparameter R_{arc} und C_{arc} verwendet. Experimentelle Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit haben jedoch gezeigt, dass konstante Parameter das Sicherungsverhalten nur für einzelne Betriebspunkte zufriedenstellend abbilden. Insbesondere besteht eine Abhängigkeit dieser Parameter vom Strom I_{melt} zum Schmelzzeitpunkt t_{melt} . Diese Abhängigkeit muss für die zu parametrierende Sicherung durch experimentelle Charakterisierungsmessungen bestimmt werden. Beispielhaft ist dies in Abbildung 2.12 für eine 10-A-ATO-Sicherung dargestellt. Verschiedene Auslöseströme I_{melt} werden erzeugt, indem die Sicherung über eine Leitung mit variierenden Längen und Querschnitten kurzgeschlossen wurde. R_{arc} und C_{arc} werden anschließend so parametrieren, dass die simulierten Strom- und Spannungsverläufe der Sicherung mit den gemessenen Kurven gut übereinstimmen. Aus den so bestimmten Werten werden die Ausdrücke (2.4) und (2.5) approximiert, welche nun eine Simulation mit beliebigen Schmelzströmen ermöglichen. Der ausgelöste Zustand der offenen Klemmen wird durch einen weiteren Schalter realisiert, der öffnet, sobald der Sicherungsstrom 0 A erreicht, das heißt, der Lichtbogen erloschen ist.

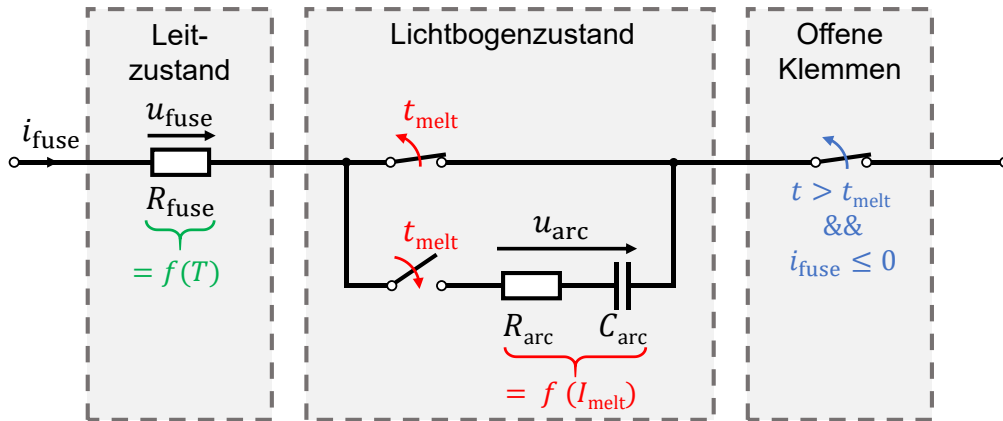


Abbildung 2.11: Modellstruktur des elektrischen Verhaltens der Schmelzsicherung

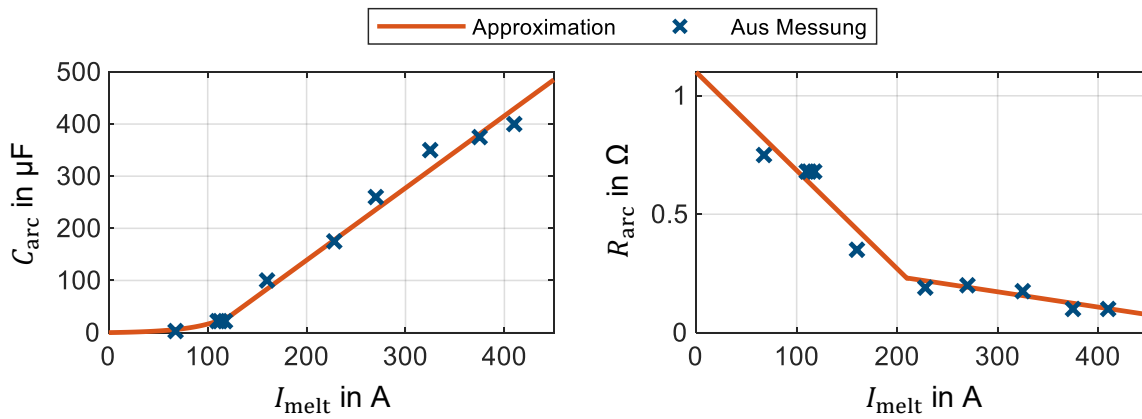


Abbildung 2.12: Modellparameter des Lichtbogenzustands für 10-A-ATO-Sicherung in Abhängigkeit des Schmelzstroms

$$C_{\text{arc}}(I_{\text{melt}}) = \begin{cases} e^{\frac{I_{\text{melt}}}{35}} - 1, & I_{\text{melt}} \leq 125 \text{ A} \\ 1.38 \cdot I_{\text{melt}} - 137.9, & I_{\text{melt}} > 125 \text{ A} \end{cases} \quad (\text{in } \mu\text{F}) \quad (2.4)$$

$$R_{\text{arc}}(I_{\text{melt}}) = \begin{cases} -4.15 \cdot 10^{-3} \cdot I_{\text{melt}} + 1.1, & I_{\text{melt}} \leq 210 \text{ A} \\ -0.65 \cdot 10^{-3} \cdot I_{\text{melt}} + 0.37, & 210 \text{ A} < I_{\text{melt}} \leq 570 \text{ A} \\ 0, & I_{\text{melt}} > 570 \text{ A} \end{cases} \quad (\text{in } \Omega) \quad (2.5)$$

c) Validierung

Zur messtechnischen Validierung des entwickelten Schmelzsicherungsmodells wird der in Abbildung 2.13 dargestellte Laboraufbau genutzt. Eine 10-A-ATO-Sicherung wird über ein Relais nach Masse kurzgeschlossen. Parallel zur Sicherung befindet sich ein hochohmiger Verbraucher (1 kΩ || 200 μF), der ein Steuergerät im Standby-Betrieb repräsentieren soll. Über eine gemeinsame Leitung werden beide Zweige von einer auf 14 V eingestellten Laborspannungsquelle (EA-PSI 9080-510) versorgt.

Abbildung 2.14 zeigt den gemessenen Sicherungsstrom i_{fuse} , sowie die Spannung u_{last} am parallelen Verbraucher während des Schmelzvorgangs. Durch den hohen Stromgradienten im Lichtbogenzustand wird in der gemeinsamen Zuleitung eine Spannung induziert, die zu einer Spannungsüberhöhung an der parallelen Last von über 25 V führt. Eine Simulation des Szenarios in MATLAB/Simscape mit dem vorgestellten Sicherungsmodell liefert eine gute Übereinstimmung mit den gemessenen Verläufen.

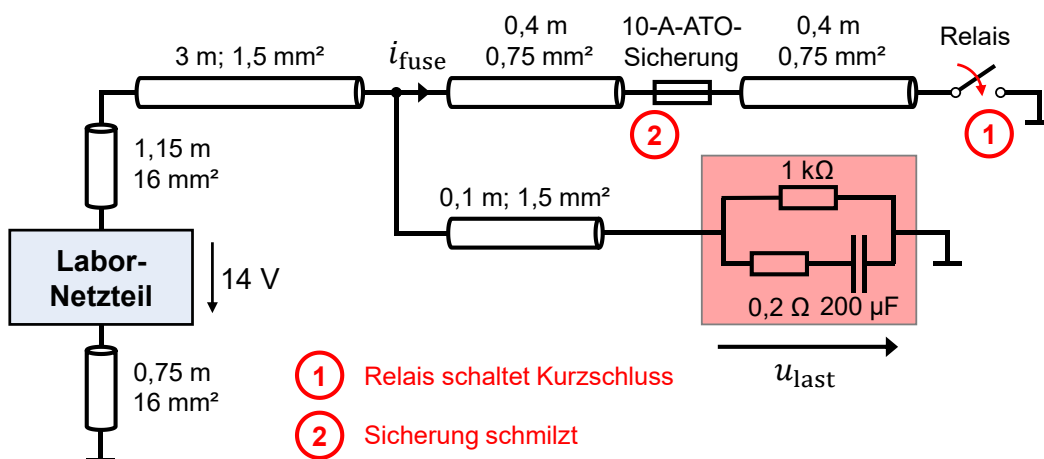


Abbildung 2.13: Laboraufbau zur Validierung des Schmelzsicherungsmodells

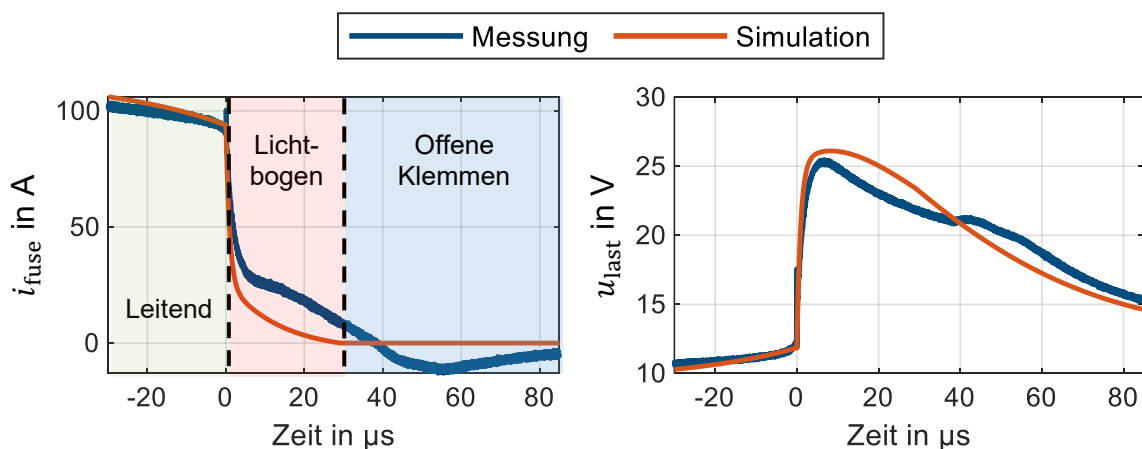


Abbildung 2.14: Messtechnische Validierung des Schmelzsicherungsmodells. Strom durch Sicherung (links) und Spannung über paralleler Last (rechts). Schmelzvorgang startet bei $t = 0$

2.2.6 Elektronische Sicherung

Die zukünftigen erhöhten Anforderungen, die durch das hochautomatisierte Fahren an das Energiebordnetz gestellt werden, können aufgrund der genannten Nachteile nicht allein durch Schmelzsicherungen erfüllt werden [5, 66]. Aus diesem Grund wird zunehmend über die Verwendung von elektronischen Sicherungen diskutiert. Im Gegensatz zu konventionellen Sicherungen fehlen für eFuses jedoch standardisierte Auslegungsrichtlinien und umfangreiche praktische Erfahrungen. Insbesondere der Einfluss auf das transiente Verhalten des Energiebordnetzes ist bisher kaum untersucht. Aus diesem Grund wird im Folgenden auch für die eFuse ein Modell entwickelt und validiert.

a) Funktionsweise

Das stromführende Element einer eFuse ist ein Leistungshalbleiter (MOSFET), der aktiv ein- und ausgeschaltet werden kann. Zudem sind in der Regel Strom- und Spannungsmessungen, Gate-Treiber, grundlegende Schutzfunktionen und Steuerlogik vorhanden [67]. Je nach Hersteller und Modell werden sie, wie in Abbildung 2.15 zu sehen, als integrierte Schaltkreise (z. B. [68–72]) oder als diskrete MOSFETs realisiert. Letztere werden durch einen Mikrocontroller (μC) oder einen speziellen eFuse-Controller [73] gesteuert.

Jenseits des bloßen Leitungsschutzes ergeben sich durch die eFuses somit einige neue Möglichkeiten. Fehlerhafte Teile des Bordnetzes können temporär oder dauerhaft getrennt werden, und einzelne Lasten können im Rahmen des Energiemanagements bei Bedarf abgeschaltet werden. Durch intelligente Auslösealgorithmen, in Kombination mit mathematischen Modellen des thermischen Kabelverhaltens, können Leitungen gezielter geschützt und Kabelquerschnitte reduziert werden [21]. Im Vergleich zu Schmelzsicherungen weisen eFuses eine deutlich schnellere Reaktions-



Abbildung 2.15: Beispielhafte eFuse-ICs [71, 74]

geschwindigkeit auf und können Fehler bereits in 100 μs oder weniger abschalten [72]. Durch die Strom- und Spannungsmessung ist außerdem eine erweiterte Diagnose des Bordnetzstatus denkbar [75]. Das grundlegende Verhalten einer eFuse wird im Folgenden näher erläutert.

i. Leitungsschutz

Für die Realisierung des Leitungsschutzes existieren verschiedene Ansätze. Einfache Algorithmen, wie beispielsweise in [73] realisiert, versuchen das Verhalten einer Schmelzsicherung nachzubilden. Die durch einen Überstrom entstehende Wärme wird hier über eine i^2t -Berechnung abgeschätzt. Die tatsächliche Kabeltemperatur ist bei diesem Ansatz jedoch nicht bekannt, weshalb wie bei der Schmelzsicherung ein signifikanter Sicherheitspuffer angenommen werden muss, um eine thermische Überlastung der Leitung in jedem Fall zu verhindern [76, S. 13].

Komplexere Auslösealgorithmen auf Basis elektro-thermischer Leitungsmodelle, z. B. [21, 77, 78], berechnen die Kabeltemperatur explizit und können die thermischen Reserven des Kabels dadurch besser ausnutzen. Dies ermöglicht gegebenenfalls eine Reduktion des Kabelquerschnitts. Zur Berechnung des radialen Wärmeflusses einer isolierten Leitung kann beispielsweise das in Abbildung 2.16 dargestellte thermische Ersatzschaltbild betrachtet werden [77]. Die durch den elektrischen Strom verursachte längenbezogene thermische Verlustleistung P'_{th} wird über die Isolation mit dem längenbezogenen thermischen Widerstand R'_λ per Konvektion und Strahlung an die Umgebung der Temperatur T_{amb} abgeführt. Dabei stellen sich die Temperaturen T_c an der Innenseite des Isolators und T_s an dessen Oberfläche ein. C'_λ bezeichnet die thermische Kapazität von Leiter und Isolator, R'_α ist temperaturabhängig und beschreibt Strahlung und Konvektion.

Für die gesuchte Temperatur T_c ergibt sich die Differentialgleichung (2.6), welche numerisch gelöst werden kann [77].

$$C'_\lambda \frac{dT_c}{dt} = P'_{\text{th}} - \frac{T_c - T_{\text{amb}}}{R'_\lambda + R'_\alpha} \quad (2.6)$$

Da der Leitungsschutz für die folgenden Untersuchungen nicht relevant ist, wird an dieser Stelle jedoch nicht näher darauf eingegangen.

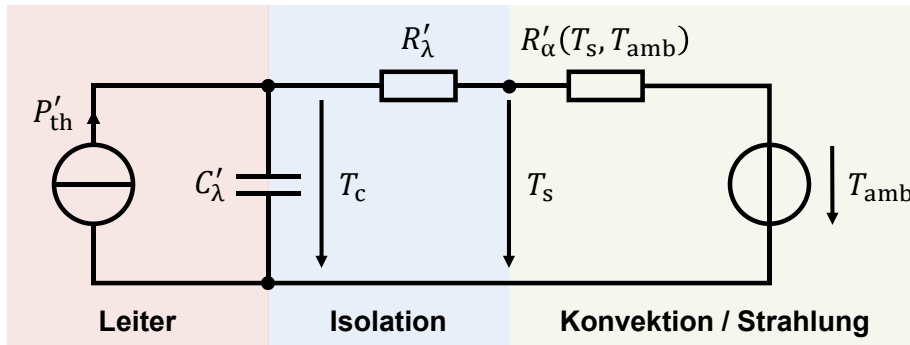


Abbildung 2.16: Radiales thermisches Ersatzschaltbild einer Leitung

ii. Eigenschutz

Neben dem Leitungsschutz existieren zudem Selbstschutzfunktionen, die in den meisten eFuses sehr ähnlich implementiert sind und den Halbleiter vor Zerstörung schützen [66, 79, 80]:

Übertemperatur-Abschaltung

Erreicht der Silizium-Die der eFuse eine kritische Temperatur, schaltet der MOSFET ab, um eine weitere Überhitzung und potentielle Zerstörung des Halbleiters zu verhindern. Ein typischer Wert liegt hier bei 170 °C [69].

Überstrom-Abschaltung

Im Falle eines Kurzschlusses können sehr große Ströme entstehen, die schnell zu einer Überhitzung des Halbleiters führen würden. Daher gibt es in den meisten eFuses eine zusätzliche Schutzfunktion, welche die Sicherung auslöst, sobald der Grenzwert I_{OCP} dieser Überstrom-Abschaltung (engl. **overcurrent protection**) erreicht wird. Je nach Sicherung ist zudem eine Totzeit t_{OCP} im Bereich einiger Mikrosekunden angegeben, die zwischen Überschreitung von I_{OCP} und Initialisierung des Abschaltvorgangs vergeht (beispielsweise 7 μ s für die BTS50005-1LUA von Infineon [74]). Wenn nicht explizit anders angegeben, wird für die Untersuchungen in dieser Arbeit $t_{OCP} = 0$ angenommen. Das Höhe des Grenzwerts I_{OCP} im Verhältnis zum nominalen Dauerstrom $I_{nom,e}$ der Sicherung variiert für verschiedene eFuses. Typische Werte von $I_{OCP}/I_{nom,e}$ liegen zwischen 3,2 [81] und 14 [68]. Neben festen Grenzwerten existieren auch eFuses mit einem begrenzt einstellbaren Wert [73]. Als Default-Wert wird im Folgenden ein Faktor von $I_{OCP}/I_{nom,e} = 5$ verwendet.

Unterspannungs-Abschaltung

Anders als Schmelzsicherungen benötigen eFuses für ihre Funktionalität Energie. Unterschreitet die Bordnetzspannung die minimale Versorgungsspannung der Sicherung,

öffnet der Transistor. Unterspannungsgrenze, automatische Wiedereinschaltung und Hysterese können sich dabei je nach eFuse unterscheiden.

Überspannungs-Begrenzung

Wie bereits erwähnt, können beispielsweise Schaltvorgänge zu Überspannungen im Bordnetz führen. Damit solche Überspannungen nicht zur Zerstörung der eFuse führen, wird in der Regel eine Begrenzung der Drain-Source-Spannung sichergestellt. Dies kann durch eine entsprechende Regelung des Transistor-Gates realisiert werden (z. B. [69]), oder durch externe Schutzbeschaltung wie Dioden [82].

iii. Gesamtverhalten

Das Gesamtverhalten einer eFuse ergibt sich aus der Kombination von Leitungs- und Selbstschutz. Für eine eFuse mit i^2t -Leitungsschutz ergibt sich somit qualitativ die in Abbildung 2.17 in Blau skizzierte Auslösekennlinie [83]. Die Kennlinie gibt die Dauer an, die ein rechteckförmiger Strompuls haben kann, bis die Sicherung auslöst. In Rot ist darüber hinaus die thermische Belastungsgrenze der abgesicherten Leitung skizziert. Der relevante Bereich für die Untersuchungen transienter Störungen in dieser Arbeit ist markiert.

b) Modellierung

Aus den beschriebenen Funktionen wird nun ein allgemeines eFuse-Modell abgeleitet (siehe Abbildung 2.18). Hierbei wird von einem IC mit integriertem Gate-Treiber und Schutzfunktionen ausgegangen. Der Leistungstransistor wird durch ein einfaches Modell [84] mit parasitären Kapazitäten C_{gs} , C_{ds} und C_{dg} beschrieben. Der Gate-Treiber ist

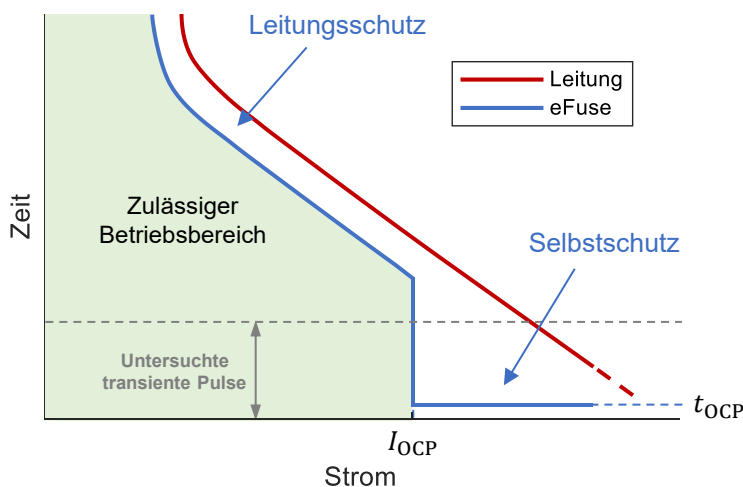


Abbildung 2.17: Strom-Zeit-Kennlinie einer eFuse mit Leitungsschutz und Überstrom-Abschaltung (blau) und thermische Belastbarkeit der abgesicherten Leitung (rot)

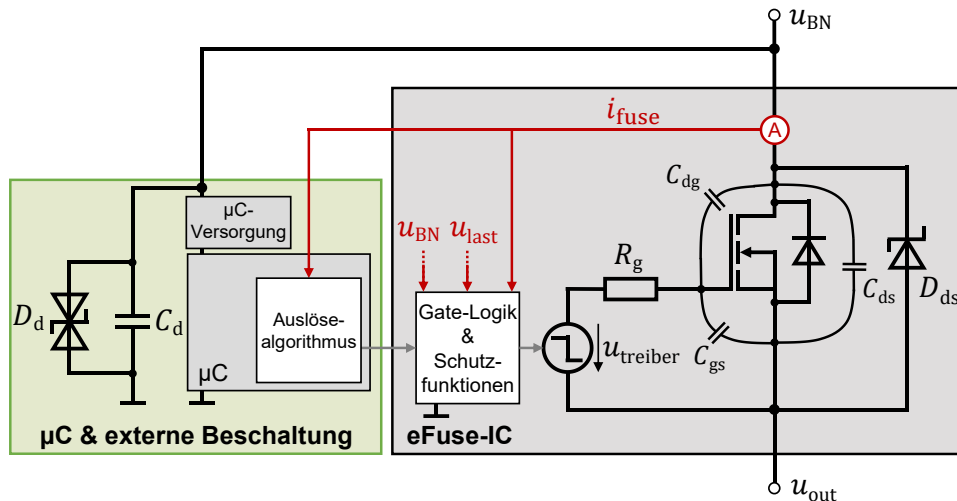


Abbildung 2.18: Verallgemeinertes Modell einer integrierten elektronischen Sicherung mit Mikrocontroller

als Rechteckspannungsquelle mit serielltem Widerstand R_g realisiert. Zur korrekten Simulation der Schaltflanken müssen Gate-Widerstand und parasitäre Kapazitäten entsprechend der nachzubildenden Sicherung parametrisiert werden. Hierfür können eventuell vorhandene Datenblattangaben und Testmessungen verwendet werden.

Der Überspannungsschutz wird durch die Suppressor-Diode D_{ds} implementiert, für die übrigen Schutzfunktionen überwacht eine Logik Strom und Spannung und schaltet, falls nötig, die Gate-Spannung ab. Algorithmen zum Leitungsschutz stehen nicht im Fokus dieser Arbeit, weshalb hier als Auslösealgorithmus lediglich ein einfacher Strom-Zeit-Grenzwert verwendet wird. Weitere potentiell vorhandene Elemente, die das transiente Bordnetzverhalten beeinflussen, können eine Stabilisierungskapazität C_d des Mikrocontrollers sowie eine Schutzdiode D_d zwischen Versorgung (Bordnetzspannung u_{BN}) und Masse sein.

c) Validierung

Das verallgemeinerte Modell muss nun entsprechend der jeweils zu simulierenden Sicherung parametrisiert werden. Für eine beispielhafte Validierung des Modells wird ein Evaluationboard [85] mit der Sicherung Infineon BTS50010-1TAD [69] verwendet. Der nominale Dauerstrom beträgt hier 40 A und der typische Einschaltwiderstand des MOSFETs $R_{ds(on)} = 1 \text{ m}\Omega$. Zur Nachbildung des Schaltverhaltens sind die Parameter $R_g = 100 \text{ }\Omega$ sowie $C_{gs} = 1 \text{ nF}$, $C_{gd} = 80 \text{ pF}$ und $C_{ds} = 0$ messtechnisch identifiziert worden. Der Überstrom-Schutz schaltet die Sicherung bei Erreichen von $I_{OCP} = 200 \text{ A}$ innerhalb von $t_{OCP} = 16 \text{ }\mu\text{s}$ ab. Die Drain-Source-Spannung des MOSFETs wird zudem

auf 35 V begrenzt. Die verwendete Stabilisierungskapazität des Mikrocontrollers beträgt im Messaufbau $C_d = 100 \mu\text{F}$. Als Auslösealgorithmus wird eine Abschaltung bei Überschreiten von 40 A nach 1 ms implementiert. Bei einer solchen externen Auslösung durch den Mikrocontroller schaltet die Sicherung entsprechend der Datenblattangaben zudem mit einer Verzögerung von mehr als 100 μs .

Zur Validierung wird in dem Laboraufbau aus Abbildung 2.13 die Schmelzsicherung durch die eFuse ersetzt. Abbildung 2.19 zeigt die gemessenen und simulierten Verläufe des Sicherungsstroms i_{fuse} und der Lastspannung u_{last} . Der transiente Spannungspeak an der Last wird durch das Modell gut nachgebildet. Eine Verbesserung des Modells zur besseren Nachbildung der beginnenden Schaltflanke ist mit einem komplexeren Gate-Treiber möglich (wie in [A7] beschrieben), zur Nachbildung des transienten Spannungspeaks jedoch nicht notwendig. Sofern nicht anders angegeben, werden die identifizierten Modellparameter des MOSFETs und des Gate-Treibers im Folgenden als Default angenommen.

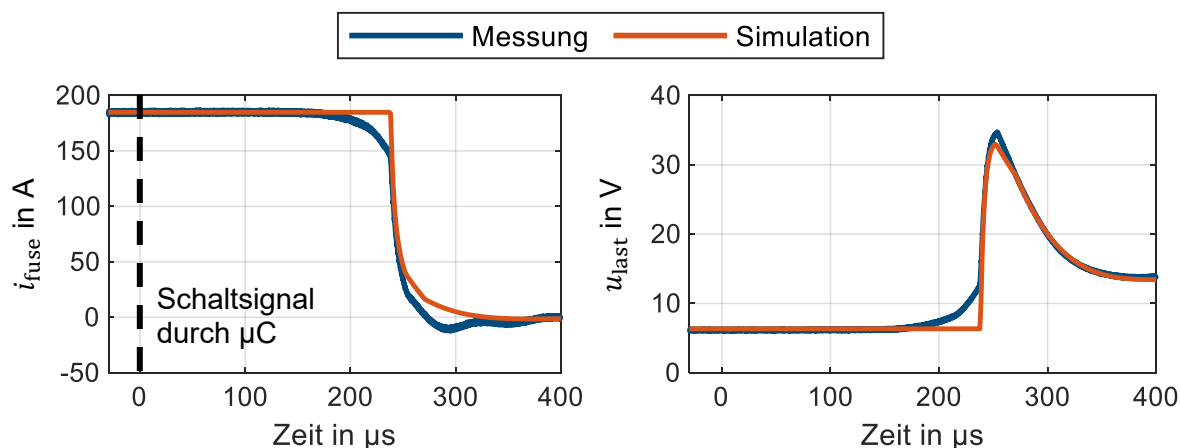


Abbildung 2.19: Messtechnische Validierung der elektronischen Sicherung Infineon BTS50010-1TAD. Strom durch Sicherung (links) und Spannung über paralleler Last (rechts). Schaltsignal bei $t = 0$

2.3 Fehlermodellierung

Um die transienten Auswirkungen von Fehlern auf andere Komponenten präzise simulativ untersuchen zu können, müssen diese ebenfalls geeignet modelliert werden. Im Folgenden werden daher Modellierungsansätze für die Fehler Kurzschluss und Leerlauf diskutiert.

2.3.1 Kurzschluss

Ein Kurzschluss kann beispielsweise im Falle einer defekten Isolierung zwischen der Versorgungsspannung und Massepotential auftreten. Da der Kurzschlusspfad in der Regel einen geringen Widerstand aufweist, können hierdurch hohe Fehlerströme auftreten. Physikalisch entspricht ein solcher Fehler zwei metallischen Kontakten unterschiedlichen Potentials, die sich aufeinander zubewegen und schließlich berühren. Während bei größeren Spannungen bereits vor unmittelbarem Kontakt ein Lichtbogen entstehen kann, spielt dies für die LV-Spannungsebene keine Rolle [57, S. 570-571]. Sobald eine leitfähige Verbindung besteht, wird das elektrische Verhalten von der L/R-Zeitkonstante des Kurzschlusspfads dominiert, die den Anstieg des Kurzschlussstroms begrenzt. Zur Untersuchung transienter Störungen kann ein Kurzschluss daher ausreichend genau als idealer Schaltvorgang modelliert werden [A9].

2.3.2 Leerlauf

Ein Leerlauffehler kann durch einen Leitungsbruch oder durch unbeabsichtigtes Trennen einer stromführenden Steckverbindung auftreten. Im Gegensatz zu einem Kurzschluss werden hier also metallische Kontakte getrennt. Wie in [57, S. 571, S. 587] beschrieben, bildet sich bei einem solchen Vorgang bereits bei geringen Spannungen von einigen Volt und einem getrennten Strom von weniger als 1 A ein Lichtbogen. Dieser beeinflusst den Stromgradienten des Trennvorgangs und muss in der Simulation berücksichtigt werden.

Allgemein kann ein solcher Lichtbogen durch eine gesteuerte Spannungsquelle modelliert werden, welche die Spannung entlang der Kontakte repräsentiert. In 48-V- oder HV-Systemen können stabile Lichtbögen entstehen, deren Spannung unter anderem nichtlinear von ihrem Strom und dem Abstand der Kontakte abhängt [86]. In 14-V-Bordnetzen sind die Bedingungen für stabile Lichtbögen in der Regel jedoch nicht gegeben, da hierfür je nach Material eine minimale Spannung von rund 15 V notwendig ist [31, S. 52-53]. Zur Modellierung des Lichtbogens bei Leerlauf Fehlern soll daher im Folgenden eine konstante Spannungsquelle von 15 V verwendet werden. Erreicht der Strom schließlich 0 A, findet der Übergang zu offenen Klemmen statt. Abbildung 2.20 zeigt einen beispielhaften Leerlauf in einem einfachen 14-V-System, der durch das Auftrennen eines stromführenden vernickelten Steckers verursacht wurde. Mit dem erläuterten Modellierungsansatz kann insbesondere die für die Auswirkungen auf das Bordnetz entscheidende Stromflanke gut nachgebildet werden. Komplexere Lichtbogenmodelle sind daher an dieser Stelle nicht notwendig.

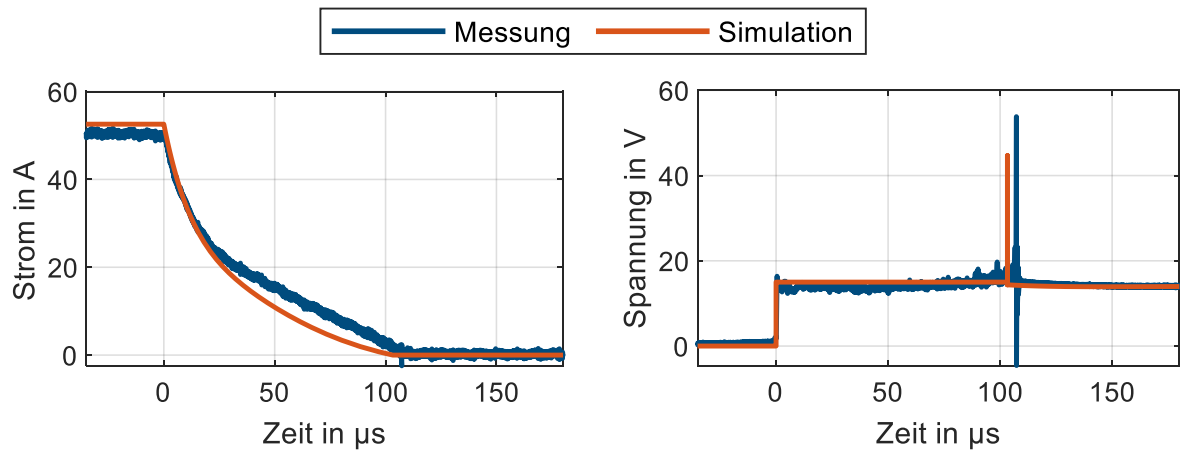


Abbildung 2.20: Vergleich von Messung und Simulation eines beispielhaften Leerlauffehlers. Strom durch Fehlerstelle (links) und Spannung zwischen den Kontakten (rechts)

3 Transiente Störungen in Energiebordnetzen

Im folgenden Kapitel werden die Randbedingungen der transienten Stabilität von Kfz-Energiebordnetzen analysiert. Zunächst werden die Ursachen transienter Störungen herausgearbeitet. Anschließend werden die Auswirkungen transienter Störungen auf andere Komponenten betrachtet, um Grenzwerte und Bewertungskriterien zu definieren.

3.1 Quellen transienter Störungen

Zur Identifikation relevanter Störquellen, die sich auf die Qualität der Energieversorgung im Fahrzeug auswirken, werden zunächst verschiedene Störszenarien auf Basis gängiger Normen klassifiziert. Anschließend folgt eine verallgemeinerte Analyse transienter Störpulse, die durch Stromgradienten verursacht werden.

3.1.1 Klassifikation von Energiebordnetzstörungen

Grundsätzlich gibt es eine Vielzahl von unterschiedlichen Ereignissen, die sich auf die Spannung im Energiebordnetz auswirken und Störpulse erzeugen können. Gängige Störpulse sind in Form von Komponententests in Normen standardisiert. Für 14-V-Bordnetze gehören hierzu die ISO-Normen ISO 16750-2 [7] und ISO 7637-2 [87], die Liefervorschrift LV 124 [88] und daraus abgeleitete Konzernstandards, beispielsweise die VW 80000 [89] und die BMW GS 95024-3-1 [90]. Diese Normen sind ursprünglich für konventionelle Fahrzeuge mit Verbrennungsmotoren entwickelt worden. Aktualisierte Teststandards speziell für BEVs werden beispielsweise im Verband der Automobiltechnik im Rahmen der Norm VDA 455 diskutiert [91]. Für 48-V- und HV-Bordnetze existieren vergleichbare Normen [1, S. 257-264]. Eine mögliche Klassifikation der in den Normen spezifizierten Störungsszenarien ist mit einigen Beispielen in Abbildung 3.1 dargestellt.

In dieser Arbeit wird der Fokus insbesondere auf die transienten Auswirkungen von Fehlern und Schalthandlungen gelegt. Hierzu zählen Leitungsbrüche, Kurzschlussfehler sowie davon ausgelöste Schaltvorgänge von Sicherungen. Störquellen in diesem Sinne können aber auch nominale Vorgänge wie das Schalten von Lasten mit großem Strombedarf sein. Bei per PWM angesteuerten Lasten können entsprechende Pulse sogar periodisch auftreten. Komplexere Komponentenfehler werden aufgrund ihrer Vielzahl und Individualität im Folgenden nicht näher untersucht.

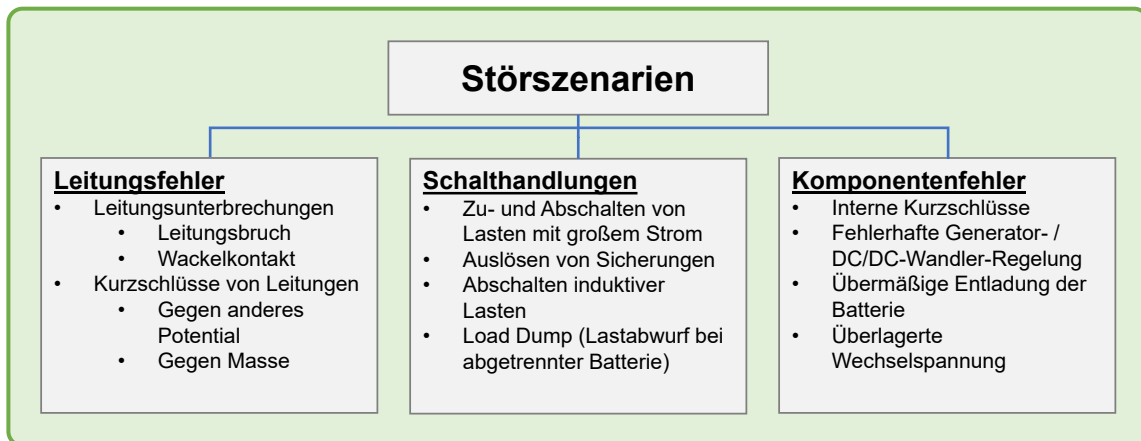


Abbildung 3.1: Mögliche Klassifizierung von Störszenarien im Energiebordnetz

Darüber hinaus können im Energiebordnetz hochfrequente Störungen (> 150 kHz) auftreten. Diese werden unter dem Aspekt der EMV beispielsweise in der Norm CISPR 25 [92] behandelt und können potentiell die Kommunikation im Bordnetz stören. Da sich diese Arbeit mit einer zuverlässigen Energieversorgung befasst, werden solche hochfrequenten Störungen nicht näher betrachtet.

3.1.2 Transiente Stromänderung als verallgemeinerte Störquelle

Die behandelten Störszenarien (Kurzschluss und Leerlauf sowie nominale und nicht-nominale Schalthandlungen) haben die Gemeinsamkeit, dass sie hohe Stromgradienten aufweisen, welche wiederum Auswirkungen auf das gesamte Bordnetz haben können.

Kurzschlussfehler und das Zuschalten von Verbrauchern verursachen eine Stromzunahme im Bordnetz. Diese führt zu Spannungsabfällen über Leitungswiderständen und -induktivitäten. Leerlauffehler, das Auslösen von Sicherungen und das Abschalten von Lasten führen zu einer transienten Abnahme des Stroms. Durch den hohen Stromgradienten in Verbindung mit den Leitungsinduktivitäten werden ebenfalls Pulse angeregt, die sich in Form von Spannungs- und Strompeaks bzw. abklingenden Schwingungen im Bordnetz ausbreiten.

Die Ausbreitung von Störungen durch Stromänderungen soll an dieser Stelle beispielhaft demonstriert werden. Hierfür wird die in Kapitel 2.1 eingeführte Teilbordnetz-Struktur mit einer Versorgungsleitung und drei Lastzweigen betrachtet (siehe Abbildung 3.2). Sicherungen werden der Einfachheit halber in diesem Beispiel nicht berücksichtigt. In Zweig 3 wird nun ein trapezförmiger Stromverlauf i_3 einer beispielhaften Last simuliert. Der Stromverlauf weist eine Amplitude von 200 A und einer Dauer von 1 ms auf. In Abbildung 3.3 werden die Auswirkungen dieses Pulses auf die Lastspannungen

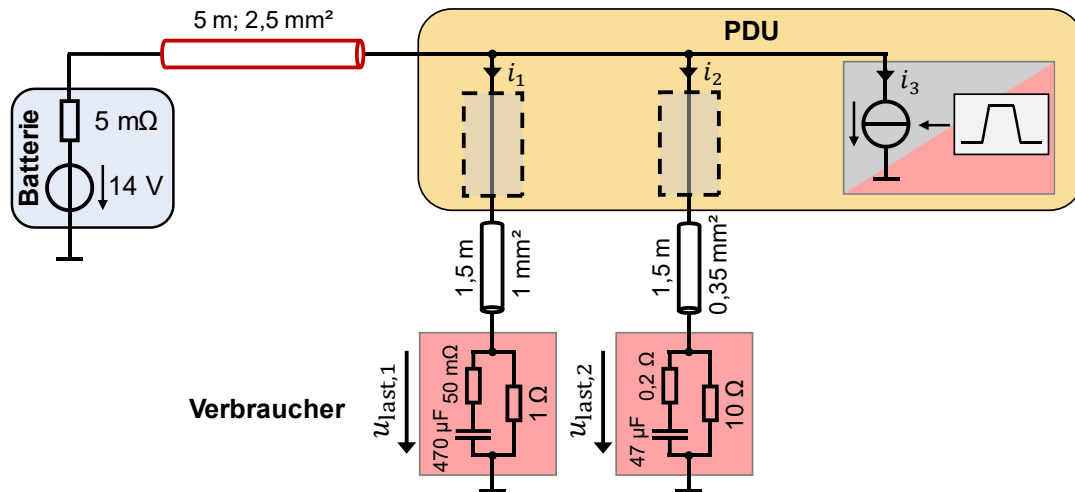


Abbildung 3.2: Teilbordnetz zur Veranschaulichung der Auswirkung transienter Stromänderungen

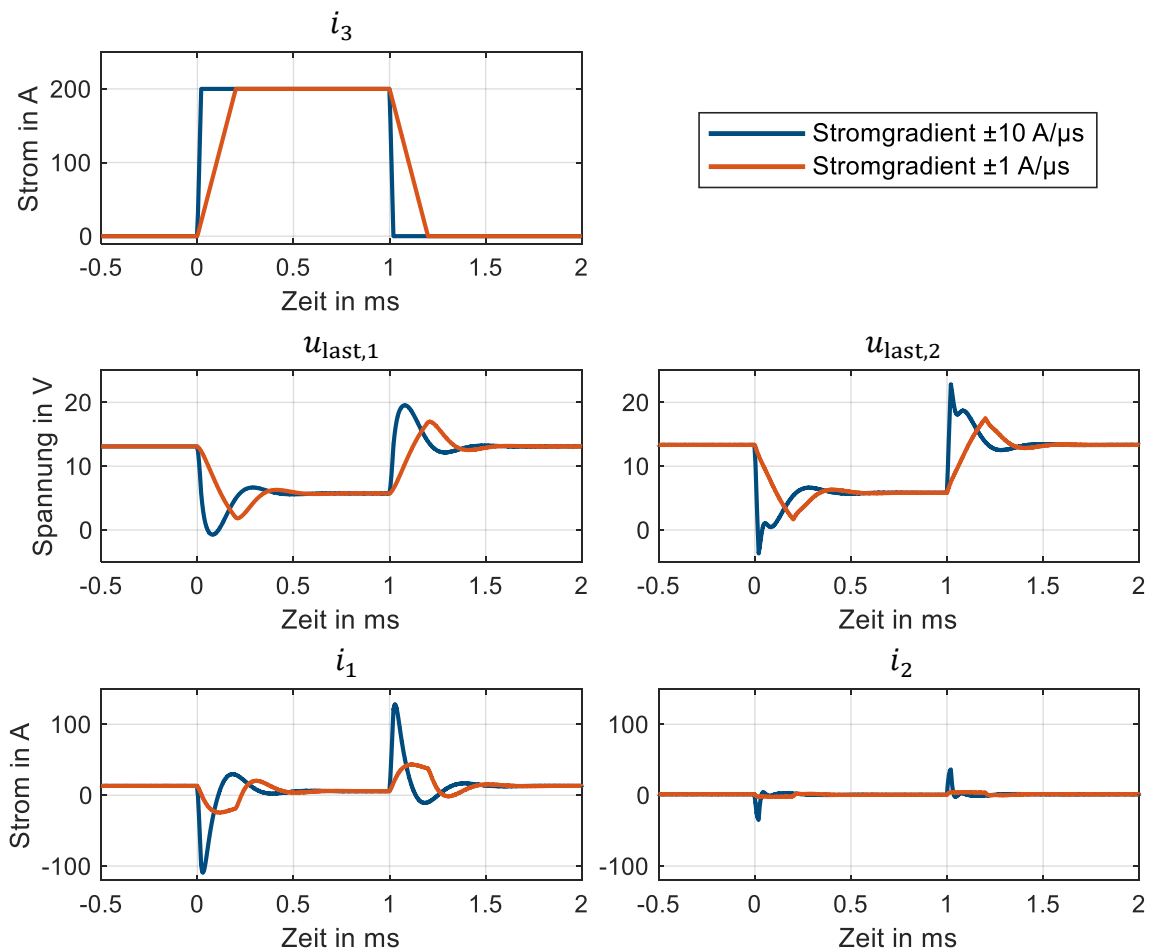


Abbildung 3.3: Trapezförmige Stromänderung in Lastpfad 3 mit unterschiedlichen Flankensteilheiten. Resultierende Spannungen und Ströme in den Lastpfaden 1 und 2

$u_{\text{last},1}$ und $u_{\text{last},2}$, sowie die Zweigströme i_1 und i_2 für Stromgradienten von $\pm 10 \text{ A}/\mu\text{s}$ und $\pm 1 \text{ A}/\mu\text{s}$ verglichen. Ein steigender Zweigstrom i_3 hat jeweils eine transiente Unterspannung an den parallelen Lasten zur Folge. Die Lastkapazitäten entladen sich in diesem Fall in Richtung Bordnetz, wodurch ein negativer Strompuls in Pfad 1 und 2 resultiert. Umgekehrt ist während der negativen Flanke von i_3 jeweils ein positiver Spannungs- und Strompeak in beiden Zweigen zu beobachten. Die Höhe dieser Peaks ist dabei sowohl von der Flankensteilheit des verursachenden Stromes i_3 , als auch von der Lastimpedanz abhängig; der höhere Stromgradient führt zu höheren Pulsen. Aufgrund der niedrigeren Impedanz der Last 1 resultiert dort im Vergleich zur Last 2 ein kleiner Spannungspeak und ein größerer Strompeak. Im Allgemeinen besteht jedoch kein proportionaler Zusammenhang zwischen der Größe des transienten Peaks und der Größe der Lastimpedanz bzw. des Stromgradienten.

3.2 Auswirkungen transienter Störungen

Es stellt sich nun die Frage, welche Auswirkungen transiente Strom- und Spannungspeaks auf andere Komponenten im System haben und wann es zu Funktionseinschränkungen kommen kann. Dies wird im Folgenden auf Basis von Normanforderungen und physikalischen Ausfallmechanismen näher beleuchtet. Hiervon ausgehend werden geeignete Bewertungskriterien entwickelt, welche zur Quantifizierung der transienten Stabilität geeignet sind. Der Begriff Ausfall meint dabei sowohl den irreversiblen Ausfall einer Komponente, als auch vorübergehende Funktionsstörungen, da beide Fälle bei hochautomatisiertem Fahren kritisch sein können.

3.2.1 Aus Normen resultierende Stabilitätsanforderungen

Fahrzeughersteller definieren für ihre Elektronikkomponenten Tests, in denen verschiedene Bordnetzpulse nachgebildet werden. Nur wenn Komponenten diese Tests bestehen, dürfen sie in das Fahrzeug eingebaut werden. Die genauen Anforderungen können je nach Hersteller und Komponente variieren, basieren jedoch in der Regel auf gängigen Normen (siehe Abschnitt 3.1.1). Tabelle 3.1 zeigt einige relevante Testpulse der LV 124 [88] inklusive Pulsdauer und maximaler Amplitude der jeweiligen Über- bzw. Unterspannung. Für eine sicherheitsrelevante Komponente kann nun beispielsweise gefordert werden, dass bei Beaufschlagung dieser Pulse keine Funktionseinschränkung auftreten darf.

Tabelle 3.1: Ausgewählte Testpulse der LV 124

Testpuls	Spannungsbereich	Pulsdauer
E01: Langzeit-Überspannung	$\leq 17\text{ V}$	$\leq 1\text{ h}$
E02: Transiente Überspannung	$\leq 18\text{ V}$	$\leq 400\text{ ms}$
E03: Transiente Unterspannung	$\geq 9\text{ V}$	$\leq 500\text{ ms}$
	$\geq 6\text{ V}$	$\leq 20\text{ ms}$
E04: Jumpstart	$\leq 26\text{ V}$	$\leq 60\text{ s}$
E05: Load Dump	$\leq 27\text{ V}$	$\leq 300\text{ ms}$
E10: Kurze Unterbrechung	$\geq 0\text{ V}$	$\leq 100\text{ }\mu\text{s}$

Aus diesen Prüfungen lassen sich nun Anforderungen an die Stabilität der Bordnetzspannung ableiten. Störpulse können als unkritisch angesehen werden, wenn sie innerhalb des Bereichs liegen, der durch die Prüfungen abgedeckt ist. Störpulse, die jedoch über diese Spezifikationen hinausgehen, müssen dagegen als kritisch angesehen werden, da die Funktionalität hier nicht zwingend gewährleistet ist.

Durch die Kombination einzelner LV 124-Pulse ergeben sich somit beispielhaft die in Abbildung 3.4 skizzierten Spannungsbereiche. Eine Versorgungsspannung zwischen 9 V und 16 V ist für die betreffende Komponente in jedem Fall unkritisch. Spannungen über 27 V werden nicht geprüft und sind damit als kritisch zu werten; in den übrigen Bereichen entscheidet die Dauer der Über-/Unterspannung, ob eine kritische Störung vorliegt. Insbesondere der Bereich zwischen 16 V und 27 V kann aufgrund der langen Pulsdauern vernachlässigt werden, da die betrachteten transienten Pulse typischerweise deutlich kleinere Zeitkonstanten aufweisen. Eine kritische transiente

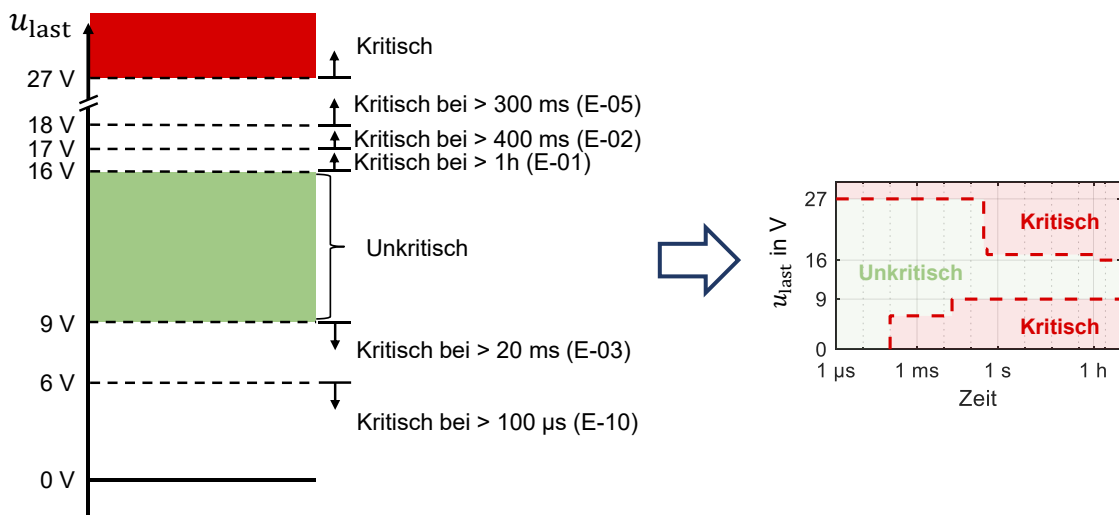


Abbildung 3.4: Beispielhafte Anforderungen an die Versorgungsspannung eines sicherheitsrelevanten Verbrauchers nach LV 124

Überspannung tritt entsprechend dieser Anforderungen also ab 27 V auf. Kritische Unterspannungen treten erst bei Überschreitung des jeweiligen Zeitgrenzwerts t_{lim} auf; eine Spannung unter 9 V ist in diesem Fall ab 20 ms kritisch, während eine Spannung unter 6 V bereits ab 100 μ s als kritisch anzusehen ist. Dieses Vorgehen lässt sich analog auf andere Prüfspezifikationen übertragen. Im Rahmen der BEV-spezifischen Norm VDA 455 ergeben sich beispielsweise engere Grenzwerte von 8 V für eine Unter- und 24 V für eine Überspannung [91].

3.2.2 Physikalische Ausfallmechanismen

Anforderungen, die aus Normen abgeleitet werden, sind eine einfache Möglichkeit zur Bewertung transienter Störungen. Über konkrete, individuelle Fehlermechanismen der einzelnen Verbraucher müssen dafür keine Annahmen getroffen werden. Allerdings kann nicht mit Sicherheit gesagt werden, ob ein Störpuls außerhalb der Normspezifikation bei einer Komponente tatsächlich zu einer Funktionseinschränkung führt. Für eFuses existieren darüber hinaus noch keine speziellen Normen für eine solche allgemeine Beurteilung.

In diesem Abschnitt werden daher nun beispielhaft einige konkrete physikalische Fehlermechanismen diskutiert, die eine genauere Beurteilung von Störungen ermöglichen, falls detailliertere Informationen über die zu analysierenden Komponenten vorliegen.

a) Verbraucher

Für Verbraucher werden im Folgenden zwei unterschiedliche Ausfallmechanismen betrachtet. Der erste betrifft eine transiente Überspannung, der zweite eine Unterspannung.

Überspannungs-Durchbruch

Schaltvorgänge können Überspannungsspeaks an anderen Verbrauchern erzeugen und diese beeinträchtigen. Um dies näher zu analysieren, wird anstatt der bisher betrachteten Black-Box-Modellierung beispielhaft das in Abbildung 3.5 dargestellte ESB betrachtet. Zusätzlich zur Stabilisierungskapazität und dem Widerstand, der die Leistungsaufnahme repräsentiert, wird nun eine nicht weiter spezifizierte Schaltung aus Halbleiterbauelementen angenommen. An der Eingangsspannung u_{last} des Verbrauchers tritt nun beispielhaft eine gedämpfte sinusförmige Überspannung der Frequenz f und der maximalen Amplitude \hat{U} auf.

Eine solche Überspannung kann nun einen Lawinendurchbruch eines Halbleiters verursachen [93]. Dieses Verhalten wird im Folgenden durch das idealisierte Modell eines differentiellen Widerstands beschrieben [93, 94]:

$$\frac{du_{\text{last}}}{di_{\text{HL}}} = \begin{cases} \infty, & u_{\text{last}} < U_{\text{br}} \\ R_{\text{br}}, & u_{\text{last}} \geq U_{\text{br}} \end{cases} \quad (3.1)$$

U_{br} ist die Durchbruchspannung und R_{br} der differentielle Widerstand während des Durchbruchs. i_{HL} ist hier der Eingangsstrom der Halbleiterschaltung (siehe Abbildung 3.5). Hieraus ergibt sich die im Halbleiter während des Durchbruchs umgesetzte Energie E_{HL} zu:

$$\begin{aligned} E_{\text{HL}} &= \int i_{\text{HL}}^2 R_{\text{br}} + i_{\text{HL}} U_{\text{br}} dt \\ &= \int \frac{(u_{\text{last}} - U_{\text{br}})^2}{R_{\text{br}}} + \frac{(u_{\text{last}} - U_{\text{br}})}{R_{\text{br}}} U_{\text{br}} dt \\ &= \frac{1}{R_{\text{br}}} \int u_{\text{last}} (u_{\text{last}} - U_{\text{br}}) dt \end{aligned} \quad (3.2)$$

Diese Energie führt nun zu einer Erwärmung des Halbleiters. Für kurze transiente Pulse kann ein adiabatischer Prozess angenommen werden, bei dem keine Wärme an die Umgebung abgegeben wird; thermische Zerstörung tritt demnach bei Erreichen eines konstanten Energiegrenzwertes ein. Dieser Grenzwert hängt vom Volumen und den thermischen Eigenschaften des Halbleiters ab und kann von Mikrojoule bis Millijoule reichen. [93]

Eine beispielhafte Simulation dieses Verhaltens ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Die hierfür verwendeten Lastparameter betragen $R_{\text{last}} = 1 \Omega$, $C_{\text{last}} = 220 \mu\text{F}$, $R_{\text{ESR}} = 50 \text{ m}\Omega$, $U_{\text{br}} = 30 \text{ V}$ und $R_{\text{br}} = 1 \Omega$. Die umgesetzte Energie E_{HL} wurde für verschiedene

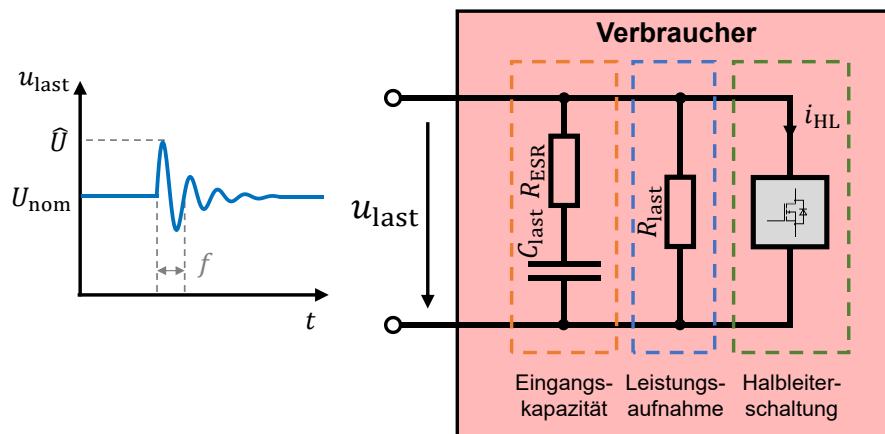


Abbildung 3.5: Ersatzschaltbild eines beispielhaften Verbrauchers für die Analyse von Überspannungen

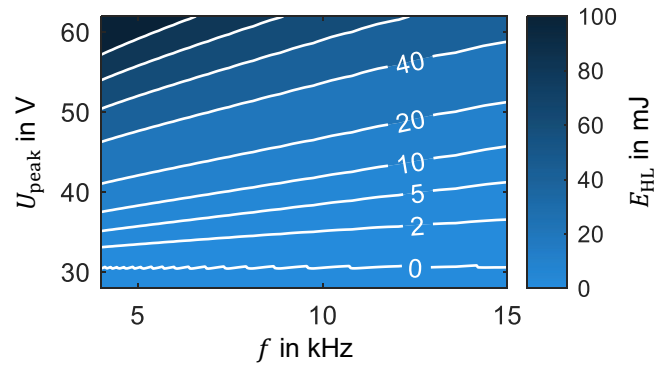


Abbildung 3.6: Simulation der im Halbleiter umgesetzten Energie für Spannungspulse verschiedener Frequenz und Amplitude

abklingende Spannungspulse unterschiedlicher Amplitude und Frequenz simuliert, jeweils mit einer Zeitkonstante des Abklingvorgangs von $100 \mu\text{s}$. Auch Überspannungen, die nur einige Volt über der Durchbruchspannung liegen, können demnach bereits zu einer Erwärmung im mJ-Bereich führen.

Unterspannung

Nun soll das Verhalten eines Verbrauchers bei einer Unterspannung betrachtet werden, die beispielsweise durch einen Kurzschluss oder eine unterbrochene Versorgungsleitung verursacht werden kann. Durchbruch und thermische Zerstörung sind durch eine Unterspannung nicht möglich, weshalb die zuvor betrachtete Halbleiterschaltung hier wieder vernachlässigt werden kann. Stattdessen kann eine Funktionseinschränkung auftreten, wenn die minimal benötigte Versorgungsspannung des Verbrauchers unterschritten wird. Besitzt die Komponente keinen Verpolschutz, ist dieser Fall trivial, da sich die Eingangskapazität bei einer Unterspannung unmittelbar ins Bordnetz entlädt. Die interne Versorgungsspannung u_{in} des Verbrauchers entspricht somit der anliegenden Bordnetzspannung u_{last} . Daher wird nun der in Abbildung 3.7 dargestellte Fall diskutiert. Hier verhindert eine Verpolschutzdiode D ein Entladen der Eingangskapazität in das Bordnetz. Sinkt die Bordnetzspannung plötzlich auf einen **Unterspannungs**-Wert U_{us} ab, sperrt die Diode und der Kondensator C_{last} entlädt sich über den Widerstand R_{last} . Der Entladevorgang ist dabei zunächst nur von der RC-Zeitkonstante des Verbrauchers abhängig und stoppt erst, sobald die Diode wieder leitet. Dies ist der Fall, wenn die interne Spannung u_{in} unter die neue Bordnetzspannung U_{us} abgesunken ist bzw. wenn die Unterspannung nach einer Zeit t_{us} beseitigt ist.

Zur Verdeutlichung wird nun das Unterspannungsverhalten mit identischen Lastparametern wie zuvor ($R_{last} = 1 \Omega$, $C_{last} = 220 \mu F$ und $R_{ESR} = 50 m\Omega$) für verschiedene Spannungen U_{us} und Dauern t_{us} simuliert. Abbildung 3.8 zeigt für jede dieser Simulationen jeweils den daraus resultierenden minimalen Wert der internen Spannung u_{in} . Die vertikalen Konturlinien verdeutlichen, dass, solange die Diode sperrt, die absolute Unterspannung U_{us} keine Rolle spielt. Das Unterschreiten einer bestimmten internen Spannung hängt lediglich von der Unterspannungsdauer ab.

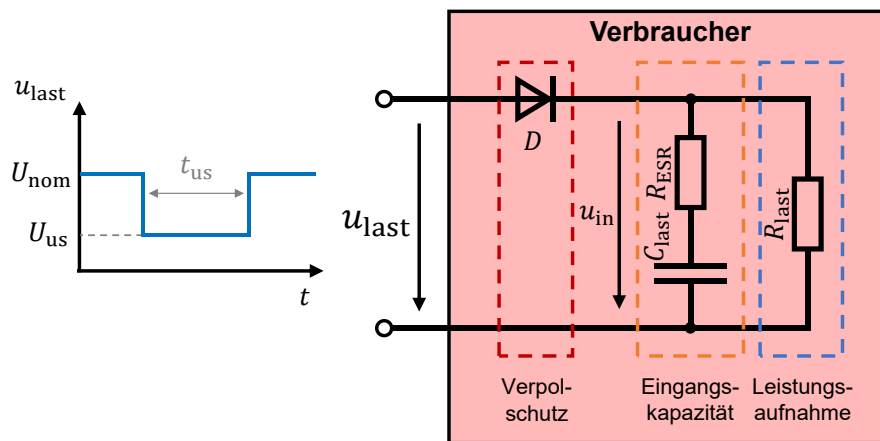


Abbildung 3.7: Ersatzschaltbild eines beispielhaften Verbrauchers während einer temporären Unterspannung

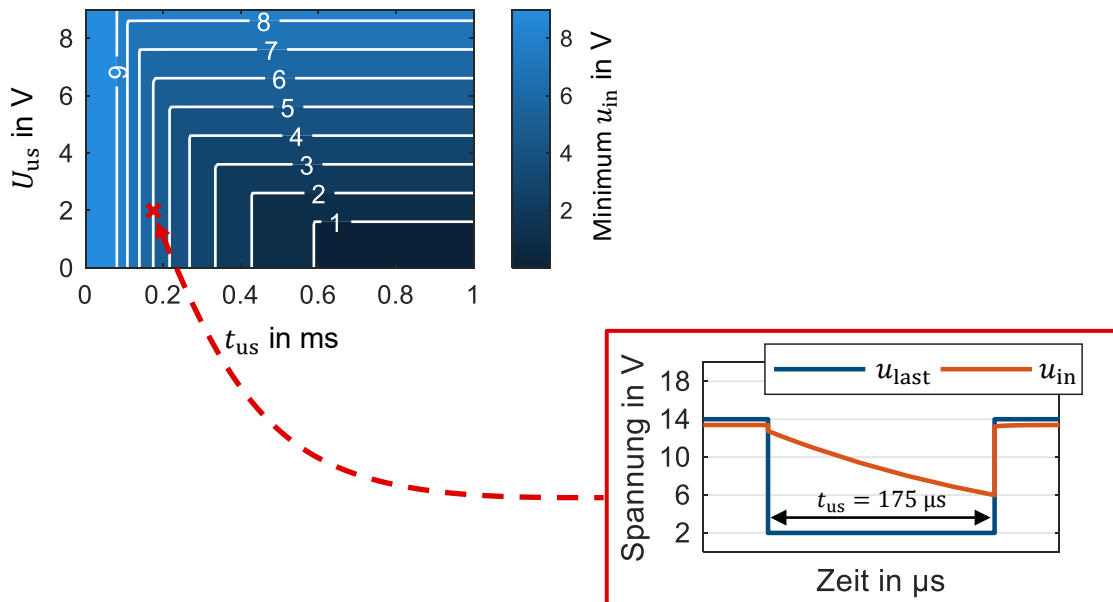


Abbildung 3.8: Simulierte minimale interne Verbraucherspannung für verschiedene Unterspannungen und Fehlerdauern

b) Elektronische Sicherung

Aus der in Kapitel 2.2.6 beschriebenen Funktionsweise einer eFuse ergeben sich ebenfalls potentielle Fehlermechanismen infolge transienter Bordnetzstörungen.

Unterspannung

Elektronische Sicherungen benötigen eine Versorgungsspannung, um ihre Funktionalität bereitstellen zu können. Wird die minimal nötige Spannung der eFuse unterschritten, schaltet die Sicherung ab und die angeschlossene Last kann nicht weiter versorgt werden. Bricht die Bordnetzspannung stark ein, können also fehlerhafte Abschaltungen von eFuses resultieren. Die Stärke und die Dauer eines Spannungseinbruchs können sich dadurch für die über die eFuse versorgten Lasten vergrößern. Je nach Modell kann das Unterspannungsverhalten variieren; während beispielsweise die Sicherung VNF1048F von STMicroelectronics [73] nur oberhalb von 6 V funktioniert, schaltet die Sicherung BTS70012-1ESP von Infineon [72] erst unterhalb von 3,1 V ab und nach Beseitigung der Unterspannung mit einer Hysterese ab 4,1 V wieder ein. Durch Auswahl einer eFuse mit einem großem Versorgungsspannungsbereich kann diesem Fehlverhalten also entgegengewirkt werden.

Überstrom

Neben der Unterspannungs-Abschaltung kann insbesondere die Überstrom-Abschaltung zu einem unbeabsichtigten Verhalten führen. Überschreiten kurze transiente Strompeaks die Abschaltgrenze I_{OCP} einer eFuse, reicht dies bereits aus, um die Sicherung auszulösen. Somit können beabsichtigte Schaltvorgänge potentiell transiente Pulse im System erzeugen, die zu weiteren unbeabsichtigten Auslösungen führen. Eine solche Wechselwirkung zweier eFuses ist in Abbildung 3.9 skizziert. Sicherung 1 schaltet hier beispielhaft aufgrund eines Kurzschlussfehlers. Die resultierende Transiente des Schaltvorgangs löst daraufhin jedoch auch die Überstrom-Abschaltung der Sicherung 2 aus. Dies ist somit ein neuer potentieller Fehlermechanismus, der in der Entwicklung eFuse-basierter Bordnetze berücksichtigt werden muss.

3.2.3 Bewertungskriterien für die transiente Stabilität

Auf Basis der vorgestellten Stabilitätsanforderungen sollen nun geeignete Kennzahlen definiert werden, um die Stabilität einer konkreten Bordnetztopologie quantifizieren zu können. Um ein Bordnetz als Ganzes beurteilen zu können, müssen zunächst viele verschiedene Szenarien untersucht werden, z. B. verschiedene Fehlerfälle und Arbeitspunkte, die während des Betriebs auftreten können. All diese Szenarien

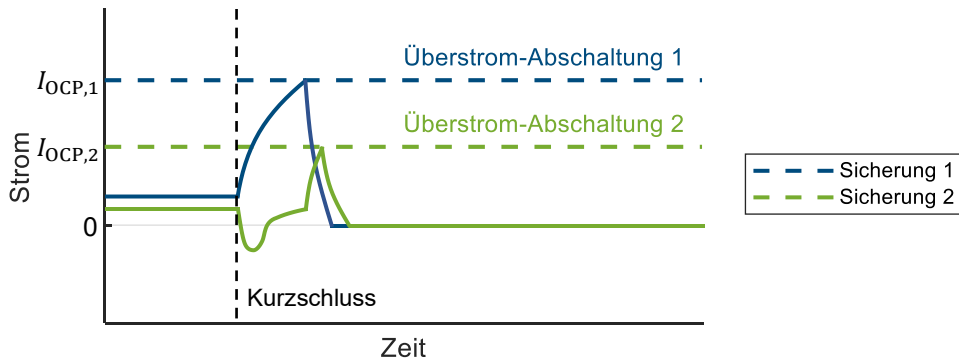


Abbildung 3.9: Schaltpuls der Sicherung 1 löst Überstrom-Abschaltung einer weiteren Sicherung aus

resultieren in Spannungs- und Stromverläufen an den einzelnen Komponenten, welche jeweils die Stabilitätsanforderungen erfüllen müssen.

Im Folgenden werden daher zunächst Bewertungsmethoden für einzelne Signalverläufe vorgestellt. Anschließend werden Methoden präsentiert, diese vielen Einzelbewertungen zu einer aussagekräftigen Gesamtmessung des Bordnetzes zu fusionieren.

a) Bewertung einzelner Signalverläufe

Im Allgemeinen ist die Bewertung einzelner Spannungsverläufe hinsichtlich der Stabilität von elektrischen Netzen ein häufig behandelter Aspekt im Rahmen der sogenannten „Power Quality“ [95]. Zur Quantifizierung der Spannungsqualität wurden verschiedene Kennzahlen vorgeschlagen, beispielsweise in [95–104]; eine beispielhafte, nicht auf Kfz-Bordnetze beschränkte Klassifizierung ist in Abbildung 3.10 dargestellt. Je nach Anwendungsfall kann zwischen DC- und AC-Systemen sowie transienten und periodischen Störungen unterschieden werden. Welche Kennzahlen jedoch in der Praxis sinnvoll sind, ist stark abhängig von Kontext und Ziel der jeweiligen Untersuchung.

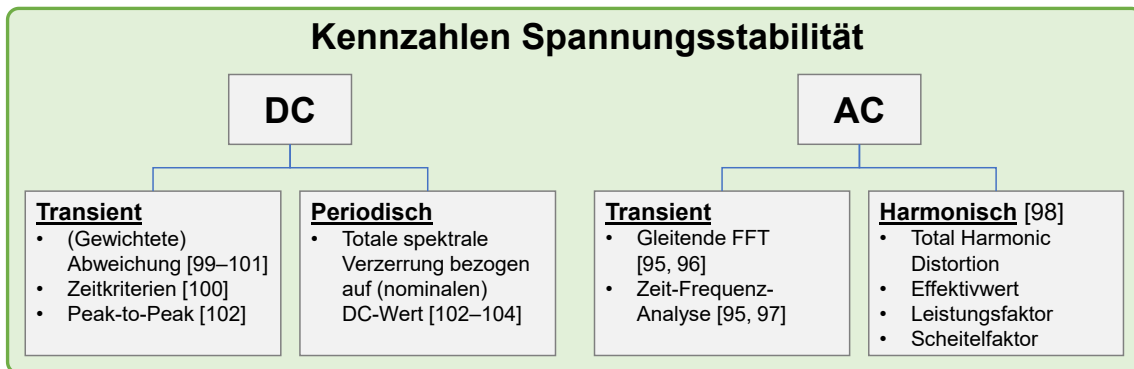


Abbildung 3.10: Klassifizierung ausgewählter Kennzahlen zur Bewertung der Spannungsstabilität

Im Folgenden werden geeignete Kennzahlen für die transiente Stabilität in DC-Kfz-Energiebordnetzen herausgearbeitet. Im Gegensatz zu bisherigen Arbeiten in diesem Kontext (z. B. [99, 100]) werden insbesondere transiente Pulse, konkrete Fehlermechanismen und redundante Komponenten berücksichtigt.

Spannungs-Zeit-Fläche

Wie in Abschnitt 3.1.1 herausgearbeitet, können aus zugrundeliegenden Normen konkrete Spannungs-Zeit-Grenzwerte für einzelne Verbraucher abgeleitet werden. Um nun zu quantifizieren, inwieweit diese Grenzwerte überschritten werden, können die Spannungs-Zeit-Flächen bestimmt werden, die zur Verletzung der Kriterien führen. Beispielhaft wird hierfür der in Abbildung 3.11 dargestellte Spannungsverlauf betrachtet. Eine angenommene obere Spannungsgrenze von $U_{lim,up}$ wird durch die violette Fläche verletzt. Mathematisch wird hierfür die Stabilitäts-Flächen-Kennzahl $SA^{>U_{lim,up}}$ (stability area) definiert (siehe (3.3)). Eine vergleichbare Metrik ist in der Regelungstechnik als „Integral Absolute Error“ geläufig [105, S. 43].

$$SA^{>U_{lim,up}} = \int_{t_2}^{t_3} u_{last} - U_{lim,up} dt \quad (3.3)$$

Analog verletzt die gelbe Fläche eine Unterspannungsgrenze von $U_{lim,low}$; für die dazugehörige Kennzahl $SA^{<U_{lim,low}}$ gilt dementsprechend:

$$SA^{<U_{lim,low}} = \int_{t_1}^{t_2} U_{lim,low} - u_{last} dt \quad (3.4)$$

Ist das Über- bzw. Unterschreiten eines Spannungsgrenzwertes erst ab einer Zeitdauer t_{lim} kritisch, kann diese Zeit bei der Berechnung der Kennzahl berücksichtigt werden. Die untere Integrationsgrenze erhöht sich in diesem Fall um t_{lim} .

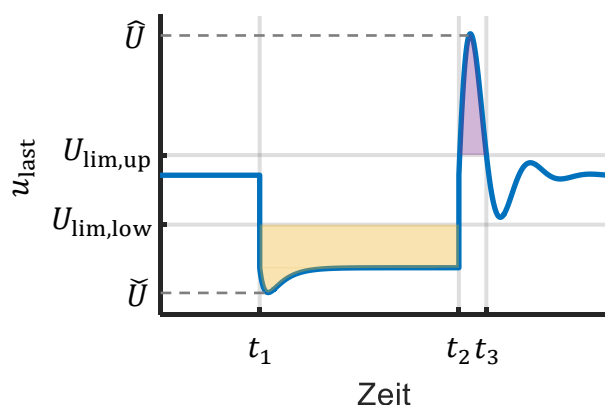


Abbildung 3.11: Beispielhafter Verlauf einer gestörten Versorgungsspannung

Energie eines Überspannungs-Durchbruchs

Die in einem Halbleiter während einer Überspannung umgesetzte Energie wird durch (3.2) beschrieben. Diese Energie ist verantwortlich für die thermische Zerstörung einer Komponente und soll daher als Stabilitäts-Kennzahl verwendet werden. Der Einfachheit halber wird der konstante Faktor $1/R_{br}$ vernachlässigt. Für eine Durchbruchsspannung von $U_{lim,up}$ folgt somit in Anlehnung an Abbildung 3.11 die Energie-Kennzahl $SE^{>U_{lim,up}}$:

$$SE^{>U_{lim,up}} = \int_{t_2}^{t_3} u_{last}(u_{last} - U_{lim,up}) dt \quad (3.5)$$

Für einzelne Verbraucher kann bei vorhandener Information über die verbauten Halbleiter ein kritischer Grenzwert $SE_{krit}^{>U_{lim,up}}$ definiert werden.

Unterspannungszeit

Für den vorgestellten Fehlermechanismus einer Lastunterspannung lässt sich ebenfalls eine geeignete Kennzahl definieren. Sinkt die Versorgungsspannung unter die minimal zulässige Betriebsspannung $U_{lim,low}$, entlädt sich die Eingangskapazität und der Entladeprozess hängt lediglich von der RC-Zeitkonstante des Verbrauchers ab. Somit ist die Unterspannungszeit $t^{<U_{lim,low}}$ eine geeignete Stabilitäts-Kennzahl. Diese wird ähnlich auch in [100] verwendet und berechnet sich für den Beispielverlauf aus Abbildung 3.11 zu:

$$t^{<U_{lim,low}} = t_2 - t_1 \quad (3.6)$$

Bei Kenntnis der Leistungsaufnahme, der Stabilisierungskapazität sowie der erforderlichen Minimalspannung eines Verbrauchers lässt sich eine kritische Unterspannungszeit $t_{krit}^{<U_{lim,low}}$ definieren.

Maximaler eFuse-Strom

Die bisherigen Kriterien fokussierten sich auf die Versorgungsspannung der Verbraucher. Fehlerhafte Auslösevorgänge von eFuses wirken sich auf die Spannung der über sie versorgten Verbraucher aus und werden somit bereits indirekt durch die vorgestellten Kriterien berücksichtigt. Für eine gezieltere Analyse der Fehlermechanismen und eine Optimierung der Stabilität kann allerdings auch eine direkte Betrachtung der Sicherungen sinnvoll sein.

Um die Überstrom-Abschaltung einer eFuse auszulösen, ist in der Regel eine einmalige, kurze Überschreitung von I_{OCP} ausreichend. Eine simple Kennzahl hierfür ist somit die Betrachtung des maximalen Sicherungsstroms \hat{I}_{fuse} :

$$\hat{I}_{\text{fuse}} = \max_t(i_{\text{fuse}}) \quad (3.7)$$

Dieser Wert sollte demnach unterhalb des Grenzwerts I_{OCP} der betreffenden Sicherung liegen, um ein fehlerhaftes Abschalten zu vermeiden.

Minimale eFuse-Spannung

Ein analoges Vorgehen ergibt sich auch bei der fehlerhaften Auslösung durch die Unterspannungs-Abschaltung. Hier ist die entscheidende Kennzahl die minimal auftretende Bordnetzspannung u_{BN} (vgl. Abbildung 2.18) am Versorgungspin der Sicherung:

$$\check{U}_{\text{BN}} = \min_t(u_{\text{BN}}) \quad (3.8)$$

Zur besseren Vergleichbarkeit mehrerer Komponenten mit verschiedenen Grenzwerten kann außerdem eine Normierung der jeweiligen Kennzahlen auf den individuellen Grenzwert sinnvoll sein.

b) Kombination zu einer Gesamt-Stabilitätsmetrik

Mit den vorgestellten Kennzahlen lassen sich nun Signalverläufe einzelner Komponenten auswerten und Aussagen über mögliche Funktionseinschränkungen treffen. Für die Bordnetzauslegung kann es jedoch hilfreich sein, eine Metrik zu definieren, welche eine Aussage über die Stabilität des gesamten Systems trifft. Dies würde den Vergleich unterschiedlicher Topologievarianten ermöglichen und bei der Optimierung einer bestehenden Topologie unterstützen.

Ziel ist es also, die Vielzahl von Kennzahlen einzelner Komponenten und Szenarien geeignet zusammenzufassen. Auch Redundanzen sollen hierbei berücksichtigt werden; ist eine sicherheitskritische Funktion auf zwei redundanten Hardware-Einheiten implementiert, ist ein Ausfall nur kritisch, wenn beide Komponenten und damit die Funktion ausfällt.

Zur Darstellung des entwickelten Vorgehens werden im Folgenden als Beispiel die beiden Kennzahlen $t^{<6V}$, die Zeit unterhalb einer Spannung von 6 V, und $SE^{>30V}$, die Energie eines Überspannungs-Durchbruchs bei einer Durchbruchsspannung von 30 V verwendet. Diese beiden Kennzahlen werden in einem Vektor $s_{i,j}$ zusammengefasst, welcher die Werte der Last j für ein untersuchtes Szenario i enthält:

$$\mathbf{s}_{i,j} = \begin{pmatrix} t_{i,j}^{<6V} \\ SE_{i,j}^{>30V} \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

mit

$$i \in \{1, \dots, N\}$$

$$j \in \{1, \dots, M\}$$

In diesem Beispiel werden M Lasten angenommen und N verschiedenen Fehlerszenarien untersucht; somit existieren $N \cdot M$ einzelne Vektoren. Die vorgestellten Ansätze zur Bildung einer Gesamt-Metrik lassen sich analog auch auf die Ausfallmechanismen von eFuses übertragen.

Gewichteter Mittelwert

Eine naheliegende Methode zur Bildung einer Gesamtmetrik, welche einen ersten Eindruck über die Stabilität des Bordnetzes liefert, ist eine gewichtete Mittelung der einzelnen Kennzahlen. Die Wichtigkeit einzelner Lasten kann hierbei über den Gewichtungsvektor \mathbf{k}_{last} , die Relevanz der untersuchten Fehler über den Gewichtungsvektor $\mathbf{k}_{\text{fehler}}$ berücksichtigt werden. Die Gesamtmetrik \bar{s}_{total} ergibt sich somit zu:

$$\bar{s}_{\text{total}} = \frac{1}{\sum k_{\text{last},j} \cdot \sum k_{\text{fehler},i}} \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N \mathbf{s}_{i,j} \cdot k_{\text{last},j} \cdot k_{\text{fehler},i} \quad (3.10)$$

Worst Case

Um festzustellen, ob es in den untersuchten Fehlerszenarien zu Ausfällen kommt, sind gemittelte Kennzahlen nicht aussagekräftig. In diesem Fall ist eine Worst-Case-Metrik sinnvoll. Für die Worst-Case-Metrik \hat{s}_{total} des gesamten Bordnetzes gilt somit:

$$\hat{s}_{\text{total}} = \begin{pmatrix} \max(t_{i,j}^{<6V}) \\ \max(SE_{i,j}^{>30V}) \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Gesamtmetrik redundanter Lasten

Ist eine Funktion durch zwei redundante Komponenten realisiert, kann eine Komponente die Funktion übernehmen, falls die andere ausfällt. Ausfälle müssen also nicht zwingend kritisch sein, solange die funktionale Sicherheit gewährleistet werden kann. Diese Wechselwirkung soll nun auch in der Stabilitätsbewertung berücksichtigt werden.

Eine einzelne Komponente fällt in diesem Beispiel aus, wenn mindestens eine der beiden Kennzahlen den festgelegten Grenzwert $t_{\text{krit}}^{<6V}$ bzw. $SE_{\text{krit}}^{>30V}$ überschreitet. Um ei-

nen Vergleich der beiden Ausfallmechanismen zu ermöglichen, werden beide Kennzahlen auf diese Grenzwerte normiert (siehe Ausdruck (3.12)). Ist nun einer der beiden Einträge von $s_{i,j}^{\text{norm}}$ größer als 1, fällt die Last j im Fehlerszenario i aus.

$$s_{i,j}^{\text{norm}} = \begin{pmatrix} t_{i,j}^{<6V} / t_{\text{krit}}^{<6V} \\ SE_{i,j}^{>30V} / SE_{\text{krit}}^{>30V} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Um zu beurteilen, ob die redundant implementierte Funktion ausfallen kann, ist das schlimmste Fehlerszenario zu bestimmen. Für jedes Fehlerszenario ist dabei nur die Last mit den geringeren Auswirkungen von Interesse, da ein Ausfall der jeweils anderen Last tolerierbar ist. Die Last mit den geringsten Auswirkungen ist dabei definiert als diejenige Last mit dem größten Abstand von einem Grenzwert. Mathematisch wird die kombinierte normierte Metrik der redundanten Verbraucher $s_{\text{total,red}}^{\text{norm}}$ somit über den folgenden Zusammenhang ausgedrückt:

$$s_{\text{total,red}}^{\text{norm}} = \max_i \left(\left\| s_{i,j}^{\text{norm}} \right\|_{\infty} : j = \arg \min_{j \in \{j_{\text{last},1}, j_{\text{last},2}\}} \left(\left\| s_{i,j}^{\text{norm}} \right\|_{\infty} \right) \right) \quad (3.13)$$

$j_{\text{last},1}$ und $j_{\text{last},2}$ sind hier die Indizes der beiden redundanten Verbraucher. Ist $s_{\text{total,red}}^{\text{norm}}$ größer als 1, gibt es mindestens ein Szenario, in dem beide Lasten und somit auch die von ihnen implementierte Funktion ausfällt. Diese Metrik redundanter Verbraucher ist nun wiederum kombinierbar mit der Worst-Case- oder Mittelwertbildung, um eine Gesamtaussage über das Bordnetz treffen zu können.

Welcher der vorgestellten Kennzahlen und Kombinationsansätze am geeignetsten ist, hängt nun stark von der praktischen Fragestellung ab. Für einen ersten Vergleich möglicher Topologievarianten kann beispielsweise eine Betrachtung des gewichteten Mittelwerts hilfreich sein. Für die Lösung eines konkreten Problems oder die Optimierung einzelner Funktionen ist hingegen die Betrachtung der relevanten Einzelkomponenten zielführender.

4 Effiziente Identifikation von kritischen Fehlerszenarien

Mit den in Kapiteln 2.2.5 und 2.2.6 vorgestellten Sicherungsmodellen und den präsentierten Bewertungsmethoden sind nun simulative Untersuchungen des transienten Bordnetzverhaltens bei Fehlern und Schaltvorgängen möglich. Als Ausgangsbasis für die nachfolgenden Untersuchungen wird dafür zunächst ein realitätsnahes modernes Energiebordnetz definiert. Auf Basis einer beispielhaften Simulation dieses Systems wird veranschaulicht, warum eine umfassende Analyse der Bordnetzstabilität mit transienten Zeitbereichssimulationen aufgrund des hohen Zeitaufwands nicht praktikabel ist. Aus diesem Grund wird daher anschließend eine effiziente Methode zur systematischen Identifikation kritischer Fehlerszenarien im Energiebordnetz entwickelt. Durch eine mehrstufige Vorselektion soll die Anzahl aufwändiger transienter Simulationen reduziert werden. Die Vorselektion basiert auf einer vereinfachten Modellbildung, um eine schnelle und systematische Abschätzung des Fehlerverhaltens eines Bordnetz-Arbeitspunktes zu ermöglichen.

Nach einer Vorstellung der vereinfachten Modellbildung wird zunächst die Grundidee der Vorselektionsmethode erläutert. In den Abschnitten 4.5 und 4.6 werden zwei verschiedene Methoden zur Approximation von Schaltpulsen entwickelt.

4.1 Definition eines realitätsnahen Beispielbordnetzes

Für das Beispielbordnetz wird eine zonale Architektur mit drei Zonen angenommen. Die Versorgung der PDUs erfolgt, wie in Abbildung 4.1 schematisch dargestellt ist, über eine 12-V-Batterie und einen DC/DC-Wandler. Der LV-seitige Strom des Wandlers ist auf 150 A begrenzt, was einer Maximalleistung von 2,1 kW entspricht. Insgesamt werden 200 Lasten berücksichtigt. Es wird ein Arbeitspunkt des Systems betrachtet, für den die Lastströme in Tabelle 4.1 dargestellt sind. Demnach sind einige wenige Hochlastverbraucher mit bis zu 700 W Leistung und viele kleine Verbraucher mit 1,4 W aktiv (z. B. Sensoren).

Für eine systematische Dimensionierung der Lastkapazitäten C_{last} wird angenommen, dass die jeweilige Komponente ihre Funktion bei einer Versorgungsunterbrechung von bis zu 100 μs aufrechterhalten muss, was einer Testanforderung aus der gängigen Liefervorschrift LV 124 entspricht [88]. Während einer solchen Unterbrechung entlädt sich die Kapazität über ihren ESR und den Lastwiderstand, also in Summe über den Widerstand $R_{\text{sum}} = R_{\text{last}} + R_{\text{ESR}}$. Unter Annahme einer Anfangsspannung von

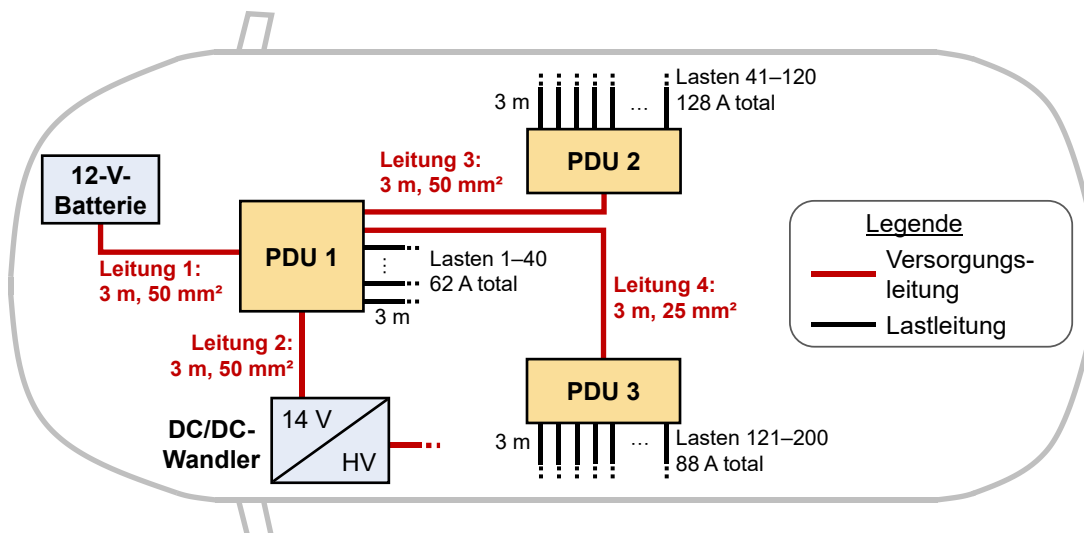


Abbildung 4.1: Schematische Darstellung des definierten Beispielbordnetzes

Tabelle 4.1: Stromaufnahmen der Verbraucher des Beispielbordnetzes im betrachteten Arbeitspunkt

PDU 1		PDU 2		PDU 3	
Last Nr.	Strom	Last Nr.	Strom	Last Nr.	Strom
1	20 A	41	50 A	121	40 A
2-3	10 A	42	20 A	122	20 A
4-6	5 A	43-44	10 A	123	10 A
7-10	1 A	45-48	5 A	124	5 A
11-40	0,1 A	49-60	1 A	125-130	1 A
		61-120	0,1 A	131-200	0,1 A

11 V [88] und einer minimal notwendigen Betriebsspannung von 6 V ergibt sich die notwendige Kapazität, um die Funktion für die geforderte Zeit aufrecht erhalten zu können:

$$C_{\text{last}} \geq \frac{100 \mu\text{s}}{R_{\text{sum}} \cdot \ln\left(\frac{11 \text{ V}}{6 \text{ V}}\right)} \quad (4.1)$$

Der resultierende Wert wird auf den nächstgrößeren Wert der E6-Reihe aufgerundet. Eine minimale Kapazität von 47 μF wird dabei angenommen. Der ESR orientiert sich an Datenblattangaben einer beispielhaften Serie von 35-V-Elektrolytkondensatoren [88].

Die benötigten Querschnitte der Lastleitungen, und damit ihre Stromtragfähigkeiten, ergeben sich aus den Lastströmen auf Basis etablierter Auslegungsrichtlinien [62, S. 1016]. Maximale zulässige Lastströme für typische Querschnitte sind in Anhang A.1 aufgelistet. Innerhalb der PDUs wird jede Lastleitung mit einer Stromaufnahme größer oder gleich 1 A über eine eigene Sicherung abgesichert. Für jeweils zehn der 0,1-A-

Verbraucher wird eine gemeinsame Sicherung verwendet (vgl. Abbildung 4.2). Die Sicherungen werden entsprechend ihrer Lasten nummeriert, bei gleichzeitig abgesicherten Lasten wird jeweils die Nummer der ersten Last verwendet (Sicherung 1 sichert Last 1 ab; Sicherung 21 sichert Lasten 21-30 ab usw.). Die Versorgungsleitungen der PDUs 2 und 3 (Leitung 3 und 4) werden ebenfalls über individuelle Sicherungen abgesichert. Die Nennströme I_{nom} der einzelnen Sicherungen orientieren sich wiederum an der Stromtragfähigkeit der abzusichernden Leitung, auch hier sei auf Anhang A.1 verwiesen. Im Falle von eFuses wird für die Überstrom-Abschaltung ein typischer Faktor $I_{OCP}/I_{nom,e} = 5$ angenommen (siehe Kapitel 2.2.6). Die konkreten Werte der Lastkapazitäten und -leitungsquerschnitte sind in Tabelle 4.2 aufgeführt, die Parametrierung der Sicherungen in Tabelle 4.3. Für den Eigenverbrauch der PDUs wird $R_{PDU} = 10 \Omega$ angenommen, was einer Leistung von etwa 20 W entspricht. Die interne Stabilisierungskapazität beträgt jeweils $C_{PDU} = 1 \text{ mF}$. Für den internen Widerstand der Batterie wird ein Wert von $R_{in} = 5 \text{ m}\Omega$, für die Ausgangskapazität des DC/DC-Wandlers ein Wert von $C_{DC/DC} = 1 \text{ mF}$ gewählt.

Tabelle 4.2: Dimensionierung der Lastkapazitäten und -leitungsquerschnitte

Stromaufnahme	C_{last}	R_{ESR}	Leitungsquerschnitt
50 A	1 mF	52 m Ω	10 mm ²
40 A	680 μ F	59 m Ω	6 mm ²
20 A	330 μ F	84 m Ω	2,5 mm ²
10 A	150 μ F	141 m Ω	1 mm ²
5 A	68 μ F	269 m Ω	0,5 mm ²
1 A	47 μ F	372 m Ω	0,35 mm ²
0,1 A	47 μ F	372 m Ω	0,35 mm ²

Tabelle 4.3: Dimensionierung der Sicherungen bei Verwendung von eFuses oder Schmelzsicherungen

Sicherung	eFuse I_{OCP}	Schmelzsicherung $I_{nom,s}$
50 A Last	350 A	70 A
40 A Last	250 A	50 A
20 A Last	150 A	30 A
10 A Last	75 A	15 A
5 A Last	37,5 A	7,5 A
1 A Last	25 A	5 A
10 x 0,1 A Lasten	25 A	5 A
Leitung 3	1000 A	200 A
Leitung 4	625 A	125 A

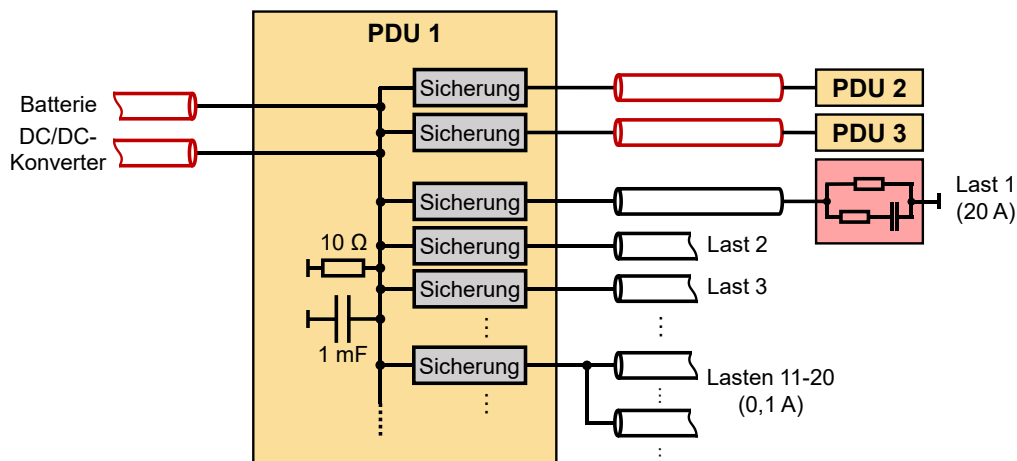


Abbildung 4.2: Interner Aufbau von PDU 1 des Beispielbordnetzes

4.2 Beispielhafte Fehlersimulation zur Motivation effizienter Methoden

Für das definierte Energiebordnetz soll nun zunächst ein beispielhaftes Szenario simuliert werden. Hierfür werden die präsentierten Bewertungsmethoden und Modelle verwendet, die in MATLAB/Simscap simuliert werden. Es wird ein Kurzschluss an der Last 1 simuliert. Der Fehler tritt dabei, wie im Folgenden immer, zum Zeitpunkt $t = 0$ auf. Zur Bewertung werden für die Lastspannungen in Anlehnung an die LV 124 eine maximal zulässige Spannung von $U_{lim,up} = 27 \text{ V}$, sowie eine Unterspannungsgrenze von $U_{lim,low} = 6 \text{ V}$ mit $t_{lim} = 100 \mu\text{s}$ angenommen (siehe Abbildung 3.4). Transiente Strompeaks sind unzulässig, sobald sie den Grenzwert I_{OCP} einer eFuse überschreiten und somit eine Überstrom-Abschaltung auslösen.

In Abbildung 4.3 sind die aus Simscap resultierenden Sicherungsströme und Spannungen aller Lasten für dieses Fehlerszenario dargestellt. Die Sicherungsströme sind dabei auf ihren jeweiligen Überstrom-Grenzwert I_{OCP} normiert, und die Komponenten sind entsprechend ihrer PDU farblich gekennzeichnet. Wie zu erwarten, bricht infolge des Kurzschlusses die Spannung der Last 1 ein (dunkelrot), die Sicherung der Last erreicht schnell ihren Abschaltstrom und trennt den Fehler vom Rest des Bordnetzes. Dieser Vorgang hat transiente Auswirkungen auf die übrigen Spannungen und Ströme insbesondere der PDU 1 (hellblau), jedoch wird hierdurch keines der definierten Bewertungskriterien verletzt. Die Worst-Case-Gesamtmetrik \hat{s}_{total} dieses somit unkritischen Szenarien ist in Gleichung (4.2) angegeben.

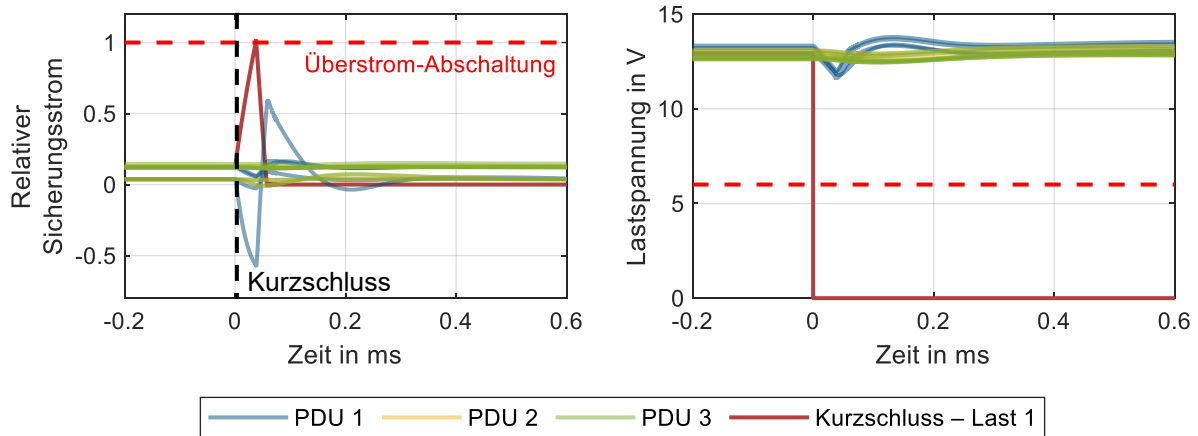


Abbildung 4.3: Beispielhafte Simulation eines Kurzschlusses an Last 1. Resultierende Sicherungsströme (links) und Spannungen (rechts) der einzelnen Lasten. Sicherungsströme jeweils auf I_{OCp} normiert, Kurzschluss bei $t = 0$

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{total}} = \begin{pmatrix} \max(t_j^{<6V}) \\ \max(SA_{+,j}^{>27V}) \\ \max(\hat{I}_{\text{fuse},j}^{\text{norm}}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \text{ s} \\ 0 \text{ Vs} \\ 0,59 \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

Auf diese Weise können nun alle denkbaren Fehlerszenarien und Bordnetzzustände untersucht werden, um mögliche kritische Wechselwirkungen zu identifizieren. Jedoch benötigt allein diese beispielhafte Simulation auf einem Rechner mit Intel Core Intel i7-11850H Prozessor und 16 GB RAM etwa 173 s. Dies liegt daran, dass eine solche transiente Simscape-Simulation mit vielen Zeitschritten die Lösung eines nichtlinearen differential-algebraischen Gleichungssystems für jeden Zeitschritt erfordert [106]. Hinzu kommt die notwendige vorherige Kompilierung des Simulationsmodells [107, S. 566]. Die notwendige Analyse vieler unterschiedlicher Szenarien ist somit sehr zeitaufwändig. Im betrachteten Beispielbordnetz ergeben sich 411 zu betrachtende Kurzschluss- und Leerlauffehler. Sollen nun beispielsweise für 1000 verschiedene Arbeitspunkte des Systems die Auswirkungen dieser Fehler untersucht werden, ergäbe sich eine Gesamtsimulationsdauer von etwa 822 Tagen. Um die transiente Stabilität in jeder Stufe des Entwicklungsprozesses effizient untersuchen zu können, sollen im Folgenden geeignete Methoden zur Identifikation kritischer Fehlerszenarien entwickelt werden.

4.3 Vereinfachte Modellbildung

Um potentiell kritische Fälle schnell identifizieren zu können, wird zunächst die Modellkomplexität reduziert. Das Ziel dieser vereinfachten Modellbildung ist es, eine erste Abschätzung des Systemverhaltens zu ermöglichen und zeitaufwändige Simulationen somit gezielter einsetzen zu können. Hierbei muss sichergestellt werden, dass keine kritischen Szenarien übersehen werden, eine exakte Abbildung aller komplexen Vorgänge und Wechselwirkungen des Systems ist jedoch nicht nötig.

Als zentrale Vereinfachung werden daher zunächst die komplexen, nichtlinearen Sicherungsmodelle durch ideale Schalter ersetzt. Ein Schaltvorgang wird somit als ein sprungförmiger Übergang des Widerstands zwischen dem leitenden und dem hochohmigen Zustand der ausgelösten Sicherung realisiert. Die resultierenden transienten Pulse entsprechen in diesem Fall Sprungantworten des Systems, skaliert mit dem jeweiligen Schaltstrom. Eine elektronische Sicherung löst in dieser vereinfachten Modellierung weiterhin aus, sobald der Strom den Grenzwert der Überstrom-Abschaltung I_{OCP} überschreitet. Die Auslösezeit einer Schmelzsicherung wird anstelle der thermischen Modellierung nun anhand von Datenblattangaben abgeschätzt.

Um zu veranschaulichen, welchen Effekt diese Vereinfachung auf die Strom- und Spannungspeaks im System hat, wird erneut das Teilbordnetz aus Kapitel 3.1.2 herangezogen (siehe Abbildung 3.2). Der Laststrom i_3 wird nun von einem initialen Wert von 200 A rampenförmig abgeschaltet. Die resultierenden maximalen Spannungs- und Strompeaks des Systems sind für unterschiedliche Schaltflankendauern in Abbildung 4.4 dargestellt. Für eine ideale Schaltflanke (Dauer von 0 μ s) tritt jeweils das Maximum auf, welches auch zur Normierung verwendet wird. Die Modellierung des Schaltverhaltens als sprungförmige Widerstandsänderung hat also eine Worst-Case-Abschätzung der resultierenden Strom- und Spannungspulse zur Folge. Die Abweichung im Vergleich zu einer Schaltdauer von 50 μ s (als typischer Wert für eine eFuse, z. B. [72]) liegt für die beiden Lastspannungen und den Strom i_1 jeweils deutlich unter 20 %. Lediglich der Strom i_2 des hochimpedanten Verbrauchers wird durch die Annahme einer idealen Schaltflanke stärker überschätzt.

Die vereinfachte Modellierung wird somit im Folgenden dazu führen, dass einzelne Szenarien geringfügig und andere stärker überschätzt werden. Es können also Szenarien als potentiell kritisch identifiziert werden, die sich bei genauerer Simulation als

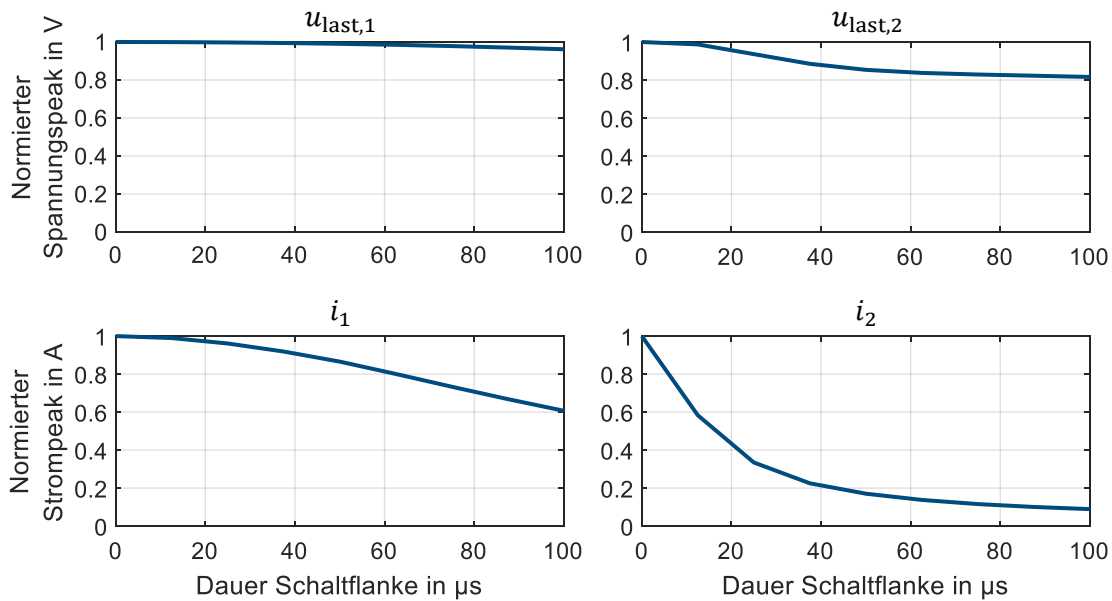


Abbildung 4.4: Simulierte Spannungs- und Strompeaks im Teilbordnetz aus Abbildung 3.2 bei rampenförmiger Abschaltung von 200 A mit unterschiedlicher Dauer der Schaltflanke

nicht kritisch herausstellen („falsch positive“ Identifikation). Dies ist jedoch hinnehmbar, da durch die Worst-Case-Abschätzung im Gegenzug eine Nichtidentifikation kritischer Szenarien verhindert wird („falsch negative“ Identifikation).

Ausgehend von dieser vereinfachten Modellierung werden im Folgenden zudem linearisierte Arbeitspunkte betrachtet. Die Annahme hierbei ist, dass Nichtlinearitäten während eines kurzen Zeitraums der Ausbreitung transientser Pulse vernachlässigt werden können. Für die Leitungen, Lasten und Batterien ergeben sich hierdurch keine Änderungen, da sie bereits durch lineare, passive Elemente modelliert werden. Grundsätzlich nichtlinear verhält sich aufgrund der Strombegrenzung der DC/DC-Wandler. Da das transiente Verhalten jedoch vor allem durch die große Ausgangskapazität bestimmt wird (siehe Kapitel 2.2.3), kann in guter Näherung hierfür ebenfalls ein linearisierter Arbeitspunkt definiert werden. Je nach Belastung wird demnach eine Spannungsquelle mit Nennspannung oder eine Stromquelle mit Maximalstrom berücksichtigt. Die Sicherungen können in der idealisierten Modellierung zwei definierte Zustände aufweisen (offen und geschlossen). Da die Pulsausbreitung nach einem Schaltvorgang stattfindet, kann für diesen Zeitraum somit von einem linearen, zeitinvarianten System ausgegangen werden. Die drei resultierenden Modellierungsstufen sind schließlich in Tabelle 4.4 zusammengefasst.

Tabelle 4.4: Vergleich der verschiedenen Modellierungsstufen der relevanten Komponenten

Komponente	Simscape-Modell	Vereinfachte Modellierung	Linearisierter Arbeitspunkt
Leitung	Seriell RL-Glied	Seriell RL-Glied	Seriell RL-Glied
Batterie	Spannungsquelle & Innenwiderstand	Spannungsquelle & Innenwiderstand	Spannungsquelle & Innenwiderstand
DC/DC-Wandler	Strombegrenzte Spannungsquelle & Ausgangskapazität	Strombegrenzte Spannungsquelle & Ausgangskapazität	Strom- <u>oder</u> Spannungsquelle & Ausgangskapazität
Verbraucher	Paralleles RC-Glied	Paralleles RC-Glied	Paralleles RC-Glied
Sicherung	Reales Schaltverhalten	Ideales Schaltverhalten	Offen / Geschlossen
Auslösedauer Schmelzsicherung	Temperaturberechnung über thermisches ESB	Abschätzung über Datenblattangaben	–

Das entsprechend modellierte Bordnetzmodell wird schließlich, ähnlich wie in SPICE-Simulatoren [108], textbasiert in Form einer Netzliste beschrieben. Dies erlaubt eine einfache, automatisierte Weiterverarbeitung in MATLAB.

4.4 Vorselektion durch effiziente Abschätzung des Fehlerverhaltens

Auf Basis der vereinfachten Modellierung sollen die zeitlichen Verläufe der relevanten Lastspannungen und Sicherungsströme, die durch Fehler im Bordnetz entstehen, schnell abgeschätzt werden. So können potentiell kritische Szenarien identifiziert werden, die anschließend in einer aufwändigen Simscape-Simulation genau simuliert werden müssen. Hierfür wird ein zweistufiger Vorselektionsalgorithmus vorgeschlagen, welcher in Abbildung 4.5 schematisch dargestellt ist. Als Input dient die Netzliste des zu untersuchenden Energiebordnetz-Arbeitspunktes (siehe Kapitel 4.3), sowie die anzuwendenden Bewertungskriterien (siehe Kapitel 3.2). Anschließend wird das Bordnetzverhalten für alle relevanten Fehler evaluiert. Konkret werden dies im Folgenden jeweils Kurzschlüsse aller Systemknoten und Leerlauffehler aller Leitungen sein.

In der ersten Stufe der Vorselektion sollen die gesuchten Spannungen und Ströme zunächst durch Rechteckpulse grob angenähert werden, deren Amplituden durch einfache statische Simulationen und analytische Berechnungen bestimmt werden. Durch Worst-Case-Abschätzungen ist hier sicherzustellen, dass es keine falsch negativen Identifikationen gibt. Falsch positive Identifikationen eigentlich unkritischer Fälle sind dagegen tolerierbar.

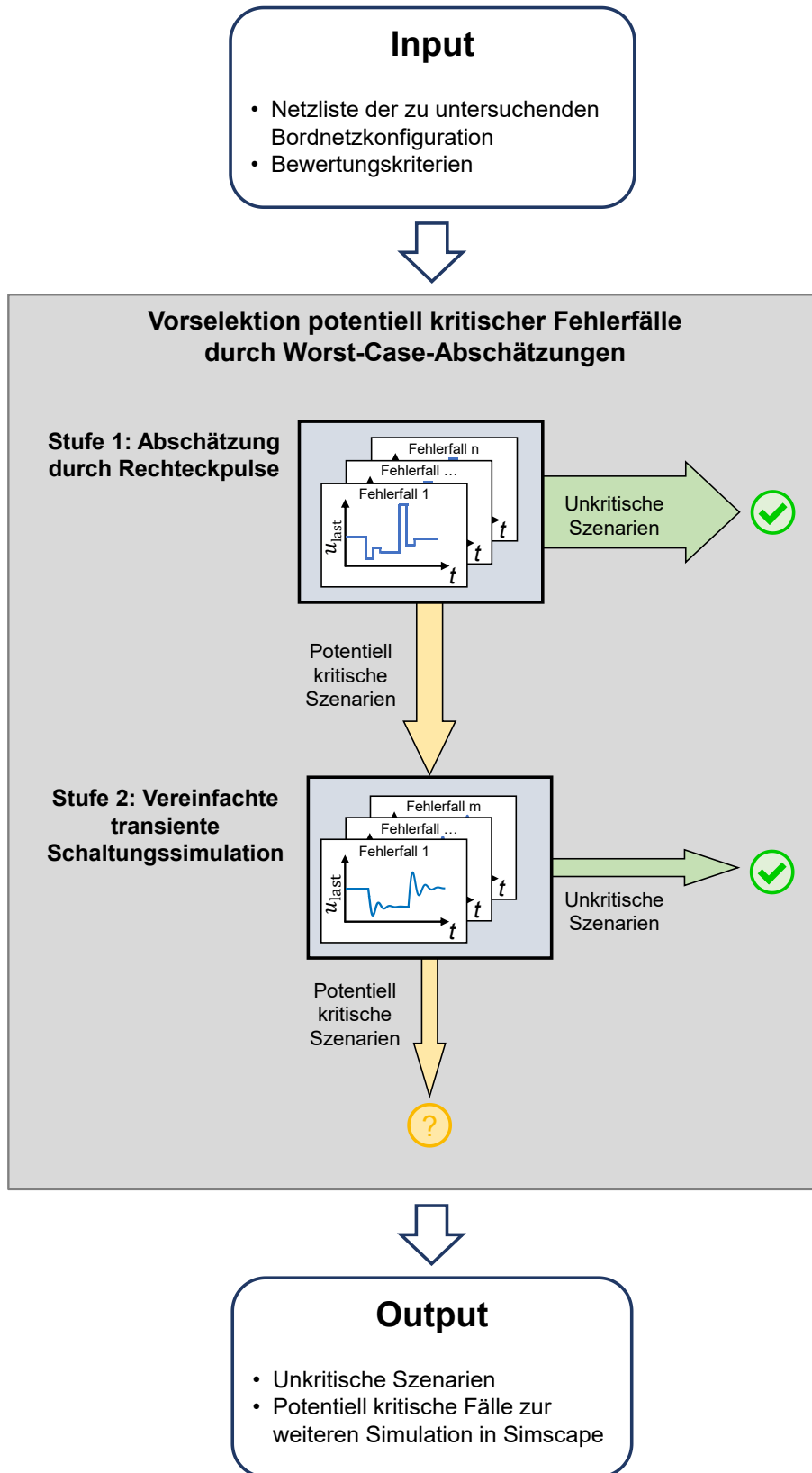


Abbildung 4.5: Schematische Darstellung der entwickelten Vorselektionsmethode

Szenarien, die in der Abschätzung unkritisches transientes Verhalten zeigen, müssen demnach nicht weiter betrachtet werden. Dies gilt auch für Fehler, die zu einer dauerhaften Beeinträchtigung der Versorgungsspannung führen (Totalausfall). Ein Totalausfall einer Komponente liegt nach dieser Definition vor, wenn die Lastspannung nach dem Fehler dauerhaft unter der minimal benötigten Versorgungsspannung liegt. Dies ist zum Beispiel der Fall, wenn die einzige Versorgungsleitung einer Komponente unterbrochen wird oder die Komponente einen unmittelbaren Kurzschlussfehler aufweist. Dass ein solches Szenario einen Totalausfall der Komponente zur Folge hat, ist trivial. Typischerweise greifen hier Redundanzkonzepte, sodass die Funktion der ausgefallenen Komponente durch andere Komponenten übernommen wird. Vor dem Hintergrund der transienten Stabilität gelten Totalausfälle daher ebenfalls als unkritisch. Die übrigen Szenarien mit potentiell kritischen transienten Auswirkungen, die also in der Abschätzung die geforderten Stabilitätskriterien verletzen, werden in der zweiten Stufe weiter untersucht. Hierfür werden die entsprechenden Fehlerfälle mit der modifizierten Knotenpotentialanalyse (engl. **modified nodal analysis**, MNA) [109, S. 138-144] transient simuliert, weiterhin unter Anwendung der vereinfachten Modellierung mit idealen Schaltvorgängen. Die Ergebnisse werden ausgewertet und ebenfalls als unkritische bzw. potentiell kritische Fälle kategorisiert. Die am Ende der Vorselektion potentiell kritischen Fälle müssen anschließend durch eine Simulation mit den genauen Simscape-Modellen final beurteilt werden.

4.4.1 Abschätzung von Spannungen und Strömen durch Rechteckpulse

In der ersten Stufe der Vorselektion sollen die Spannungen und Ströme im System durch einzelne Rechteckpulse approximiert werden. Dies ist in Abbildung 4.6 beispielhaft für typische Lastspannungsverläufe während eines Kurzschluss- und eines Leerlauffehlers skizziert. In guter Näherung befindet sich das System zunächst in einem statischen Zustand. Schaltvorgänge und Fehler verursachen nun transiente Pulse, nach deren Abklingen das System in einen neuen statischen Zustand zurückkehrt (orange Kurve). Während die statischen Zustände über einfache DC-Simulationen bestimmt werden können (grüne Intervalle), sollen die Amplituden und Zeitkonstanten der transienten Pulse über analytische Berechnungen abgeschätzt werden (hellblaue Intervalle); hieraus resultieren schließlich die rechteckförmigen approximierten Ver-

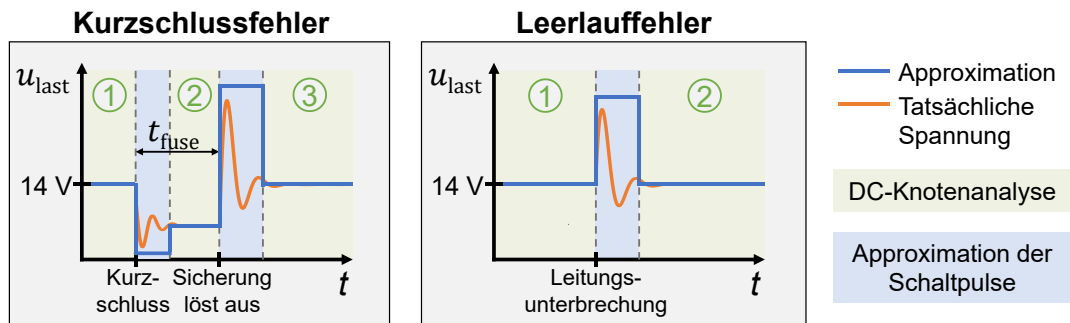


Abbildung 4.6: Approximation exemplarischer Lastspannungsverläufe durch Rechteckpulse bei Kurzschluss- und Leerlauffehler im System

läufe, welche in blau dargestellt sind. Potentiell kritische Pulse werden in dieser ersten Stufe zunächst nur identifiziert. Die detaillierten Folgen dieser kritischen Pulse, beispielsweise das Abschalten einer weiteren eFuse infolge eines transienten Überstrompeaks, werden erst in den weiteren Stufen simuliert.

Statische Zustände

Wie erläutert, wird die zu untersuchende Topologie in Form einer Netzliste beschrieben. Eine statische Simulation dieser Netzliste mit der MNA liefert die nominalen Spannungen und Ströme des Systems. (Bereich 1 in Abbildung 4.6). Die statischen Zustände, die sich bei einem Kurzschluss- oder Leerlauf nach Abklingen der Transienten einstellen, lassen sich analog über DC-Simulationen bestimmen (Bereich 2 in Abbildung 4.6). Hierfür muss der Fehler lediglich in die Netzliste der Topologie integriert werden. Das gleiche gilt für die statische Auswirkung von Schaltvorgängen; eine ausgelöste Sicherung wird in der Netzliste durch einen hochohmigen Widerstand repräsentiert, eine DC-Simulation liefert dann die resultierenden statischen Größen (Bereich 3 in Abbildung 4.6).

Auslösezeiten der Sicherungen

Die Zeit t_{fuse} , welche eine überlastete Sicherung zum Auslösen benötigt, hängt maßgeblich vom verwendeten Sicherungstyp ab. Während eine eFuse nach Überschreiten der Überstrom-Grenze I_{OCP} unmittelbar bzw. nach einigen Mikrosekunden (t_{OCP}) auslöst, kann eine Schmelzsicherung je nach Größe des Fehlerstroms mehrere Millisekunden benötigen. Mit der Strom-Zeit-Kennlinie aus dem Datenblatt einer Schmelzsicherung und dem statischen Fehlerstrom wird diese Zeit in erster Näherung abgeschätzt. Alternativ kann hier ein Worst-Case-Wert angenommen werden. In jedem Fall wird in der ersten Stufe jedoch mindestens der transiente Puls des Fehlers abgewartet bevor geschaltet wird.

Pulse beim Abschalten von Strömen

Wie in Abschnitt 4.3 erläutert, werden für die Sicherungen idealisierte Schaltvorgänge angenommen. Die Auswirkung einer solchen sprungförmigen Anregung des Systems auf andere Komponenten soll approximiert werden. Hierfür werden zwei unterschiedliche Methoden entwickelt. Die erste Methode basiert auf einer Reduktion des Netzes und anschließender analytischer Lösung der Schaltpulse im Zeitbereich. Die zweite Methode approximiert relevante Koppelpfade innerhalb des Systems im Frequenzbereich und ermöglicht so ebenfalls eine analytische Lösung. Zur einfachen Unterscheidung werden daher die Begriffe „Zeitbereichs-“ und „Frequenzbereichsmethode“ verwendet. Beide Methoden werden in Abschnitt 4.5 bzw. Abschnitt 4.6 im Detail erläutert.

Pulse bei steigenden Strömen

Die Anstiegsgeschwindigkeit von Strömen, z. B. bei Auftreten eines Kurzschlusses oder bei Zuschalten eines großen Verbrauchers, wird von den Induktivitäten im System begrenzt. Um eine effiziente Abschätzung zu ermöglichen wird jedoch auch hier die Worst-Case-Annahme einer sprungförmigen Einprägung des Kurzschluss- bzw. Laststroms angenommen. Systemtheoretisch entspricht somit auch dieser Fall einer sprungförmigen Anregung des Bordnetzes. Lediglich Vorzeichen und Offset des Stromsprungs unterscheiden sich. Für die Abschätzung der resultierenden transienten Pulse im Falle eines Stromanstiegs können damit die gleichen, in den Abschnitten 4.5 und 4.6 näher erläuterten, Berechnungsmethoden verwendet werden.

4.4.2 Vereinfachte transiente Schaltungssimulation

Nur die Szenarien, die in der ersten Stufe der Vorselektion als potentiell kritisch identifiziert werden, müssen nun in der zweiten Stufe der Vorselektion weiter untersucht werden. Dafür werden die übrig gebliebenen Fälle nun per MNA transient simuliert. Es wird weiterhin die in Abschnitt 4.3 beschriebene vereinfachte Modellierung angewendet, insbesondere die Worst-Case-Annahme der sprungförmig schaltenden Sicherungen. Hierdurch sind immer noch Geschwindigkeitsvorteile gegenüber nichtlinearen transienten Simulationen in Simscape zu erwarten, im Vergleich zur groben Approximation in Stufe 1 können die transienten Pulse und die Schaltdauern der Sicherungen nun jedoch deutlich genauer bestimmt werden.

4.5 Approximation der Schaltpulse: Zeitbereichsmethode

Im Folgenden wird die erste der beiden entwickelten Methoden zur Approximation von Schaltpulsen vorgestellt, die in der ersten Stufe der Vorselektion zur Identifikation von kritischen Szenarien verwendet werden sollen.

4.5.1 Analytische Lösung eines reduzierten Systemknotens

Zunächst wird der Fall eines abgeschalteten Stroms betrachtet, beispielsweise einer auslösenden Sicherung oder eines Leitungsbruchs. Die getroffene Annahme eines idealen Schaltvorgangs ermöglicht die analytische Abschätzung eines solchen Schaltimpulses. Hierzu wird zunächst die in Abbildung 4.7 abgebildete verallgemeinerte Darstellung eines Systemknotens betrachtet. Der Knoten versorgt über N_V parallele Versorgungspfade $N_L + 1$ parallele Lastpfade. Ein solcher Verteilknoten entspricht in den betrachteten zonalen Architekturen in der Regel einer PDU. Es wird nun angenommen, dass ein Lastpfad den Strom I_{schalt} trägt und von einer Sicherung oder einem Leitungsbruch abgeschaltet wird. Dies verursacht die zu bestimmenden transienten Strom- und Spannungspeaks in den übrigen Lastpfaden.

Für diese verallgemeinerte Struktur lässt sich ein analytischer Zusammenhang der Zweigströme unmittelbar vor (hochgestelltes „prä“) und nach (hochgestelltes „post“) dem Schaltvorgang herleiten (siehe Gleichungen (4.3)–(4.5)). Die Ströme teilen sich

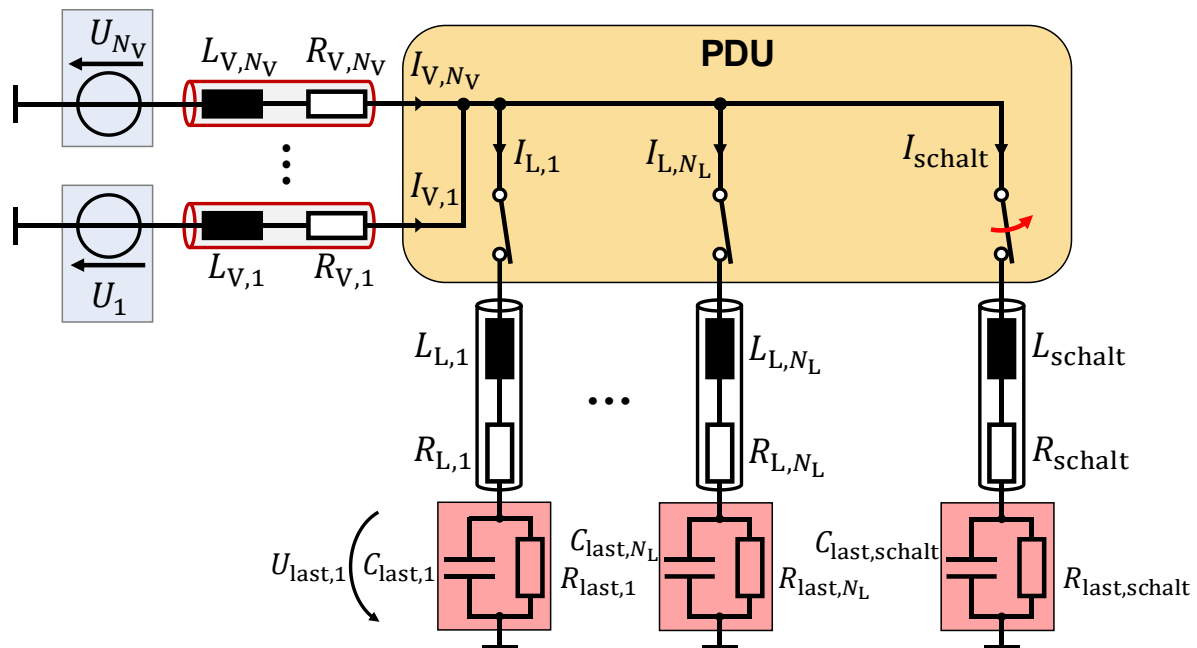


Abbildung 4.7: Verallgemeinerter Systemknoten mit N_V Versorgungspfaden, einem abschaltenden Lastpfad und N_L weiteren Lastpfaden

nach dem Schaltvorgang entsprechend der Zweiginduktivitäten auf, die Lastimpedanzen können zunächst vernachlässigt werden.

$$(L_{V,1} \parallel \dots \parallel L_{V,N_V}) \sum_{i=1}^{N_V} \Delta I_{V,i} + (L_{L,1} \parallel \dots \parallel L_{L,N_L}) \sum_{j=1}^{N_L} \Delta I_{L,j} = 0 \quad (4.3)$$

$$\sum_{i=1}^{N_V} I_{V,i}^{\text{post}} = \sum_{j=1}^{N_L} I_{L,j}^{\text{post}} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{V,1} L_{V,1} &= \dots = \Delta I_{V,N_V} L_{V,N_V} \\ \Delta I_{L,1} L_{L,1} &= \dots = \Delta I_{L,N_L} L_{L,N_L} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Die Stromdifferenzen vor und nach dem Schaltvorgang werden mit $\Delta I = I^{\text{post}} - I^{\text{prä}}$ gekennzeichnet. Das aus (4.3)–(4.5) hervorgehende lineare Gleichungssystem (LGS) besteht aus $N_L + N_V$ Gleichungen und Unbekannten und lässt sich durch Matrixschreibweise in die Form $\mathbf{Ax} = \mathbf{b}$ bringen. Die Matrix \mathbf{A} enthält in diesem Fall lediglich die Systeminduktivitäten, der Vektor \mathbf{b} enthält zusätzlich die bekannten Ströme vor dem Schaltvorgang. Der Vektor \mathbf{x} mit den gesuchten Zweigströme unmittelbar nach dem Schaltvorgang lässt sich demnach durch Lösung des Gleichungssystems bestimmen:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \quad (4.6)$$

An rein resistiven Verbrauchern gilt das ohmsche Gesetz, demnach beträgt die Spannung, die unmittelbar nach dem Schaltvorgang über der Last abfällt:

$$U_{\text{last},j} = R_{\text{last},j} \cdot I_{L,j}^{\text{post}} \quad (4.7)$$

An ohmsch-kapazitiven Verbrauchern entsteht die Überspannung, indem die Stromtransiente die Kapazität auflädt. Dieses Verhalten kann über eine vereinfachte Struktur abgeschätzt werden, welche in Abbildung 4.8 dargestellt ist. Parallele Last- und Versorgungspfade werden in dieser Konfiguration vernachlässigt. Damit die resultierende Lastspannung durch diese Vereinfachung nicht unterschätzt wird, müssen Worst-Case-Annahmen getroffen werden; für jede Last wird als Anfangsbedingung der gesamte Versorgungsstrom angenommen, es gilt somit $i_{\text{last}}(0) = I_{V,1}^{\text{post}} + \dots + I_{V,N_V}^{\text{post}}$. Da ein großer Spannungspeak bei einer hohen Induktivität und einem niedrigen Leitungswiderstand zu erwarten ist, wird jeweils die größte Induktivität und der kleinste Widerstand der Versorgungsleitungen angenommen. Für die Leitungsimpedanz gilt also $L = L_L + \max(L_{V,1}, \dots, L_{V,N_V})$ und $R = R_L + \min(R_{V,1}, \dots, R_{V,N_V})$. Da nur die Auslen-

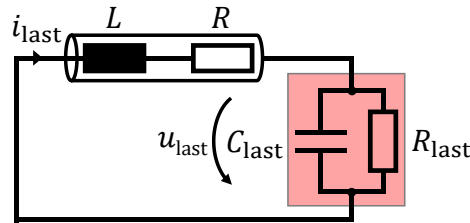


Abbildung 4.8: Ersatzschaltbild für analytische Berechnung der Spannungspeaks an RC-Lasten

kung aus dem statischen Arbeitspunkt betrachtet wird, lautet die zweite Anfangsbedingung $u_{\text{last}}(0) = 0$.

Das System ist nun über eine Differentialgleichung beschreibbar und analytisch lösbar. Für das Zeitverhalten der Spannung u_{last} ergibt sich der folgende Ausdruck:

$$u_{\text{last}}(t) = \underbrace{\frac{2i_{\text{last}}(0)LR_{\text{last}}}{\sqrt{\theta}}}_A \cdot \exp\left(-\underbrace{\left(\frac{L + C_{\text{last}}RR_{\text{last}}}{2C_{\text{last}}LR_{\text{last}}}\right)t}_B\right) \cdot \sin\left(\underbrace{\left(\frac{\sqrt{\theta}}{2C_{\text{last}}LR_{\text{last}}}\right)t}_D\right) \quad (4.8)$$

mit

$$\theta = 2C_{\text{last}}LRR_{\text{last}} + 4C_{\text{last}}LRR_{\text{last}}^2 - C_{\text{last}}^2R^2R_{\text{last}}^2 - L^2 \quad (4.9)$$

Für die rechteckförmige Approximation muss lediglich der erste Extremwert dieser abklingenden Schwingung betrachtet werden. Für die Extremstellen gilt die notwendige Bedingung:

$$\frac{d}{dt}u_{\text{last}}(t) = \frac{d}{dt}Ae^{-Bt} \sin(Dt) \stackrel{!}{=} 0 \quad (4.10)$$

Daraus folgt nach Ableitung und Umformung der Zeitpunkt t_{max} für den Spannungspeak:

$$t_{\text{max}} = \frac{\arctan \frac{D}{B}}{D} \quad (4.11)$$

Einsetzen in (4.8) liefert somit einen analytischen Ausdruck für den approximierten Spannungspeak des Schaltvorgangs. Die Breite des transienten Pulses kann über die RC-Zeitkonstante der abklingenden Schwingung τ_{RC} abgeschätzt werden:

$$\tau_{\text{RC}} = \frac{1}{B} \quad (4.12)$$

Da diese Zeitkonstante jedoch nur für einen Lastpfad mit einer einzelnen Kapazität berechnet wird, kann die Zeitkonstante des realen Pulses aufgrund größerer Gesamtkapazität im System unter Umständen größer sein. Damit die Verletzung kritischer

Spannungs-Zeit-Grenzwerte nicht übersehen wird, muss die Breite des approximierten Rechteckpulses daher in jedem Fall größer als der jeweils gültige Zeitgrenzwert t_{lim} angenommen werden.

Im Falle einer rein resistiven Last liegt keine Schwingung vor, damit berechnet sich die Zeitkonstante des Pulses über die Gleichung (4.13). Auch hier darf die Breite der Rechteckapproximation jedoch nicht kleiner gleich t_{lim} sein.

$$\tau_R = \frac{L}{R} \quad (4.13)$$

Über den in Abbildung 4.8 dargestellten Ansatz lässt sich ebenfalls ein Ausdruck für den Stromverlauf $i_{last}(t)$ bestimmen. Im Kontext der fehlerhaften Auslösung von eFuses ist jedoch nur der maximale Strompeak von Interesse. Da das Strommaximum der abklingenden Schwingung bei $i_{last}(0)$ auftritt, ist er somit nach Lösung der Gleichung (4.6) als Anfangswert bereits bekannt. Eine zusätzliche Auswertung der analytischen Lösung ist daher nicht notwendig.

Mit nahezu identischem Vorgehen können nun auch negative Pulse abgeschätzt werden, die bei Stromanstiegen (z. B. Kurzschlussfehler) auftreten. Der eingeprägte (Fehler-)Strom wird hierfür zunächst wie ein abgeschalteter Strom I_{schalt} behandelt; das Vorzeichen der somit berechneten Pulse muss anschließend nur noch invertiert werden.

4.5.2 Praktische Anwendung

Im Allgemeinen weist eine reale Bordnetztopologie nicht unmittelbar die in Abbildung 4.7 dargestellte Struktur auf. In dieser versorgt eine PDU ohne weitere Verzweigungen jede Last über eine einzelne Lastleitung. Dies ist beispielsweise in komplexeren Baum- oder Ringstrukturen mit mehreren, untereinander verbundenen PDUs nicht der Fall. Im Allgemeinen müssen solche Netze daher auf die bekannte Struktur reduziert werden, um die transienten Pulse abschätzen zu können. Dies erfordert weitere Worst-Case-Annahmen; alle Zweige, die statt einer Last eine weitere PDU versorgen, werden bei der Berechnung der Schaltpulse dieser PDU zunächst nicht berücksichtigt. Die berechneten Strompulse direkt nach dem Schaltvorgang teilen sich somit nur auf die betrachteten Lasten auf, wodurch die transienten Pulse überschätzt werden. Dieses Vorgehen wird für alle PDUs wiederholt.

Darüber hinaus muss bei Verwendung von eFuses deren Abschaltgrenze I_{OCP} berücksichtigt werden. Die Ströme $I^{prä}$ vor dem Schaltvorgang werden zunächst über eine

statische Simulation ohne Berücksichtigung dieser Grenze bestimmt. Die resultierenden Pulse werden somit für einen zu großen Schaltstrom berechnet und müssen anschließend mit dem Faktor $I_{\text{OCP}}/I_{\text{schalt}}$ skaliert werden.

Mit der vorgestellten Methode ist es nun möglich, transiente Spannungs- und Strompeaks von Schaltvorgängen und Leitungsfehlern abzuschätzen. Für jedes Szenario ist hierfür lediglich die Lösung eines Gleichungssystems pro PDU und die Auswertung eines analytischen Ausdrucks für jede Last nötig. Die Dimension der Matrix A des LGS beträgt jeweils $(N_L + N_V) \times (N_L + N_V)$, hängt also von der Anzahl der Lasten (N_L) und der Versorgungspfade (N_V) der PDUs ab. Der implementierte Algorithmus zur Rechteckapproximation eines Schaltvorgangs ist in Abbildung 4.9 als Pseudocode dargestellt.

```

for  $i = 1$  to anzahl_PDU_Knoten
    // Strompeaks der Lastpfade im Schaltmoment
    LGS (4.3)–(4.5) zur Berechnung der Strompeaks aufstellen und lösen
    // Approximation der Lastspannungsverläufe
    Spannungspeaks der Lasten mit (4.7), bzw. (4.8) und (4.11) berechnen
    Zeitkonstanten der Lastspannungspeaks mit (4.12) bzw. (4.13) bestimmen
  
```

Abbildung 4.9: Pseudocode-Darstellung des Zeitbereichs-Algorithmus zur Schaltpulse-Approximation

4.5.3 Beispiel

Zur Veranschaulichung der verschiedenen Vorselektionsstufen wird nun ein beispielhaftes Szenario in einem reduzierten Teilbordnetz simulativ und messtechnisch betrachtet. Das untersuchte Teilbordnetz ist in Abbildung 4.10 dargestellt und besteht aus einer Quelle, einer PDU und drei Verbrauchern. Es wird sowohl die Verwendung einer Schmelzsicherung, als auch einer eFuse berücksichtigt. Die Systemknoten sind grün gekennzeichnet.

Alle Lasten weisen ohmsch-kapazitives Verhalten auf; Last 1 und 2 besitzen eine nominale Leistungsaufnahme von 196 W, Last 3 befindet sich im Standby-Modus (0,1 W). Zur Auslegung der Lastleitungen werden erneut typische Werte zur Stromtragfähigkeit von Kfz-Leitungen herangezogen (siehe Anhang A.1). Für die 1,5-mm²-Lastleitung ergibt sich daraus ein Sicherungsstrom von 20 A. Bei Annahme von eFuses und einem typischen Faktor $I_{\text{OCP}}/I_{\text{nom,e}} = 5$ (siehe Kap. 2.2.6) bedeutet dies eine Abschaltgrenze von $I_{\text{OCP}} = 100$ A. Exemplarisch wird die Auswirkung eines Kurz-

schluss an Last 1 (Knoten 6) auf die Spannung $u_{last,2}$ der Last 2 betrachtet. Zusätzlich zur Simulation wird das beschriebene Szenario in einem Laboraufbau untersucht (siehe Abbildung 4.11). Der Kurzschlussfehler wird in diesem Aufbau durch ein Hochstromrelais geschaltet. Als Schmelzsicherung wird eine Littelfuse 20-A-ATO-Sicherung [58], als eFuse eine Infineon BTG7003A-1EPW [110] verwendet. Das verwendete Oszilloskop zur Spannungsmessung ist ein PicoScope 4824.

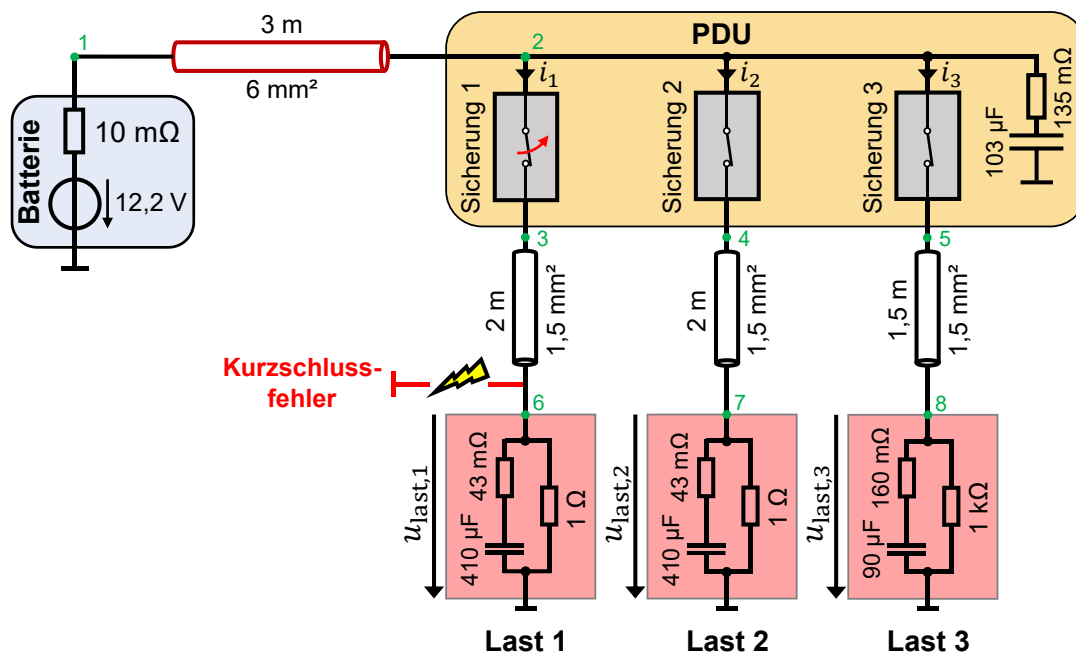


Abbildung 4.10: Beispielhaft untersuchtes Teilbordnetz mit einer PDU und drei Verbrauchern

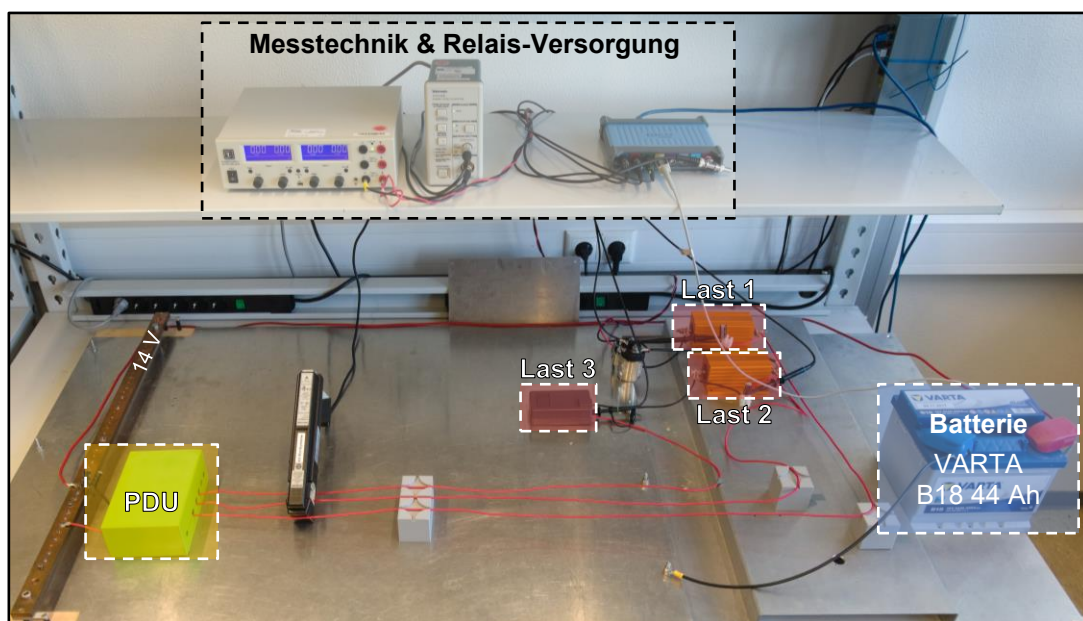


Abbildung 4.11: Realisierter Laboraufbau des untersuchten Teilbordnetzes

Anhand dieses Teilbordnetzes werden nun beide Vorselektionsstufen erläutert. Zunächst wird der Schmelzsicherungsfall betrachtet. Abbildung 4.12 zeigt die resultierenden approximierten Rechteckpulse in Blau und die vereinfachte transiente Schaltungssimulation in Rot. In Gelb ist darüber hinaus das Ergebnis der entsprechenden Simscape-Simulation des Szenarios mit den validierten Referenzmodellen aus Kapitel 2.2 dargestellt. Die im Laboraufbau gemessenen Verläufe des Szenarios sind in Grün abgebildet. Der transiente Puls des Kurzschlusses klingt zunächst ab und es wird ein annähernd stationärer Zustand mit einem Kurzschlussstrom von etwa 200 A erreicht. Schließlich schmilzt die Sicherung und verursacht einen Spannungspick an der betrachteten Last. Es ist ersichtlich, dass durch die rechteckförmige Abschätzung, wie gewünscht, sowohl Dauer als auch Amplitude der Pulse überschätzt werden. Die vereinfachte transiente Simulation entspricht in diesem Fall fast der Simscape-Simulation, durch die ideale Schaltflanke wird der transiente Puls der Sicherung lediglich minimal

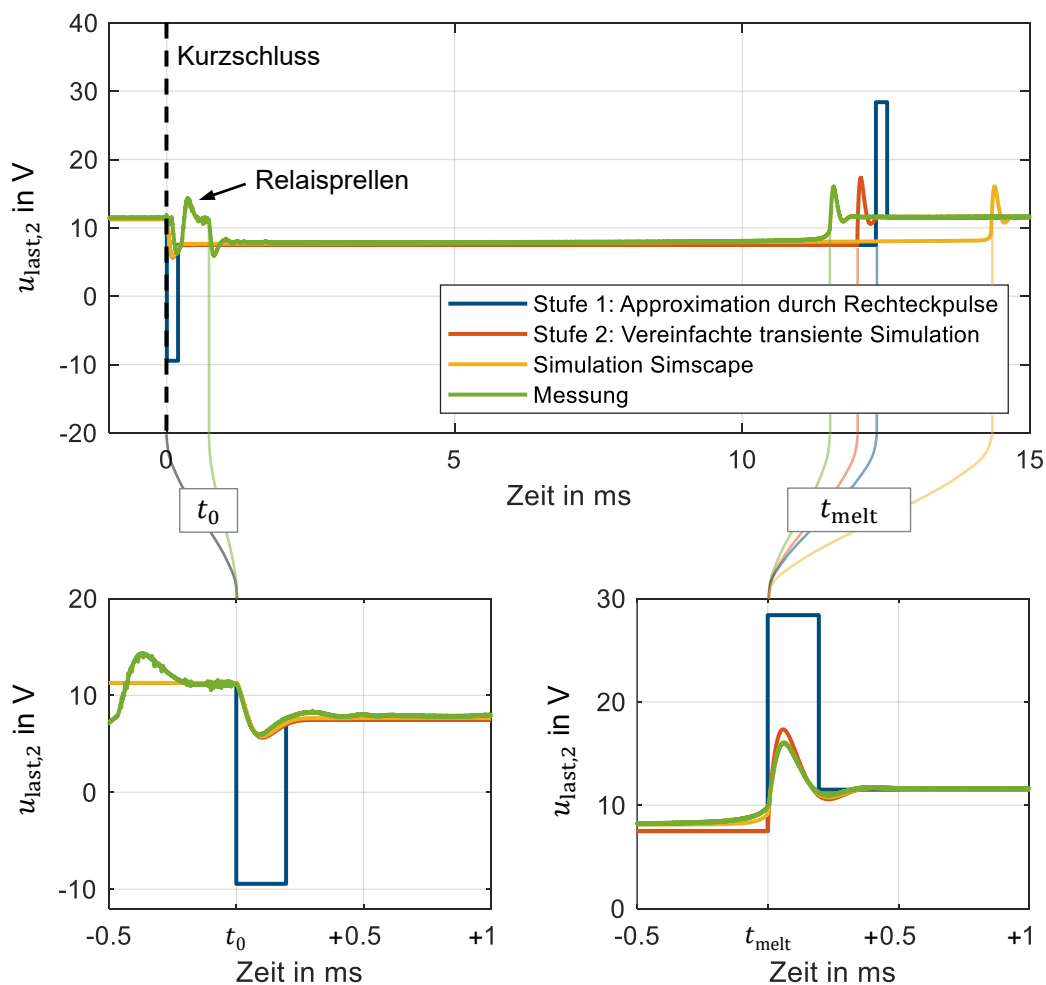


Abbildung 4.12: Spannung der Last 2 in Vorselektion, Simscape-Simulation und Messung. Oben: Gesamter Vorgang. Unten: Verschobene Verläufe zum Vergleich der Transienten. Verwendung von Schmelzsicherungen

überschätzt. Die Simscape-Simulation wiederum zeigt eine sehr gute Übereinstimmung mit der Messung. Bedingt durch die Fehleraufschaltung per Relais ist lediglich ein Prellvorgang zu Beginn des Kurzschlusses zu erkennen, der in der Simulation nicht vorhanden ist. Wie außerdem zu beobachten ist, variiert der exakte Auslösezeitpunkt t_{melt} der einzelnen Verläufe um wenige Millisekunden. Dies ist durch die unterschiedlichen Berechnungsmethoden in den jeweiligen Stufen zu erwarten. Aufgrund in der Praxis ohnehin vorhandener Schwankungen der Auslösezeit realer Schmelzsicherungen ist diese Variation nicht relevant.

Abbildung 4.13 zeigt die entsprechenden Verläufe bei Verwendung von eFuses. Die Sicherung schaltet nun bereits bei I_{OCP} und somit vor Erreichen des stationären Kurzschlussstroms ab, wodurch die Unter- und Überspannungspulse hier geringer ausfallen. Da der geringere Schaltstrom bei der Approximation durch die Skalierung berücksichtigt wird, sind die Amplituden der Rechteckpulse in diesem Fall entsprechend kleiner. Auch hier kann eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation beobachtet werden.

Das Beispiel zeigt, dass durch die einfachen analytischen Berechnungen in Stufe 1, wie beabsichtigt, lediglich eine erste Worst-Case-Abschätzung der transienten Schaltpulse möglich ist, während die vereinfachte transiente Schaltungssimulation das Verhalten bereits gut abbildet.

Eine systematische Validierung der Methode für praktisch relevante, größere Bordnetzstrukturen sowie eine Analyse der Effizienz folgen in Kapitel 5.

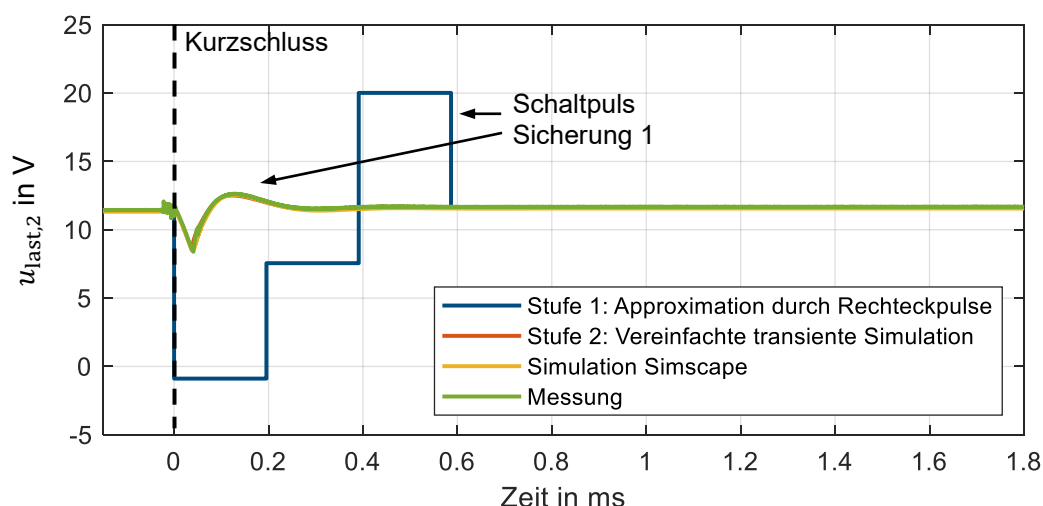


Abbildung 4.13: Spannung Last 2 in Vorselektion, Simscape-Simulation und Messung. Verwendung von eFuses

4.6 Approximation der Schaltpulse: Frequenzbereichsmethode

Ein Schaltvorgang in einem Kfz-Energiebordnetz kann als ein Vorgang verstanden werden, in dem eine steile Stromflanke das System anregt. Große transiente Spannungen und Ströme sind insbesondere dann zu erwarten, wenn durch den Schaltvorgang Resonanzen angeregt werden, die durch die induktiven und kapazitiven Elemente des Bordnetzes verursacht werden. In diesem Abschnitt wird daher eine zweite Methode zur Approximation von Schaltpulsen vorgestellt, die das Resonanzverhalten des Systems im Frequenzbereich analysiert. Da eine Betrachtung im Frequenzbereich nur für linearisierte Arbeitspunkte möglich ist, wird weiterhin auf die in Kapitel 4.3 diskutierte vereinfachte Modellbildung zurückgegriffen.

Im Kontext der elektrischen Energietechnik sind Frequenzbereichsuntersuchungen von AC-Versorgungsnetzen bereits üblich. Hier steht häufig das Problem der harmonischen Resonanz im Fokus. Nichtlineare Lasten regen hierbei das System durch ihre nicht sinusförmige Stromaufnahme bei Vielfachen der Grundfrequenz an. Diese Harmonischen können die Spannungsqualität des Netzes beeinträchtigen, insbesondere wenn Resonanzen bei diesen Frequenzen vorliegen [111, S. 167-168]. Durch Identifikation und Abschwächung solcher Resonanzen soll die Spannungsqualität des Netzes verbessert werden [112–116]. Eine Anwendung dieser Methoden wurde unter anderem auch für Windparks [117], hybride AC/DC-Netze [118], und Systeme mit Leistungselektronik [119–121] diskutiert.

Im Gegensatz zu den genannten Anwendungsfällen existieren in DC-Systemen definitionsgemäß keine Harmonischen. In den folgenden Unterkapiteln wird daher zunächst untersucht, inwieweit diese Methoden für die Analyse von Schaltpulsen in Kfz-Energiebordnetzen aufgegriffen und erweitert werden können. Dazu werden zunächst die grundlegenden Zusammenhänge beleuchtet, um transiente Spannungspeaks im Frequenzbereich beschreiben zu können; anschließend wird eine Erweiterung zur Beschreibung von Strömen präsentiert. Schließlich wird eine systematische Methode entwickelt, um auf Basis einer reduzierten Pol-Nullstellen-Konfiguration potentiell kritische Szenarien zu identifizieren.

4.6.1 Grundlagen der modalen Analyse von Energieversorgungssystemen

Wie bereits in Kapitel 4.3 beschrieben, liegt das zu untersuchende Bordnetz in Form einer Netzliste vor. Aus einer solchen Netzliste mit linearen Elementen lässt sich eine

Knotenadmittanzmatrix aufstellen. In der Literatur existieren zwei grundlegende Methoden im Kontext der Energietechnik, um eine Resonanzanalyse auf Basis einer solchen Knotenadmittanzmatrix durchzuführen. Die erste Methode ist die Eigenwertzerlegung der Matrix, welche eine individuelle Betrachtung der Resonanzmoden des Systems ermöglicht. Die zweite Methode ist eine direkte Analyse der Übertragungsfunktionen, die sich aus der Knotenadmittanzmatrix für verschiedene Koppelpfade innerhalb des Systems ergeben. Beide Methoden werden vorwiegend zur Analyse paralleler Resonanzen eingesetzt; liegt eine solche Resonanz vor, kann bereits eine kleine Stromanregung zu besonders großen Spannungen im System führen.

a) Eigenwertanalyse der Knotenadmittanzmatrix

Ausgehend von der frequenzabhängigen Knotenadmittanzmatrix $Y(f)$ eines Systems lassen sich die Knotenpotentiale $v(f)$ im Frequenzbereich über die Gleichung (4.14) bestimmen [112]. Der Vektor $i(f)$ enthält die Strominjektionen an den jeweiligen Systemknoten und beschreibt somit die Anregung des Systems. Bei harmonischer Resonanz in AC-Netzen wird das System durch die Oberwellen von nichtlinearen Lasten angeregt; diese werden in einem linearisierten Modell durch Stromquellen mit den entsprechenden harmonischen Frequenzen repräsentiert [112, 122]. Bei einem Schaltvorgang im Kfz-Energiebordnetz wird das System im Gegensatz dazu durch die Stromflanke in einem breiten, kontinuierlichen Frequenzbereich angeregt.

$$v(f) = Y(f)^{-1}i(f) \quad (4.14)$$

Die Matrix Y lässt sich nun mithilfe der Eigenvektormatrix U in eine Diagonalmatrix $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_N)$ mit ihren N Eigenwerten λ_i zerlegen [112]. Die Frequenzabhängigkeit aller Größen wird in diesem Abschnitt aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht mehr notiert. Gleichung (4.14) wird somit zu:

$$v = U\Lambda^{-1}U^{-1}i \quad (4.15)$$

Die inversen Eigenwerte λ_i^{-1} werden als modale Impedanzen bezeichnet und haben die Einheit Ohm. Wird der Betrag einer der Eigenwerte sehr klein und damit die modale Impedanz groß, wird dies als parallele Resonanz der jeweiligen Mode bezeichnet. Eine Analyse der Eigenwerte erlaubt somit eine getrennte Betrachtung der einzelnen Resonanzmoden des Systems [112]. An dieser Stelle sei erwähnt, dass diese (frequenzabhängigen) Eigenwerte nicht identisch sind mit den (frequenzunabhängigen) Eigenwerten, die sich beispielsweise aus einer Zustandsraumdarstellung desselben Systems

ergeben. Während beide Größen Aussagen über das Resonanzverhalten des Systems zulassen, besteht bei letzteren beispielsweise kein direkter Bezug zu den Knoten des Systems [113].

Um den Einfluss eines bestimmten Systemknotens auf eine modale Resonanz zu quantifizieren, wird in der Literatur eine Kennzahl definiert. Der sogenannte Partizipationsfaktor $P_{n,m}$ wurde zuerst in [123, S. 91] eingeführt und beschreibt als dimensionslose, kombinierte Metrik, wie stark eine bestimmte Mode m an einem Knoten n angeregt und beobachtet werden kann. Der Faktor ergibt sich unmittelbar aus den Koeffizienten der Eigenvektormatrix und ihrer Inversen:

$$P_{n,m} = U_{nm}U_{mn}^{-1} \quad (4.16)$$

Bei der Ausbreitung transienter Spannungen im Energiebordnetz ist insbesondere die Auswirkung auf die Versorgungsspannung anderer Lasten von Interesse. An einem gegebenen Lastknoten überlagern sich dabei stets alle Moden. Wie aus (4.15) hervorgeht, ergibt sich das Knotenpotential v_n an einem Knoten n für eine Anregung an einem Knoten l zu:

$$v_n = (\lambda_1^{-1} \cdot U_{n1}U_{1l}^{-1} + \lambda_2^{-1} \cdot U_{n2}U_{2l}^{-1} + \dots)i_l \quad (4.17)$$

Ausgehend von der Definition der Partizipationsfaktoren werden hier nun Koppelfaktoren definiert, die beschreiben, wie sich die Anregung einer Mode an einem Knoten auf die Spannung an einem anderen Knoten auswirkt. Bei Anregung der Mode m an dem Knoten l und Beobachtung am Knoten n wird dies somit durch den Koppelfaktor $K_{l,m,n}$ beschrieben:

$$K_{l,m,n} = U_{nm}U_{ml}^{-1} \quad (4.18)$$

Gleichung (4.17) lässt sich damit umschreiben zu:

$$v_n = (\lambda_1^{-1} \cdot K_{l,1,n} + \lambda_2^{-1} \cdot K_{l,2,n} + \dots)i_l \quad (4.19)$$

Die Koppelfaktoren beschreiben also, wie stark die einzelnen modalen Impedanzen in einem bestimmten Koppelpfad bei der Überlagerung gewichtet werden. Die gewichteten modalen Impedanzen werden daher im Folgenden als modale Übertragungsfunktionen (bzw. Transferimpedanzen) $Z_{l,m,n}$ bezeichnet:

$$Z_{l,m,n} = \lambda_m^{-1}U_{nm}U_{ml}^{-1} = \lambda_m^{-1}K_{l,m,n} \quad (4.20)$$

b) Analyse der Übertragungsfunktionen der Koppelpfade

Neben der Eigenwertzerlegung zur einzelnen Betrachtung der Resonanzmoden ist auch eine direkte Analyse der Kopplungen im System durch Übertragungsfunktionen möglich [116, 124, 125]. Hierzu ist eine Betrachtung im Laplace-Bereich sinnvoll, um

die kritischen Pole dieser Übertragungsfunktionen analysieren zu können. Mit $s = \sigma + 2\pi jf$ wird die Gleichung (4.21) zu:

$$\mathbf{v}(s) = \mathbf{Y}(s)^{-1} \mathbf{i}(s) \quad (4.21)$$

Die Kopplung von einer Stromanregung am Knoten l (beispielsweise durch einen Schaltvorgang) zu einem beobachteten Potential am Knoten n wird nun durch ein Element der inversen Admittanzmatrix beschrieben. Dies ist beispielhaft in Gleichung (4.22) angedeutet; $i_l(s)$ enthält das Spektrum des anregenden Schaltvorgangs und $Y_{nl}^{-1}(s)$ beschreibt die Übertragungsfunktion zum beobachteten Knotenpotential $v_n(s)$.

$$\begin{bmatrix} v_1(s) \\ \vdots \\ v_n(s) \\ \vdots \\ v_N(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \ddots & \vdots & \ddots \\ \dots & Y_{nl}^{-1}(s) & \ddots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ i_l(s) \\ 0 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Die Übertragungsfunktion von Knoten l zu Knoten n wird im Folgenden auch als Transferimpedanz $Z_{l,n}(s)$ bezeichnet (siehe Gleichung (4.23)). Der Frequenzgang dieser Funktion entspricht wiederum der Summe aller modalen Transferimpedanzen aus (4.20).

$$Z_{l,n}(s) = Y_{nl}^{-1}(s) \quad (4.23)$$

Eine Visualisierung dieser Kopplung ist in Abbildung 4.14 beispielhaft für ein reduziertes Teilbordnetz dargestellt. An Last 1 tritt ein Kurzschlussfehler auf. Infolgedessen schaltet die entsprechende Sicherung innerhalb der PDU ab und regt durch die resultierende Stromflanke $i_{\text{fuse}}(t)$ das System an Knoten 1 (grüne Nummerierung) an, wodurch ein Überspannungspuls $u_{\text{beob}}(t)$ an Last 2 (Knoten 4) beobachtet werden kann. Diese Kopplung wird durch die Transferimpedanz $Z_{1,4}(s)$ beschrieben.

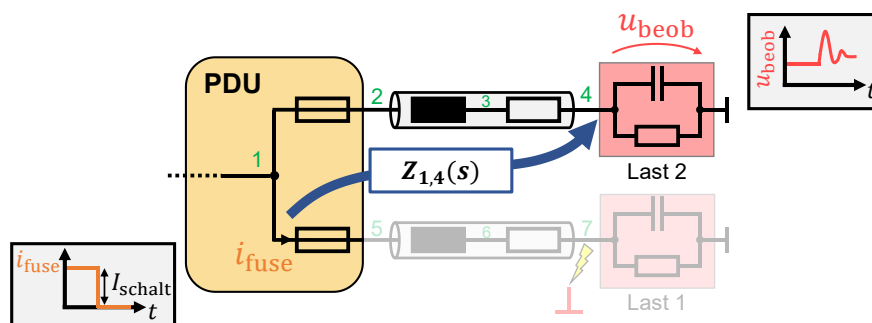


Abbildung 4.14: Beispielhafte Kopplung zwischen Schaltflanke (Knoten 1) und Lastspannung (Knoten 4) durch Transferimpedanz $Z_{1,4}(s)$

c) Beispiel

Um zu untersuchen, inwieweit sich diese Frequenzbereichsinformationen zur Analyse von Schaltvorgängen in Kfz-Bordnetzen eignen, wird erneut das in Kapitel 4.5.3 eingeführte Teilbordnetz untersucht (siehe Abbildung 4.10). Beobachtet wird weiterhin die Spannung $u_{\text{last},2}$ der Last 2 (Knoten 7) bei einem angenommenen Kurzschlussfehler an Last 1 (Anregung des Systems durch Schaltvorgang der Sicherung 1 an Knoten 2). Zunächst werden die inversen Eigenwerte λ_i^{-1} der Knotenadmittanzmatrix des Systems berechnet. Der Betragsgang dieser frequenzabhängigen modalen Impedanzen $|\lambda_i^{-1}|$ ist in Abbildung 4.15 dargestellt, die Nummerierung hat hierbei keine physikalische Bedeutung. Insbesondere die Mode 18 (gelb, Strichpunktlinie) weist zwei signifikante Resonanzpeaks bei 3,5 kHz und 16,0 kHz auf; eine kleinere Resonanz der siebten modalen Impedanz (rot gestrichelt) liegt bei etwa 8,3 kHz. Mode 5 (schwarz) und 15 (schwarz gepunktet) steigen darüber hinaus mit zunehmender Frequenz näherungsweise linear an, während Mode 19 (grün, Strichpunktlinie) bei niedrigen Frequenzen einen hohen Wert annimmt. Alle übrigen modalen Impedanzen sind signifikant kleiner.

Inwiefern die einzelnen modalen Impedanzen m des Systems zu einer Kopplung zwischen dem Schaltvorgang an Knoten 2 und der beobachteten Lastspannung an Knoten 7 beitragen, wird durch die Koppelfaktoren $K_{2,m,7}$ beschrieben. Diese sind in Abbildung 4.16 (links) dargestellt, die Farben entsprechen den jeweiligen modalen Impedanzen aus Abbildung 4.15. Nach Gleichung (4.20) ergibt sich hieraus durch Multiplikation mit der modalen Impedanz die Transferimpedanz $Z_{2,m,7}$ der jeweiligen Mode (Abbildung 4.16, rechts). In den modalen Transferimpedanzen sind weiterhin zwei Resonanzpeaks der Mode 18 (gelb, Strichpunktlinie), sowie ein Peak der Mode 7 (rot gestrichelt) zu erkennen. Der zweite Peak der Mode 18 ist im Vergleich zum ersten Peak nun jedoch kleiner und liegt mit etwa 7 kHz bei einer ähnlichen Frequenz wie die Resonanz der Mode 7. Da sich alle Moden überlagern, resultiert für das untersuchte Szenario in Summe schließlich die Transferimpedanz $Z_{2,7}$, welche betragsmäßig in Abbildung 4.17 (links) dargestellt ist. Hier ist nun zu beobachten, dass sich die zweite

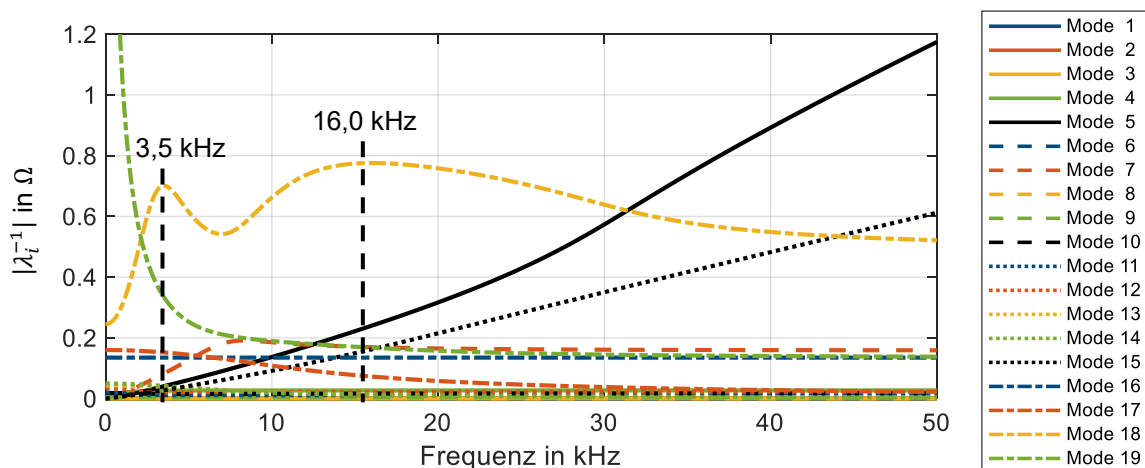


Abbildung 4.15: Betragsgang der modalen Impedanzen des untersuchten Teilbordnetzes

Resonanz der Mode 18 mit der Resonanz der Mode 7 kompensieren; die Gesamtkopplung weist nun nur noch eine einzige dominante Resonanz bei 3,5 kHz auf. Zum Vergleich zeigt Abbildung 4.17 (rechts) erneut den Spannungspuls im Zeitbereich, der aus der Simscape-Simulation des Netzes resultiert (vgl. Abbildung 4.12). In Übereinstimmung mit der Transferimpedanz im Frequenzbereich entspricht der Spannungsverlauf einer gedämpften Schwingung mit einer Frequenz von etwa 3 kHz.

Die ursprünglich beobachtete starke Resonanz der modalen Impedanz bei 16 kHz hat somit keine signifikante Auswirkung auf den hier betrachteten Koppelpfad.

Ebenso lassen sich Fälle beobachten, in denen Resonanzen in der Gesamtkopplung auftreten, die in den modalen Impedanzen überhaupt nicht als Resonanzpeak vorhanden sind. Auch können sich die Auswirkungen einzelner Moden an bestimmten Stellen des Systems kompensieren, an anderen wiederum nicht. [A11]

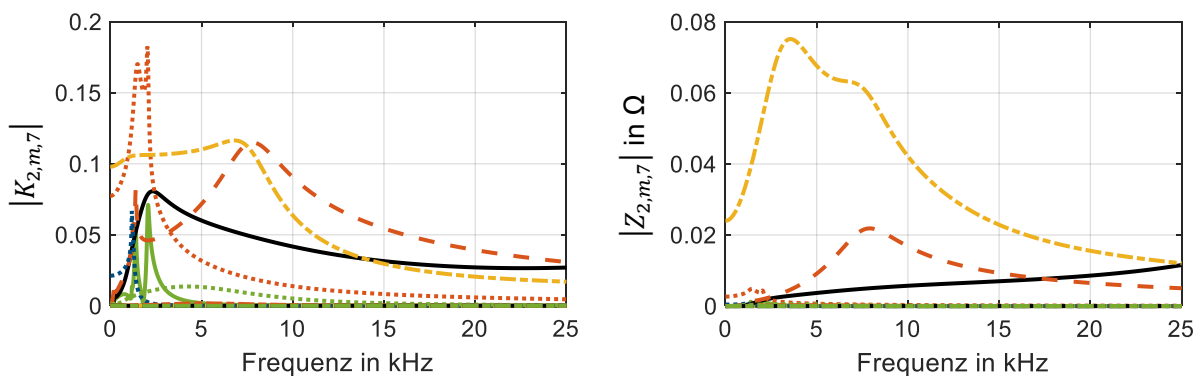


Abbildung 4.16: Betragsgang der modalen Koeffizienten (links) und der modalen Übertragungsfunktionen (rechts) zwischen Knoten 2 (schaltende Sicherung) und Knoten 7 (Last 2)

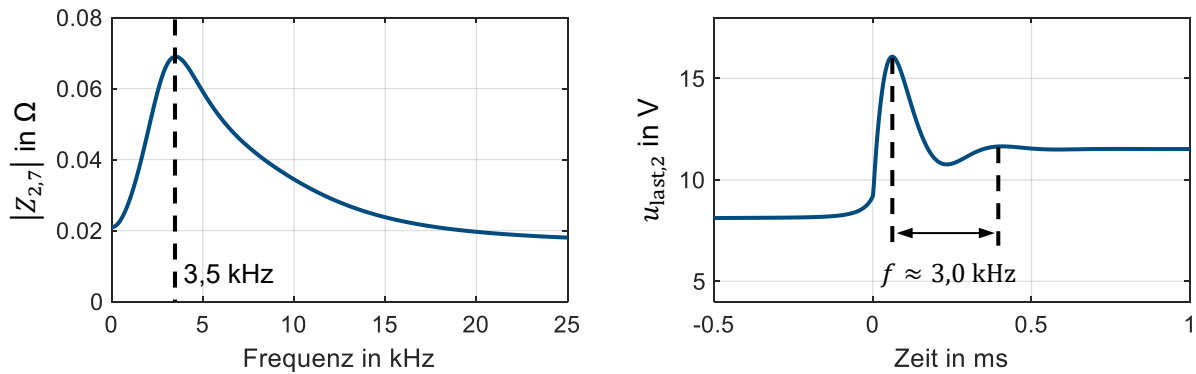


Abbildung 4.17: Betragsgang der Gesamtkopplung $Z_{2,7}$ des untersuchten Szenarios (links) und simulierter Schaltimpuls an der Last 2 im Zeitbereich (rechts)

Bei der Untersuchung von Schaltvorgängen und deren Auswirkungen auf bestimmte Komponenten des Systems müssen solche Kopplungs- und Überlagerungseffekte daher berücksichtigt werden. Eine reine Eigenwertanalyse ist demnach nicht ausreichend, da diese lediglich eine isolierte Betrachtung der einzelnen Moden zulässt. Eine gezielte Analyse des gesamten Übertragungsverhaltens relevanter Koppelpfade im Frequenzbereich scheint jedoch grundsätzlich geeignet zu sein, um Aussagen zur Pulsausbreitung zu treffen. Dieser Ansatz wird daher im Folgenden weiter verfolgt.

4.6.2 Erweiterung zur Beschreibung von Strömen

Die Knotenpotentialformulierung aus (4.21) beschreibt lediglich, wie sich eine Stromanregung auf die Spannungen im System auswirkt. Schaltvorgänge können jedoch, wie bereits gezeigt, auch zu Strompeaks im System führen, welche potentiell die Überstrom-Abschaltung anderer eFuses auslösen können. Während Spannungspeaks eine Folge von parallelen Resonanzen sind (hohe Impedanz im Bereich der Resonanzfrequenz), treten signifikante Strompeaks infolge serieller Resonanzen auf. Eine serielle Resonanz liegt vor, wenn ein Pfad im Bereich der Resonanzfrequenz eine besonders niedrige Impedanz aufweist [126, S. 534]. In der Energietechnik wird dieser Fall deutlich seltener diskutiert. Eine Möglichkeit zur Analyse serieller Resonanzen ist die Analyse der Matrix, die aus dem Maschenstromverfahren hervorgeht [112]. Deren Formulierung lässt sich jedoch nicht einfach automatisieren [109, S. 42].

Als alternative Methode zur Beschreibung von Strompulsen soll daher die modifizierte Knotenpotentialanalyse [109, S. 138-144] betrachtet werden. Das Gleichungssystem (4.21) wird damit erweitert zu:

$$\mathbf{x}(s) = \mathbf{T}(s)^{-1} \mathbf{w}(s) \quad (4.24)$$

Der Lösungsvektor $x(s)$ enthält nun neben den Knotenpotentialen auch ausgewählte Ströme, unter anderem von Induktivitäten und Spannungsquellen. Der Anregungsvektor $w(s)$ enthält neben Stromanregungen nun außerdem die Spannung eventuell vorhandener Spannungsquellen. Die Matrix T lässt sich weiterhin einfach und automatisierbar über einen Stempelformalismus Komponente für Komponente zusammensetzen.

Durch diese Formulierung ist es somit möglich, über die inverse MNA-Matrix $T(s)^{-1}$ die Auswirkung eines Schaltvorgangs auf einen beliebigen Strom zu analysieren. Der Strom muss lediglich im Lösungsvektor $x(s)$ vorhanden sein. Aufgrund der Leitungsinduktivitäten im Energiebordnetz gilt dies bereits für alle Zweigströme. Weitere Ströme können zudem über das Einfügen einer seriellen Spannungsquelle im relevanten Strompfad mit Klemmenspannung von 0 V berücksichtigt werden.

Als Verallgemeinerung zu (4.23) ergibt sich somit die Übertragungsfunktion $G_{l,n}(s)$ zwischen einer Stromanregung (Schaltvorgang) an Knoten l und einer Spannung bzw. einem Strom aus dem Lösungsvektor:

$$G_{l,n}(s) = T_{nl}^{-1}(s) \quad (4.25)$$

n bezeichnet hierbei den Index des Vektoreintrags der beobachteten Größe im Lösungsvektor $x(s)$.

4.6.3 Approximation von Koppelpfaden im Frequenzbereich und analytische Lösung der Schaltpulse

Nachdem gezeigt wurde, wie die Ausbreitung von Schaltpulsen über Koppelpfade in Form von Übertragungsfunktionen im Frequenzbereich beschrieben werden können, muss im nächsten Schritt eine quantitative Aussage über die Auswirkungen im Zeitbereich getroffen werden. Nur so können kritische Szenarien identifiziert werden. Eine Berechnung der resultierenden Pulse bei bekannter Anregung und Übertragungscharakteristik im Frequenzbereich ist grundsätzlich möglich, beispielsweise mittels numerischer Laplace-Transformation [127, 128]. Jedoch muss die Übertragungsfunktion hierfür an vielen Stellen bekannt sein. Für die Berechnung jedes Frequenzsamples ist die Lösung eines LGS (siehe (4.25)) notwendig, das für große Systeme eine hohe Ordnung aufweist. Da für eine erste Vorselektion potentiell kritischer Szenarien insbesondere nur die Pulsamplituden und -zeitkonstanten bekannt sein müssen, ist dieser Aufwand nicht nötig. Es soll stattdessen eine effiziente Möglichkeit gefunden werden, um transiente Strom- und Spannungspeaks abzuschätzen.

Die Übertragungsfunktionen $G_{l,n}(s)$ weisen in großen Systemen mit vielen reaktiven Komponenten einen sehr hohen Grad und somit viele Pol- und Nullstellen auf. Jedoch kann angenommen werden, dass das Resonanzverhalten jeweils nur von einigen wenigen Komponenten entlang des Koppelpfades dominiert wird, während die restlichen Komponenten nur einen schwachen Einfluss haben. Die Idee ist daher, die Übertragungsfunktion auf ihre dominanten Pole und Nullstellen zu reduzieren, mit dem Ziel, für die resultierende niedrige Ordnung anschließend eine analytische Lösung zu ermöglichen.

Um dies zu veranschaulichen, wird eine exemplarische Übertragungsfunktion $G(s)$ eines Koppelpfades mit Ordnung 24 betrachtet. Abbildung 4.18 (oben) zeigt einen Ausschnitt des **Pol-Nullstellen-Diagramms** (PN-Diagramm) dieses Beispiels; einige der Pole und Nullstellen sind nicht dargestellt, da sie aus kleinen parasitären Komponenten resultieren und daher bei sehr hohen Frequenzen liegen. Die meisten Polstellen weisen entweder eine starke Dämpfung auf und/oder liegen in unmittelbarer Nähe zu einer Nullstelle und werden durch diese kompensiert. Der größte Einfluss auf das Gesamtverhalten ist daher von dem komplex konjugierten Polpaar und einer der Nullstellen nahe des Ursprungs zu erwarten, welche in Rot dargestellt sind und nicht direkt kompensiert werden. Um dies zu bestätigen, wird die originale Übertragungsfunktion mit der reduzierten Funktion $\tilde{G}(s)$ verglichen, welche nur aus dieser dominanten PN-Konfiguration besteht. Damit der gleiche stationäre Endwert wie von der Originalfunktion erreicht wird, muss außerdem $\tilde{G}(0) \stackrel{!}{=} G(0)$ gelten. Der Verstärkungsfaktor k der reduzierten Übertragungsfunktion ergibt sich damit zu:

$$k = G(0) \frac{\prod_{j=1}^N (-p_j)}{\prod_{i=1}^M (-z_i)} \quad (4.26)$$

p_j und z_i sind hier die dominanten Pole und Nullstellen, in diesem Beispiel gilt also $M = 1$ und $N = 2$. Abbildung 4.18 (Mitte) zeigt den resultierenden Amplitudengang beider Übertragungsfunktionen. Eine signifikante Abweichung tritt erst oberhalb des Resonanzpeaks für Frequenzen ab etwa 7 kHz auf. Um die Auswirkung dieser Reduktion auf das Zeitbereichsverhalten zu demonstrieren, ist in Abbildung 4.18 (unten) zusätzlich die Sprungantwort beider Systeme abgebildet. Diese sind nahezu identisch, der Peak weist eine Abweichung von etwa 1 % auf.

Es existieren verschiedene Methoden, um eine reduzierte PN-Konfiguration zu bestimmen, die hinreichend genau eine originale Übertragungsfunktion abbildet. Sind die originalen Pole und Nullstellen bekannt, kann beispielsweise eine der in [129, S. 311-

317] beschriebenen Methoden angewendet werden. Im vorliegenden Fall sind die originalen Pole und Nullstellen jedoch nicht explizit bekannt. In [125] werden für einen solchen Fall Pole bestimmt, die iterativ gegen die exakten Pole eines ursprünglichen Systems konvergieren. Im Falle einer großen Matrix $T(s)$ ist hierfür jedoch ein vergleichsweise hoher Rechenaufwand zu erwarten. Aus diesem Grund wird im Folgenden der sogenannte Vector-Fitting-Algorithmus [130–132] verwendet, der den Frequenzgang mit approximierten Polen annähert. Hierfür müssen zunächst mindestens $N + 1$ Samples von $G(s)$ berechnet werden. Auf Basis von initialen Schätzwerten werden die Polstellen von $\tilde{G}(s)$ per Vector Fitting bestimmt. Die Imaginärteile der initialen Pole werden willkürlich linear innerhalb des Frequenzbereichs bis 20 kHz verteilt, in welchem die meisten Resonanzen erwartet werden. Für die Realteile wird jeweils ein Wert von minus einem Hundertstel des Betrags des Imaginärteils gewählt, damit kein schlecht konditioniertes Problem entsteht [130]. Die resultierende approximierte Übertragungsfunktion mit Grad N hat schließlich die Struktur der Gleichung (4.27).

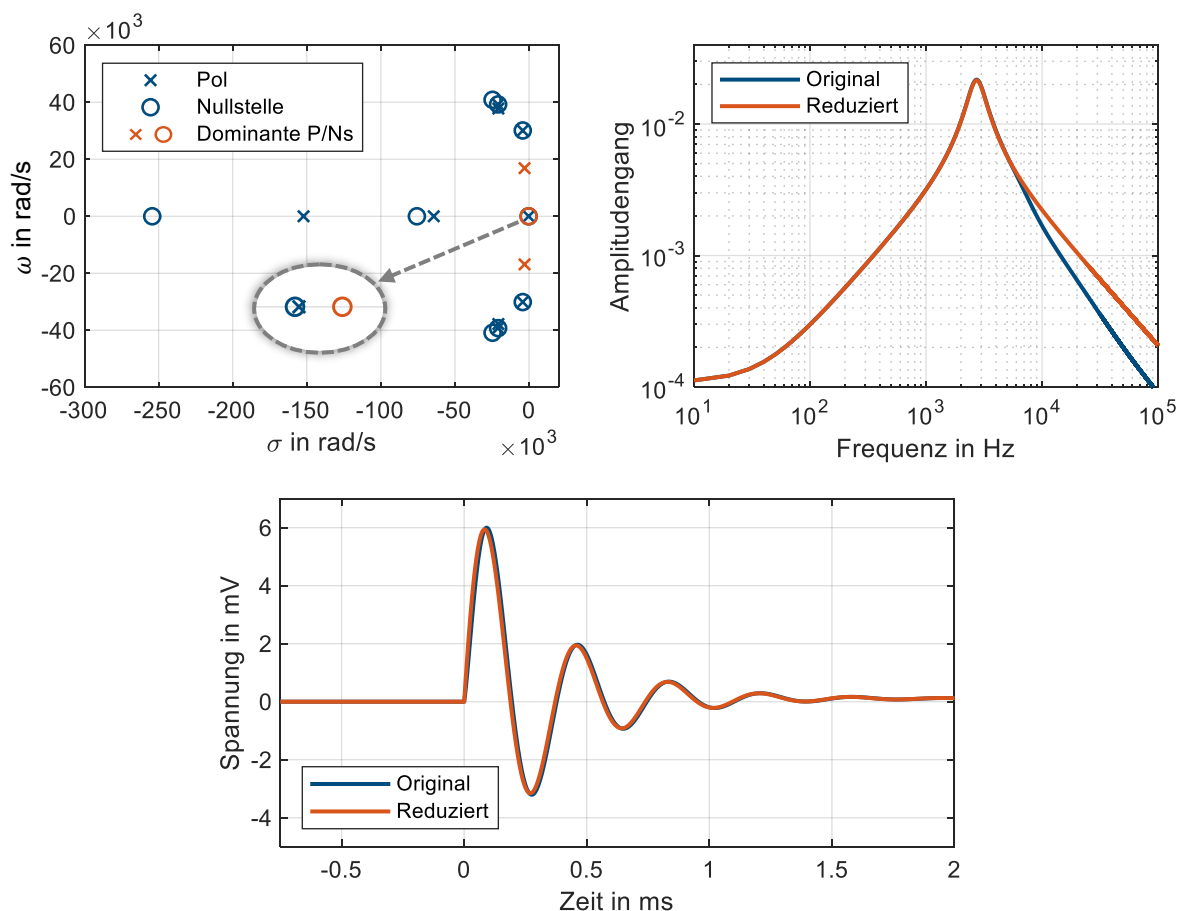


Abbildung 4.18: PN-Diagramm (oben links), Amplitudengang (oben rechts) und Sprungantwort (unten) eines beispielhaften Koppelpfades. Vergleich von originaler und reduzierter PN-Konfiguration

$$\tilde{G}(s) = \sum_{j=1}^N \frac{c_j}{s - p_j} + d \quad (4.27)$$

Die Partialbrüche komplex konjugierter Polstellen mit $p_1 = \bar{p}_2$ und $c_1 = \bar{c}_2$ können jeweils zu einem einzelnen Bruch mit zwei Polen und einer Nullstelle kombiniert werden:

$$k \frac{s - z}{(s - p_1)(s - \bar{p}_1)} \quad (4.28)$$

mit

$$z = \frac{c_1 \bar{p}_1 + p_1 \bar{c}_1}{c_1 + \bar{c}_1},$$

$$k = c_1 + \bar{c}_1.$$

Die Anzahl an Brüchen mit komplex konjugierten Polen wird mit P bezeichnet und die Anzahl der übrigen Partialbrüche mit realen Polen mit Q ; es gilt somit $N = 2P + Q$. Damit gilt für $\tilde{G}(s)$:

$$\tilde{G}(s) = \sum_{i=1}^P k_i \frac{s - z_i}{(s - p_i)(s - \bar{p}_i)} + \sum_{j=1}^Q \frac{c_j}{(s - p_j)} + d \quad (4.29)$$

$$= \sum_{i=1}^P G_{2p,i} + \sum_{j=1}^Q G_{1p,j} + d$$

p_i sind hier die komplexen Polstellen mit positivem Imaginärteil und p_j die realen Pole. Die Übertragungsfunktionen der Brüche mit komplex konjugierten Polen werden mit $G_{2p,i}(s)$ und die der realen Polstellen mit $G_{1p,j}$ bezeichnet. Diese können demnach als parallele Subsysteme interpretiert werden, wie in Abbildung 4.19 veranschaulicht.

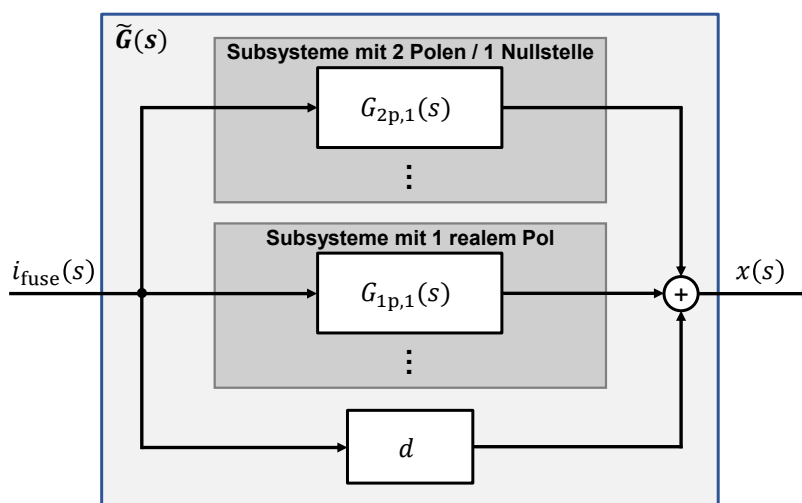


Abbildung 4.19: Aus Vector Fitting resultierende Struktur paralleler Subsysteme

In Summe beschreiben die Subsysteme den Koppelpfad zwischen dem Schaltvorgang, also der Stromanregung $i_{\text{fuse}}(s)$, und der beobachteten Größe $x(s)$, also $i_{\text{beob}}(s)$ oder $u_{\text{beob}}(s)$.

Die einzelnen Subsysteme können nun analytisch berechnet werden, um eine Abschätzung des maximalen Spannungs- bzw. Strompeaks zu erhalten. Da von einer idealen, sprungförmigen Schaltflanke ausgegangen wird (siehe Abschnitt 4.3), wird zunächst die Sprungantwort eines Subsysteme betrachtet. Für ein Subsystem mit zwei komplex konjugierten Polen p_1 und $p_2 = \bar{p}_1$, einer Nullstelle z und einem Verstärkungsfaktor k ergibt sich für die Sprungantwort $a_{2p}(t)$ für $t \geq 0$:

$$a_{2p}(t) = kA - ke^{\text{Re}\{p_1\}t} (2B \cos(\text{Im}\{p_1\}t) - 2C \sin(\text{Im}\{p_1\}t)) \quad (4.30)$$

mit

$$A = \frac{z}{p_1 \bar{p}_1},$$

$$B = -\frac{z}{2(\text{Re}\{p_1\}^2 + \text{Im}\{p_1\}^2)},$$

$$C = -\frac{\text{Re}\{p_1\}^2 - z \cdot \text{Re}\{p_1\} + \text{Im}\{p_1\}^2}{2(\text{Re}\{p_1\}^2 + \text{Im}\{p_1\}^2) \cdot \text{Im}\{p_1\}}.$$

Aus der ersten und zweiten Ableitung lässt sich nun ein analytischer Ausdruck für den ersten Peak dieser abklingenden Spannung bestimmen.

Ein Subsystem mit realer Polstelle p und Zähler c weist dagegen Tiefpass-Verhalten auf. Der stationäre Endwert der Sprungantwort ergibt sich demnach mit dem Endwert-satz zu:

$$a_{1p}(t \rightarrow \infty) = G_{1p}(0) = -\frac{c}{p} \quad (4.31)$$

Der Maximalwert \hat{a}_{1p} der Sprungantwort ist entweder gleich diesem Endwert oder entspricht dem Anfangswert bei $t = 0$:

$$\hat{a}_{1p} = \max\{a_{1p}(0), a_{1p}(t \rightarrow \infty)\} \quad (4.32)$$

Die Gesamt-Sprungantwort $a(t)$ von $\tilde{G}(s)$ ist die Superposition der Sprungantworten aller Subsysteme. Im Worst Case erreichen alle Subsysteme ihren Spitzenwert zur gleichen Zeit. Als Worst-Case-Abschätzung für den Maximalwert \hat{a} von $a(t)$ werden daher die einzelnen Peaks der Teilsysteme addiert (siehe (4.33)). Je nach Anzahl der Teilsysteme und der tatsächlichen zeitlichen Verschiebung der Maximalwerte führt dies zu einer mal größeren und mal kleineren Überschätzung. Das Ergebnis ist somit eine obere Schranke des eigentlichen Wertes. So wird sichergestellt, dass später

keine kritischen Schaltvorgänge unterschätzt und damit möglicherweise übersehen werden.

$$\hat{a} = \sum_{i=1}^P \hat{a}_{2p,i} + \sum_{j=1}^Q \hat{a}_{1p,j} + d \quad (4.33)$$

$a(t)$ ist nun lediglich die Systemantwort bei einer Anregung des Koppelpfades mit einem Einheitssprung. Bei einem Schaltvorgang wird jedoch ein Strom der Amplitude I_{schalt} abgeschaltet. Zudem fließt dieser Strom aus dem verbleibenden System hinaus in Richtung des abzuschaltenden Zweigs. Das System erfährt also einen Stromsprung von $-I_{\text{schalt}}$ auf 0. Dies entspricht einem Einheitssprung, welcher um seinen Endwert nach unten verschoben und anschließend mit I_{schalt} skaliert wird. Also muss auch der berechnete Peak \hat{a} um den Endwert der Sprungantwort $a(t \rightarrow \infty)$ verschoben und anschließend mit I_{schalt} skaliert werden, um die tatsächliche Systemantwort auf den Stromsprung zu erhalten. Diese Systemantwort berücksichtigt allerdings noch nicht den statischen Offset, der durch die DC-Quellen im System verursacht wird. Die beobachtete Größe $x(t)$ (Strom oder Spannung) ist daher eine Superposition der verschobenen und skalierten Sprungantwort und des statischen Zustands x_{DC} , der durch die Batterie und den DC/DC-Wandler hervorgerufen wird. Dieser statische Zustand kann durch eine einfache DC-Analyse des geschalteten Systems für alle Komponenten ermittelt werden. Die Approximation des gesuchten Schaltimpulses \hat{x} ergibt sich somit schließlich zu:

$$\hat{x} = I_{\text{schalt}}(\hat{a} - a(t \rightarrow \infty)) + x_{\text{DC}} \quad (4.34)$$

Die Dauer des approximierten Rechteckpulses soll ähnlich zur Zeitbereichsmethode über die Zeitkonstanten τ der einzelnen Teilsysteme (4.30) bestimmt werden. Für die Zeitkonstante τ_{2p} der abklingenden Schwingung eines Subsystems mit komplex konjugierten Polstellen ergibt sich aus (4.30) zu:

$$\tau_{2p} = -\frac{1}{\text{Re}\{p_1\}} \quad (4.35)$$

Analog gilt für die Zeitkonstante τ_{1p} eines Systems mit einer realen Polstelle p :

$$\tau_{1p} = -\frac{1}{p} \quad (4.36)$$

Bei Überlagerung aller Subsysteme wird in diesem Fall als Worst-Case-Abschätzung die maximale Zeitkonstante $\hat{\tau}$ der Teilsysteme als Pulsbreite der Rechteckapproximation verwendet:

$$\hat{\tau} = \max\{\tau_{2p,1}, \dots, \tau_{2p,P}, \tau_{1p,1}, \dots, \tau_{1p,Q}\} \quad (4.37)$$

Abbildung 4.20 zeigt den in MATLAB implementierten Algorithmus zur Abschätzung von Schaltpulsen als Pseudocode. Um eine gute Approximation des Koppelpfades im Frequenzbereich zu gewährleisten, wird der Grad von $\tilde{G}(s)$ iterativ erhöht, bis die relative Abweichung (*relativer_Fehler*) zwischen den Absolutwerten von $\tilde{G}(s)$ und $G(s)$ unter den Wert *max_Fehler* fällt. Pro Grad werden maximal zwei Iterationen des Vector Fittings durchgeführt. Als initialer Grad von $\tilde{G}(s)$ wird fünf gewählt, bei Erreichen des Maximalgrads von 30 würde die Schleife abgebrochen. Zur Berechnung des relativen Fehlers der approximierten Übertragungsfunktion werden Frequenzstellen zwischen den Vector-Fitting-Samples betrachtet. Als Default wird die geforderte Genauigkeit *max_Fehler* zunächst auf 1 % gesetzt. Eine Analyse des Einflusses dieses Parameters folgt in Kapitel 5.

```

MNA-Matrix  $T(s)$  generieren
Samples von  $G(s)$  bestimmen
approx_Grad = 5
// Berechnung von  $\tilde{G}(s)$ 
do
    initiale_pole linear zwischen 0 Hz and 20 kHz verteilen
    Vector-Fitting-Iteration durchführen
    relativer_Fehler zwischen  $G(s)$  und  $\tilde{G}(s)$  bestimmen
    if relativer_Fehler > max_Fehler
        Zweite Vector-Fitting-Iteration durchführen
        relativer_Fehler zwischen  $G(s)$  und  $\tilde{G}(s)$  bestimmen
        approx_Grad = approx_Grad + 2
    if approx_Grad > 30
        break do loop
while relativer_Fehler > max_Fehler
// Berechnung Schaltpuls
Mit (4.33) und (4.34) Schaltpuls  $\hat{x}$  abschätzen
Mit (4.37) Pulsbreite abschätzen
    
```

Abbildung 4.20: Pseudocode-Darstellung des Frequenzbereichs-Algorithmus zur Schaltpuls-Approximation

4.7 Resultierender Gesam workflow

Auf Basis der beschriebenen Methoden wird nun ein Gesam workflow zur Identifikation und Vorselektion kritischer Fehlerfälle in MATLAB implementiert. Wie im Ablaufdiagramm in Abbildung 4.15 dargestellt, werden für eine zu untersuchende Bordnetzkonfiguration die Auswirkungen aller möglichen Leitungsbrüche und Kurzschlussfehler

analysiert. Da die Auswirkungen nominaler Schaltvorgänge, z. B. das Ein-/Aus-schalten einer Last, erwartungsgemäß zu geringeren Pulsen führt als ein Leitungsfehler an derselben Last, werden solche nominalen Vorgänge an dieser Stelle nicht berücksichtigt.

Für die Abschätzung der Schaltpulse in der ersten Stufe der Vorselektion kann nun wahlweise die Zeitbereichs- oder die Frequenzbereichsmethode gewählt werden. Der restliche Ablauf bleibt hiervon unberührt.

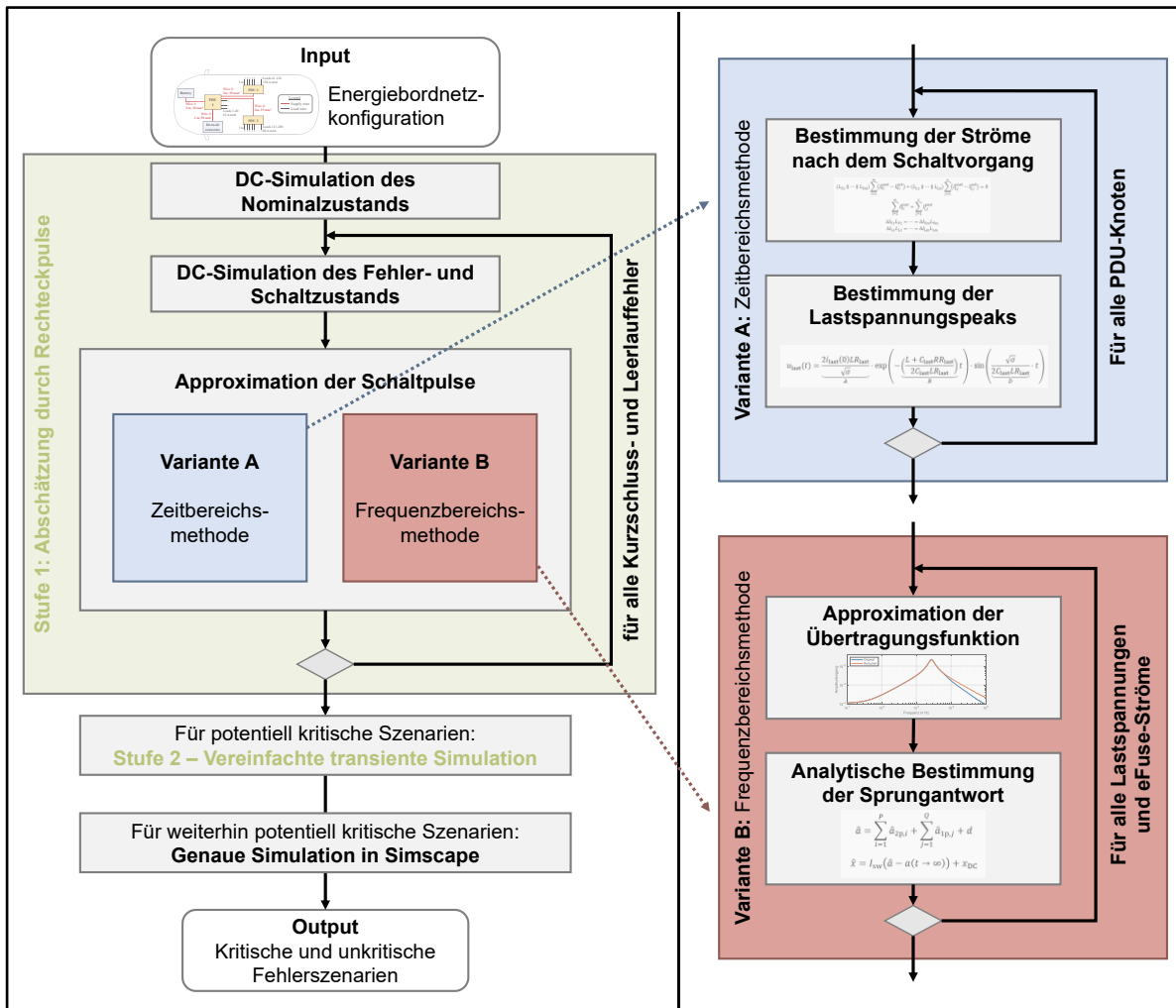


Abbildung 4.21: Ablaufdiagramm der Vorselektion kritischer Fehlerfälle mit beiden Varianten der Schaltpulse-Approximation

5 Validierung und Vergleich der entwickelten Identifikationsmethoden

Die in Kapitel 4 entwickelte Analyse­methode soll nun validiert werden. Es muss gezeigt werden, dass die Methode alle kritischen Fehlerfälle korrekt als solche identifiziert. Konkret müssen in jedem Szenario alle resultierenden Unter- und Überspannungspulse überschätzt werden, wie es durch die getroffenen Worst-Case-Annahmen beabsichtigt wurde. Nur so können falsch negative Identifikationen zuverlässig verhindert werden. Die Referenz bilden hier genaue Simscape-Simulationen, die zudem messtechnisch validiert werden. Darüber hinaus sollen die beiden Ansätze zur Approximation von Schalt­pulsen miteinander verglichen werden. Die Effizienz der Methode wird untersucht und mit herkömmlichen Simulationsverfahren verglichen.

5.1 Referenzsimulation: MATLAB/Simscape

Für die Validierung der Methode wird das in Kapitel 4.1 präsentierte Beispielbordnetz mit eFuses betrachtet. In Anlehnung an die LV 124 (siehe Kapitel 3.2.1) wird eine maximal zulässige Spannung von $U_{\text{lim,up}} = 27 \text{ V}$ sowie eine Unterspannungsgrenze von $U_{\text{lim,low}} = 6 \text{ V}$, die nicht länger als $t_{\text{lim}} = 100 \mu\text{s}$ unterschritten werden darf, angenommen. Transiente Strompeaks sind unzulässig, sobald sie den Grenzwert I_{OCP} einer Sicherung überschreiten und somit eine Überstrom-Abschaltung auslösen.

Um die Ergebnisse der entwickelten Analyse­methode beurteilen zu können, werden zunächst zeitaufwändige Referenzsimulationen in Simscape durchgeführt. Hierfür werden die in Kapitel 2.2 vorgestellten validierten Modelle verwendet. Insgesamt werden 411 Leitungsfehler berücksichtigt; 207 Kurzschlüsse an den Knoten der Lasten und Versorgungsleitungen und 204 Unterbrechungen der Leitungen.

Für jede Komponente ergeben sich somit 411 verschiedene Spannungs- bzw. Stromverläufe. Beispielhaft sind in Abbildung 5.1 alle resultierenden Verläufe für die Spannung der Last 5 und für den Strom der Sicherung 131 (10 x 0,1-A-Lasten, PDU 3) dargestellt. Für die Last 5 ist neben einigen Totalausfällen in einem Fehlerszenario eine kritische temporäre Unterspannung von mehr als $100 \mu\text{s}$ zu erkennen. Die Sicherung wird in mehreren Szenarien ausgelöst. Bei einem Kurzschluss einer der von ihr abgesicherten Lasten erfolgt erwartungsgemäß eine Trennung der Versorgung. In einem weiteren Szenario wird sie jedoch durch den transienten Schalt­puls einer anderen Sicherung unbeabsichtigt ausgelöst.

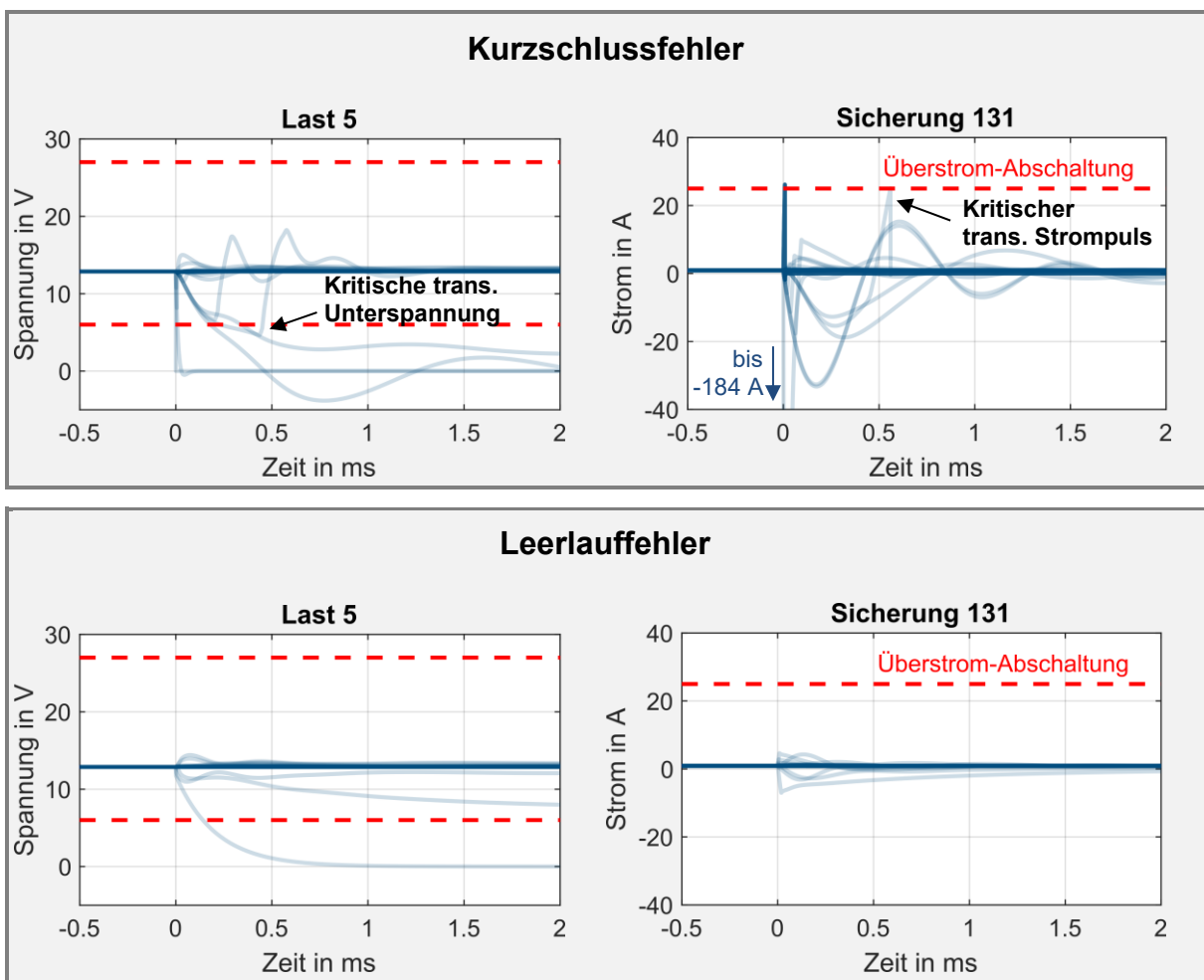


Abbildung 5.1: Beispielhafte Ergebnisse der Simscape-Simulationen. Auswirkungen der Kurzschluss- (oben) und Leerlauffehler (unten) auf Last 5 und Sicherung 131

Die simulierten Verläufe dieser und aller weiteren Komponenten werden auf Basis der definierten Kriterien bewertet. Insgesamt ergeben sich so die in Tabelle 5.1 aufgeschlüsselten Szenarien.

Transiente Überspannungen über 27 V treten in keinem der untersuchten Fehlerszenarien auf. In einem der 207 untersuchten Kurzschlusszenarien treten jedoch unzulässige Unterspannungen im System auf: Konkret führt ein Kurzschluss der Versorgungsleitung 3 an der Stelle der Verbindung zur PDU 2 zu einer mehr als 200 μ s andauernden Unterspannung aller Lasten der PDUs 1 und 3. In diesem Szenario, sowie bei Kurzschlüssen der Leitung 3 direkt an der PDU 1 und der Leitung 4 auf Seiten der PDU 3, werden zudem Sicherungen durch transiente Strompulse unbeabsichtigt ausgelöst. Diese kritischen Szenarien inklusive der jeweils betroffenen Komponenten sind in Tabelle 5.2 im Detail aufgelistet. Der exakte Fehlerort ist hier verkürzt mit einem @ gekennzeichnet (*Leitung 3 @ PDU 1* bedeutet, der Kurzschluss der Leitung 3 tritt an

Tabelle 5.1: Auswertung der Simscape-Referenzsimulation

		Untersuchte Fehlerszenarien	
		Kurzschlussfehler	Leerlauffehler
Beobachtete Auswirkungen	Transiente Überspannung Verbraucher	0 / 207	0 / 204
	Transiente Unterspannung Verbraucher	1 / 207	0 / 204
	Transienter Überstrom Sicherung	3 / 207	0 / 204
	Totalausfall Verbraucher	207 / 207	202 / 204

Tabelle 5.2: Kritische Kurzschlusszenarien des untersuchten Bordnetzes

Kritisches Fehlerszenario	Beobachtete Auswirkungen
Kurzschluss Leitung 3 @ PDU 1	<u>Überstrom</u> <ul style="list-style-type: none"> der Sicherungen der Lasten 11–40 (PDU 1)
Kurzschluss Leitung 3 @ PDU 2	<u>Unterspannung</u> <ul style="list-style-type: none"> der Lasten 1–10 (PDU 1) der Lasten 121–130 (PDU 3) <u>Überstrom</u> <ul style="list-style-type: none"> der Sicherungen der Lasten 11–40 (PDU 1) der Sicherungen der Lasten 131–200 (PDU 3)
Kurzschluss Leitung 4 @ PDU 3	<u>Überstrom</u> <ul style="list-style-type: none"> der Sicherungen der Lasten 11–40 (PDU 1)

dem mit PDU 1 verbundenen Leitungsende auf). Neben diesen transienten Auswirkungen führt außerdem jeder Kurzschlussfehler zu einem Totalausfall mindestens einer Komponente, beispielsweise, da eine Last oder eine ganze PDU direkt kurzgeschlossen wird. Wie in Abschnitt 4.4 erläutert, werden diese trivialen Fälle als unkritisch eingestuft und nicht näher betrachtet.

Im Gegensatz zu den Kurzschlussfehlern treten bei den Leerlauffehlern keine kritischen transienten Pulse auf. Totalausfälle bei einzelnen Komponenten sind jedoch erwartungsgemäß auch im Leerlauffall zu beobachten, wenn entsprechende Versorgungs- oder Lastleitungen unterbrochen werden. Durch die redundante Versorgung mit zwei Energiequellen (Batterie und DC/DC-Wandler) kann jedoch eine Unterbrechung jeweils einer der Quellenleitungen durch die andere Quelle kompensiert werden; beide Quellen sind demnach in der Lage, auch alleine die Bordnetzspannung

oberhalb von 6 V zu halten. Insgesamt ist zu beobachten, dass in diesem Beispiel die Leitungsunterbrechungen deutlich unkritischer sind als Kurzschlussfehler am gleichen Ort. Auch im Allgemeinen ist dies zu erwarten, da bei einem Kurzschlussfehler deutlich größere Ströme fließen und geschaltet werden. Bei den weiteren Betrachtungen liegt der Hauptfokus daher auf Kurzschlussfehlern.

Eines der kritischen Kurzschlusszenarien ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Für den Kurzschluss der Leitung 3 @ PDU 2 sind hier neben dem Fehlerstrom die transienten Auswirkungen auf die Sicherungsströme sowie die Lastspannungen der PDU 3 dargestellt. Die Sicherungsströme sind hierbei auf ihre jeweilige Abschaltgrenze I_{OCP} normiert. Durch den hohen Kurzschlussstrom und den daraus resultierenden Spannungsabfall entlang der Leitungen sinken die Lastspannungen zunächst für etwa 250 μ s auf unter 6 V ab. Mit der Abschaltung des Kurzschlussstroms durch die entsprechende Sicherung der Leitung 3 steigt die Bordnetzspannung zwar wieder an, jedoch erzeugt dieser Schaltvorgang einen signifikanten Strompeak in den Sicherungen der Lasten 131–200 (0,1 A, blau). Diese Sicherungen lösen dadurch ebenfalls aus und die Spannung der abgetrennten Lasten sinkt entsprechend ihrer RC-Zeitkonstante ab.

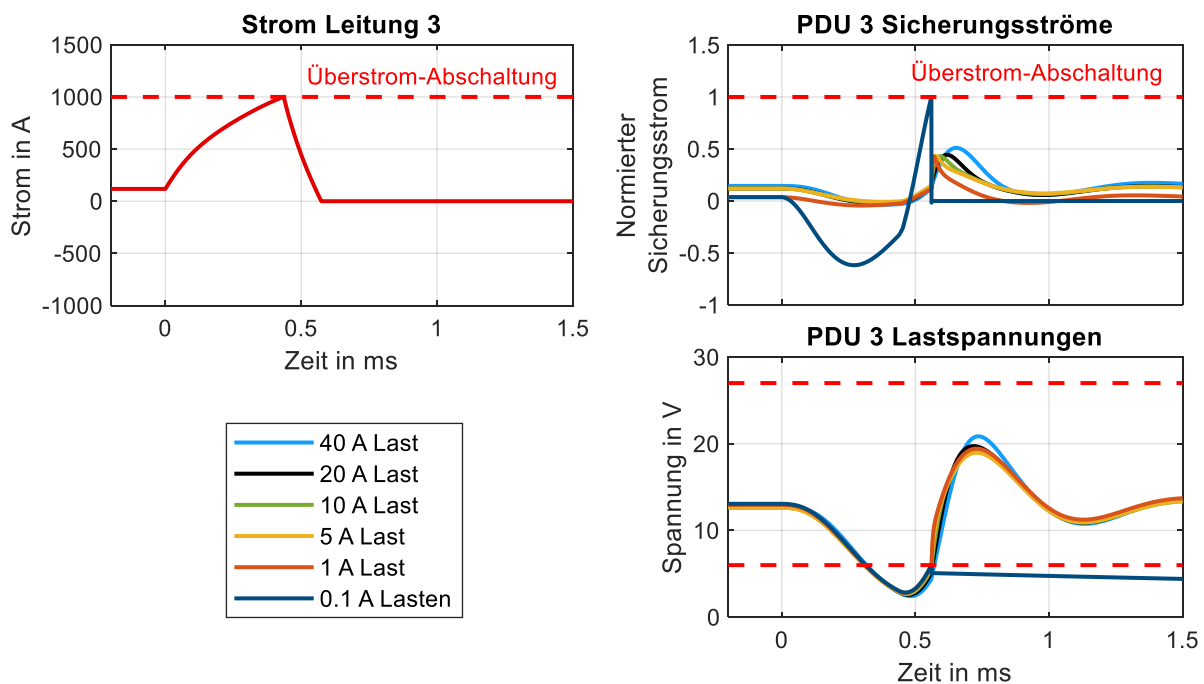


Abbildung 5.2: Ergebnis der Simscape-Simulation eines Kurzschlusses der Leitung 3 @ PDU 2 zum Zeitpunkt $t = 0$. Strom der kurzgeschlossenen Leitung, sowie auf I_{OCP} normierte Sicherungsströme und Lastspannungen der PDU 3

5.2 Messtechnische Validierung der Referenzsimulation

Die Referenzsimulation soll nun zunächst messtechnisch validiert werden, bevor der entwickelte Analyseworkflow auf das Bordnetz angewendet wird. Hierfür wird beispielhaft das in Abbildung 5.2 gezeigte kritische Fehlerszenario im Labor untersucht. Betrachtet wird die Auswirkung auf die Sicherung 131 (10 x 0,1-A-Lasten, PDU 3), deren Überstrom-Abschaltung in der Simulation durch den transienten Puls ausgelöst wird. Ziel der Untersuchung ist zum einen, diese kritische Auswirkung zu bestätigen; in den bisher messtechnisch untersuchten kleinen Konfigurationen ist ein solcher Fall nicht aufgetreten. Außerdem sollen unbekannte Effekte in größeren Systemen ausgeschlossen werden.

5.2.1 Realisierung des Messaufbaus

Eine praktische Realisierung des gesamten Bordnetzes als Laboraufbau mit allen PDUs, Quellen und den 200 Lasten ist jedoch sehr aufwändig. Daher soll eine Teilbordnetzemulation durchgeführt werden. Die zugrundeliegende Idee ist in Abbildung 5.3 allgemein veranschaulicht. Das betrachtete Bordnetz ist in zwei Teilbordnetze unterteilt. Das Teilbordnetz 1 versorgt über die Spannung $u_1(t)$ das Teilbordnetz 2.

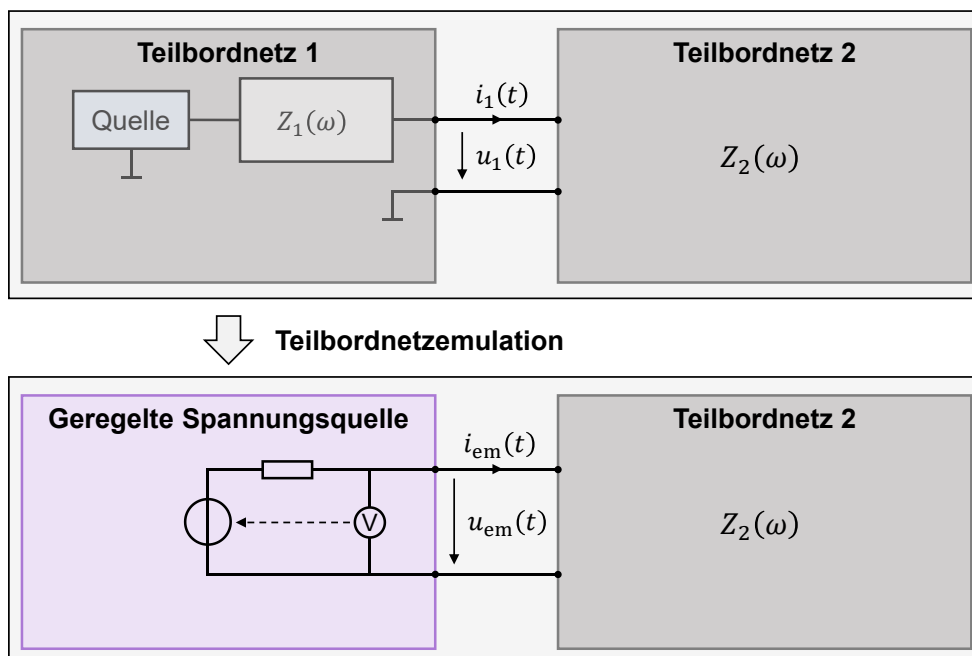
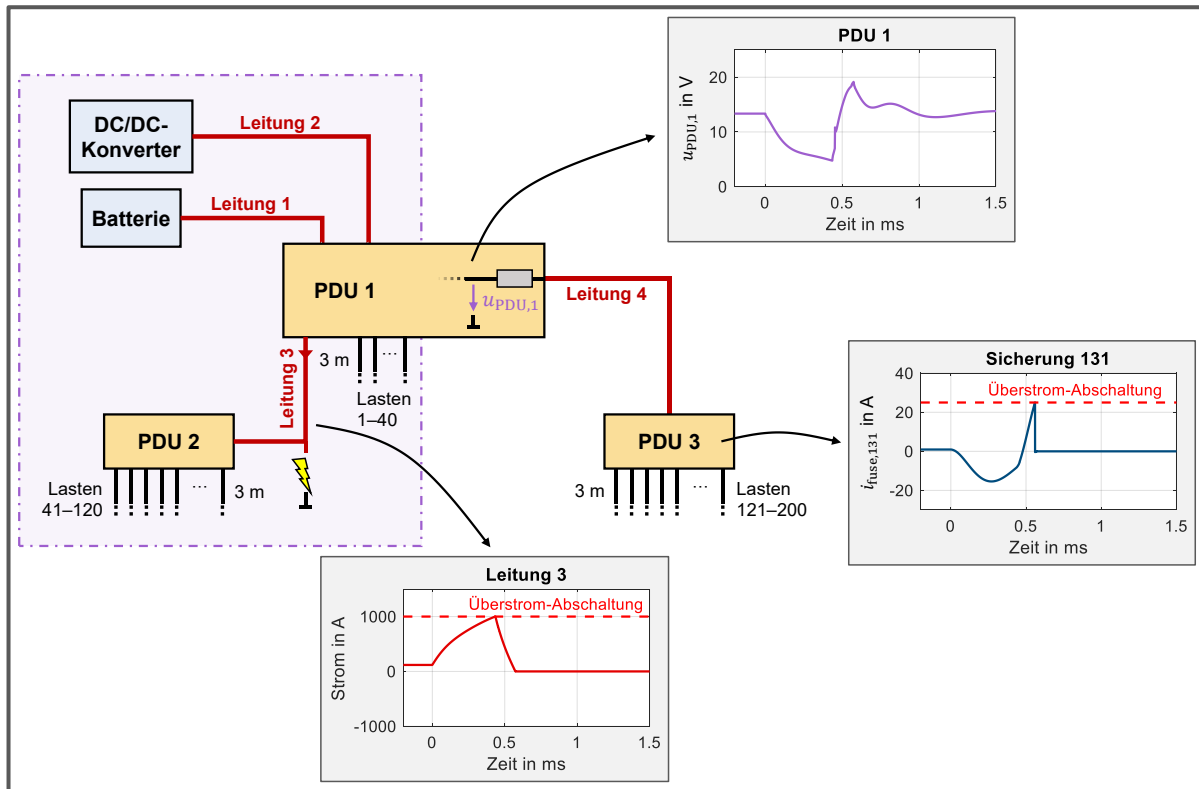


Abbildung 5.3: Allgemeines Vorgehen bei einer Teilbordnetzemulation

Der Strom, der in das Teilbordnetz 2 fließt, wird mit $i_1(t)$ bezeichnet. Der Zusammenhang zwischen Strom und Spannung dieses Teilbordnetzes ergibt sich über dessen komplexe Impedanz $Z_2(\omega)$. Im nächsten Schritt wird das Teilbordnetz 1 durch eine geregelte Spannungsquelle mit der Ausgangsspannung $u_{em}(t)$ und dem Ausgangsstrom $i_{em}(t)$ ersetzt. Die Spannung wird nun so geregelt, dass gilt $u_{em}(t) = u_1(t)$. Da die Impedanz des Teilbordnetzes 2 sich nicht geändert hat, gilt automatisch $i_{em}(t) = i_1(t)$. Auf das Verhalten des Teilbordnetzes 2 hat dieser Schritt also keinen Einfluss. Analog ließe sich auch Teilbordnetz 2 des ursprünglichen Bordnetzes emulieren, ohne das Verhalten von Teilbordnetz 1 zu beeinflussen.

Dieses Prinzip wird nun angewendet, um das diskutierte Szenario zu validieren. Da die kritische Sicherungsauslösung in der PDU 3 stattfindet, wird diese PDU inklusive Zuleitung und Lasten als Hardwareaufbau realisiert. Das restliche Teilbordnetz soll dagegen durch einen 4-Quadranten-Verstärker LVA 5000/SYM von Spitzenberger & Spies emuliert werden. Die Schnittstelle zwischen den beiden Teilbordnetzen ist in diesem Fall die Spannung $u_{PDU,1}$, wie in Abbildung 5.4 dargestellt ist. Der simulierte Verlauf dieser Spannung wird als Sollgröße verwendet. Wurden in der Simulation alle relevanten Effekte berücksichtigt, muss das gemessene Verhalten des Hardwareaufbaus mit dem simulierten Verhalten übereinstimmen.

Weil nur die Sicherung 131 näher betrachtet wird, können die restlichen Sicherungen im Aufbau vernachlässigt werden, da durch diese keine signifikanten Wechselwirkungen zu erwarten sind. Die identischen parallelen Lasten der PDU 3 werden darüber hinaus jeweils zu Ersatzlasten mit gleichem dynamischen Verhalten zusammengefasst. Leitungslänge und Widerstände einer solchen Ersatzlast von N_{par} identischen parallelen Einzellasten verringern sich somit um den Faktor $1/N_{par}$, während sich die Lastkapazitäten der Einzellasten aufgrund der Parallelschaltung aufsummieren. Als eFuse wird eine Infineon BTG7003A-1EPW [110] mit $I_{OCP} = 25 \text{ A}$ verwendet. Der Sicherungsstrom $i_{fuse,131}$ wird mit einer Stromzange TCP404XL von Tektronix gemessen, das verwendete Oszilloskop ist ein PicoScope 4824. Abbildung 5.5 zeigt schließlich ein Foto des resultierenden Messaufbaus.



↓ Laboraufbau

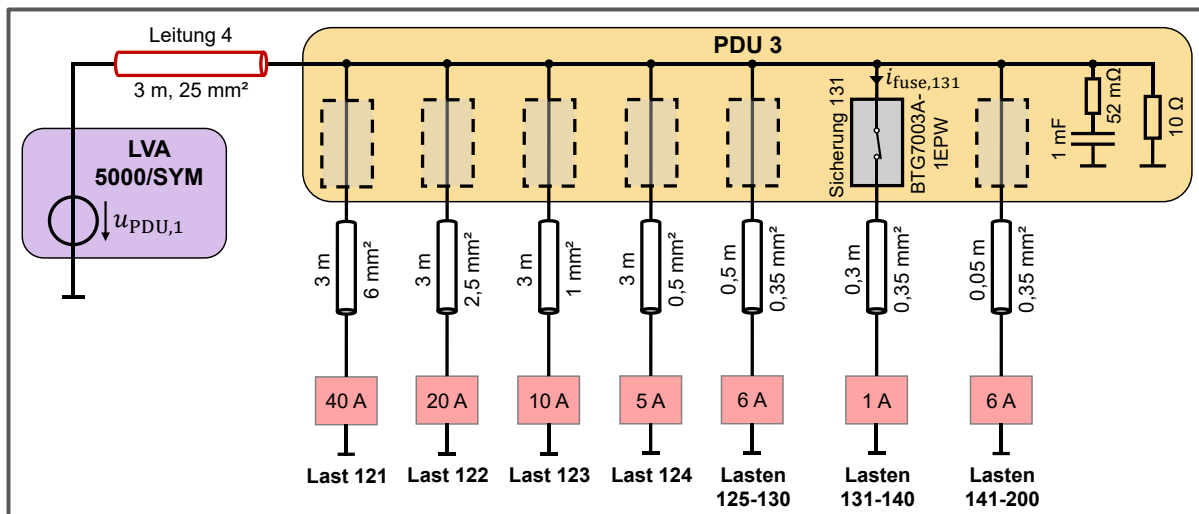


Abbildung 5.4: Beispielhaftes kritisches Szenario (oben) und Realisierung im Labor mittels Teilbordnetzemulation (unten)

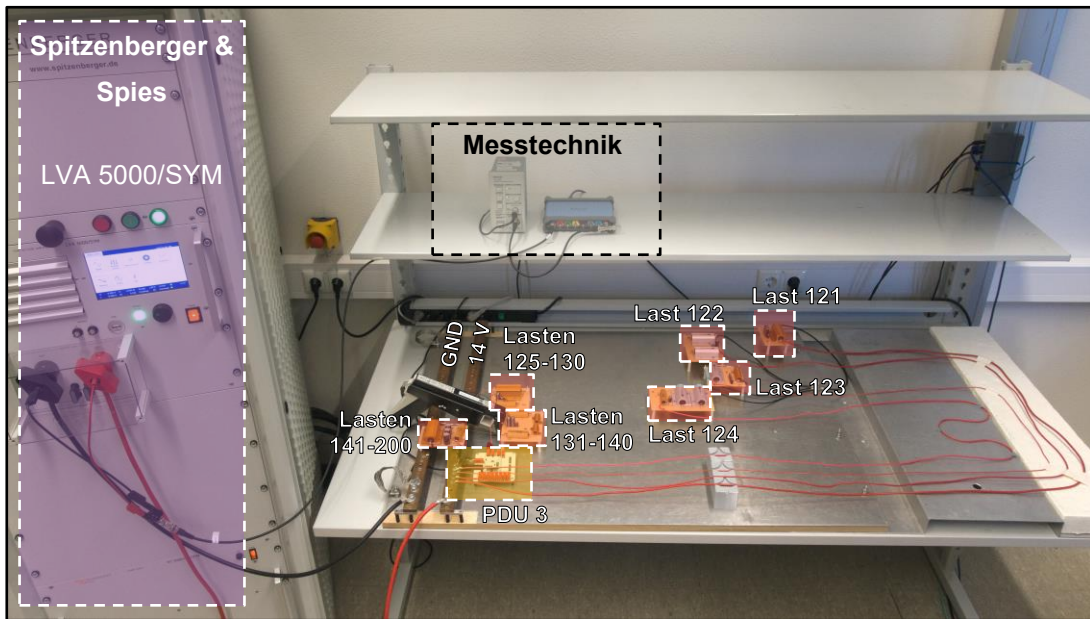


Abbildung 5.5: Realisierter Laboraufbau zur messtechnischen Validierung der Referenzsimulation

Grundsätzlich sind Messung und Simulation nur dann vergleichbar, wenn die Spannung $u_{\text{PDU},1}$, und damit das Verhalten des emulierten Teilbordnetzes, durch den Verstärker hinreichend genau abgebildet wird. Die Spannungsregelung des Verstärkers darf also nicht zu einer Verfälschung der Spannung führen. Wie in einer ersten Messung in Abbildung 5.6 zu sehen ist, ist dies zunächst nicht gegeben. Insbesondere während des Schaltimpulses ab etwa 0,5 ms ist eine signifikante Abweichung zwischen Soll- und Istwert der emulierten Spannung zu beobachten. Eine Validierung der Simulation ist damit noch nicht möglich.

Das Führungsverhalten der Spannungsregelung des Verstärkers muss also verbessert werden. Im Allgemeinen ist aus der Regelungstechnik die Möglichkeit der Vorfilterung bekannt [133, S. 267], um das Führungsverhalten eines geregelten Systems zu

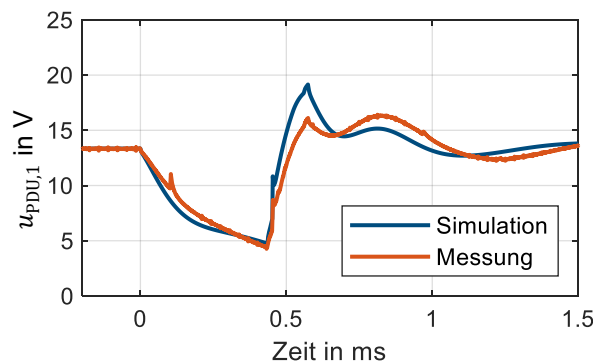


Abbildung 5.6: Vergleich zwischen Messung und Simulation (Ist- und Sollsignal) der durch den Verstärker emulierten Spannung $u_{\text{PDU},1}$

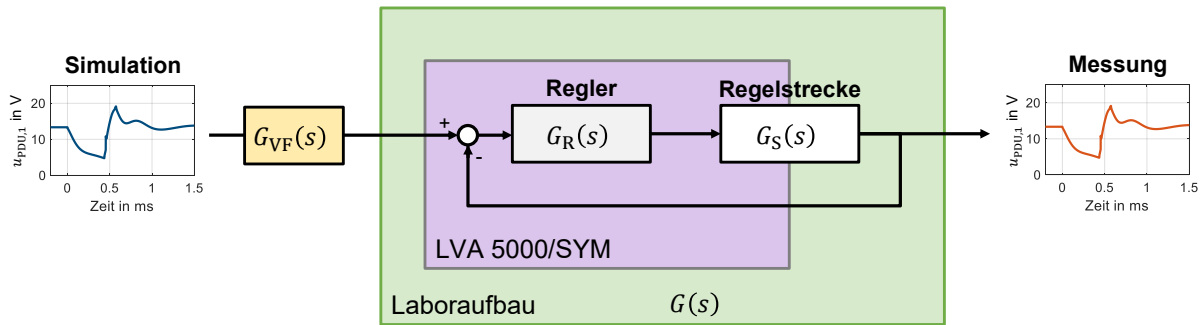


Abbildung 5.7: Regelkreis der emulierten Spannung $u_{PDU,1}$ inklusive Vorfilter

beeinflussen. Dies ist in Abbildung 5.7 visualisiert. Das dynamische Verhalten des geregelten Gesamtsystems, also der Zusammenhang zwischen Soll- und Istwert der Spannung $u_{PDU,1}$, wird zunächst durch die Übertragungsfunktion $G(s)$ beschrieben und ist für die beobachtete Regelabweichung verantwortlich. Es kann nun ein Vorfilter $G_{VF}(s)$ ausgelegt werden, um den Einfluss von $G(s)$ zu kompensieren und die Regelgüte zu verbessern. Ein ideales Führungsverhalten lässt sich in der Theorie erreichen, indem das Verhalten von $G(s)$ durch das Vorfilter exakt invertiert wird:

$$G_{VF}(s) = \frac{1}{G(s)} \quad (5.1)$$

Zur Auslegung des Filters muss also die Übertragungsfunktion $G(s)$ des Regelkreises identifiziert werden. Dazu wird als Sollgröße ein sprungförmiges Testsignal vorgegeben. Um eine Versorgung der Sicherung während der Charakterisierung sicherzustellen, wird hierfür ein Offset von 12 V gewählt. Das Testsignal und die gemessene Systemantwort sind in Abbildung 5.8 (links) dargestellt. Um hieraus die Übertragungsfunktion zu approximieren, wird die System Identification Toolbox in MATLAB verwendet [134, S. 639-643]. Abbildung 5.8 (rechts) zeigt den Frequenzgang von $G(s)$ für eine

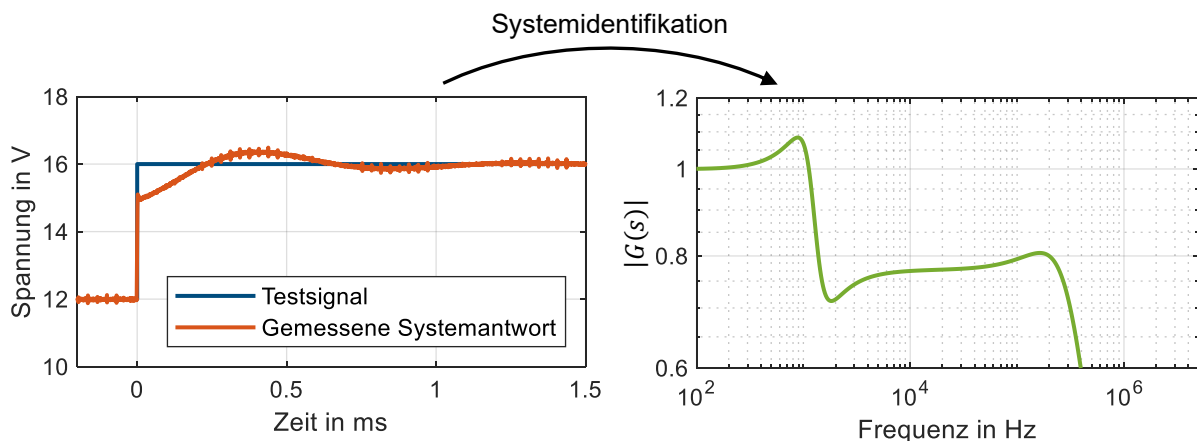


Abbildung 5.8: Sprungförmiges Testsignal und gemessene Ausgangsspannung des Verstärkers (links) sowie daraus approximierte Übertragungsfunktion (rechts)

Approximation mit 5 Polstellen und 4 Nullstellen. Der verwendete MATLAB-Code und die approximierten Koeffizienten sind im Anhang A.2 zu finden.

Mit der identifizierten Übertragungsfunktion des geregelten Systems kann nun das Vorfilter bestimmt werden. Bei einer reinen Invertierung von $G(s)$ müsste das Vorfilter sehr hohe Frequenzen sehr stark verstärken, sodass das resultierende Filter numerisch instabil wird. Zur praktischen Realisierbarkeit wird daher eine zusätzliche Tiefpassfilterung oberhalb von 500 kHz vorgenommen. Da die betrachteten Vorgänge deutlich langsamer sind, ist hierdurch keine signifikante Auswirkung zu erwarten. Für das Tiefpassfilter $G_{VF}(s)$ gilt somit:

$$G_{VF}(s) = \frac{1}{G(s)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot 500 \text{ kHz}}} \quad (5.2)$$

In Abbildung 5.9 (links) ist der resultierende Frequenzgang des Vorfilters und der gesamten Regelung dargestellt. Das Vorfilter wird nun auf den zu emulierenden Spannungsverlauf angewendet: Abbildung 5.9 (rechts) zeigt das ungefilterte sowie das gefilterte Sollsignal $u_{PDU,1}$.

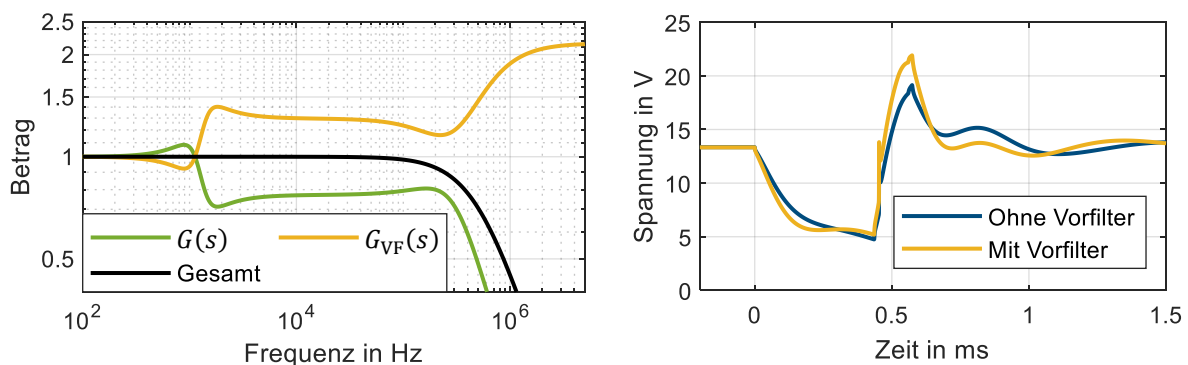


Abbildung 5.9: Berechnete Frequenzgänge des Laboraufbaus, des Vorfilters und des Gesamtsystems (links). Ursprüngliche und vorgefilterte Sollspannung (rechts)

5.2.2 Validierungsmessung

Mit dem vorgefilterten Sollsignal kann nun die Validierungsmessung durchgeführt werden. Abbildung 5.10 zeigt schließlich die gemessenen Größen. Es ist zu erkennen, dass die Vorfilterung die Regelgüte der emulierten Spannung $u_{PDU,1}$ stark verbessert. Der Verstärker bildet das emulierte Teilbordnetz jetzt also gut nach und ein Vergleich der im Aufbau gemessenen Signale mit der Simulation ist somit zulässig. Für die betrachtete Sicherung 131 zeigt dieser Vergleich eine sehr gute Übereinstimmung. Genau wie in der Simulation erreicht der Strom den Grenzwert der Überstrom-Abschaltung, wodurch die Sicherung unmittelbar ausgelöst wird.

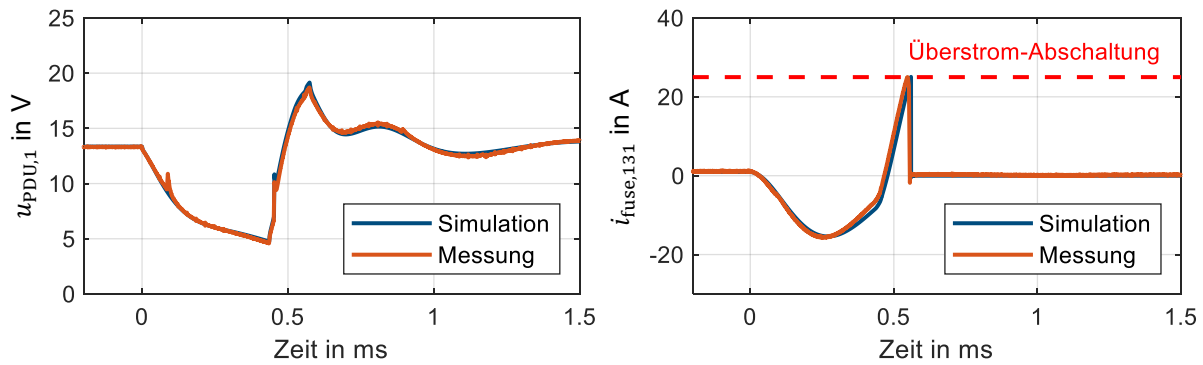


Abbildung 5.10: Messung mit Vorfilterung des Sollsignals im Vergleich zur Simulation. Durch Verstärker emulierte Spannung der PDU 1 (links) und Strom der Sicherung 131 (rechts)

Die Ergebnisse bestätigen damit, dass die gewählten Modellierungsansätze zur genauen simulativen Untersuchung des transienten Verhaltens großer Bordnetze geeignet sind. Die Simscape-Simulationen sind somit belastbar und können im Folgenden als Referenz verwendet werden, um die entwickelte Methode zu validieren.

5.3 Vorselektion Stufe 1: Rechteckpulse

Leitungsbrüche und Kurzschlussfehler des Beispielbordnetzes werden nun mit der entwickelten Vorselektionsmethode untersucht. Zunächst wird die erste Stufe der Vorselektion ausgeführt (Abschätzung durch Rechteckpulse, siehe Kapitel 4.4.1). Zum Vergleich werden beide Ansätze zur Abschätzung der transienten Pulse angewendet – Zeitbereichs- und Frequenzbereichsmethode. Die Ergebnisse werden im Folgenden näher untersucht und die beiden Methoden hinsichtlich ihrer Genauigkeit und Rechenlaufzeit miteinander verglichen.

5.3.1 Ergebnisse der Vorselektion

Je Last und Fehlerszenario ergeben sich nun zwei approximierte, rechteckförmige Verläufe für die beiden Varianten der Pulsapproximation. Für Last 5, deren Spannungsverläufe der Referenzsimulation bereits in Abbildung 5.1 dargestellt wurden, sind die Ergebnisse beider Varianten beispielhaft in Abbildung 5.11 gegenübergestellt. Es ist direkt erkennbar, dass die Zeitbereichsmethode im Vergleich sehr viel größere Schaltpulse berechnet und für die Zeitkonstanten der Pulse hier deutlich kleinere Werte resultieren.

Da für die Sicherungsströme nur der Maximalwert von Interesse ist und nur dieser in der Approximation explizit ausgewertet wird, ist eine analoge Darstellung der Ergebnisse von Sicherung 131 an dieser Stelle nicht sinnvoll.

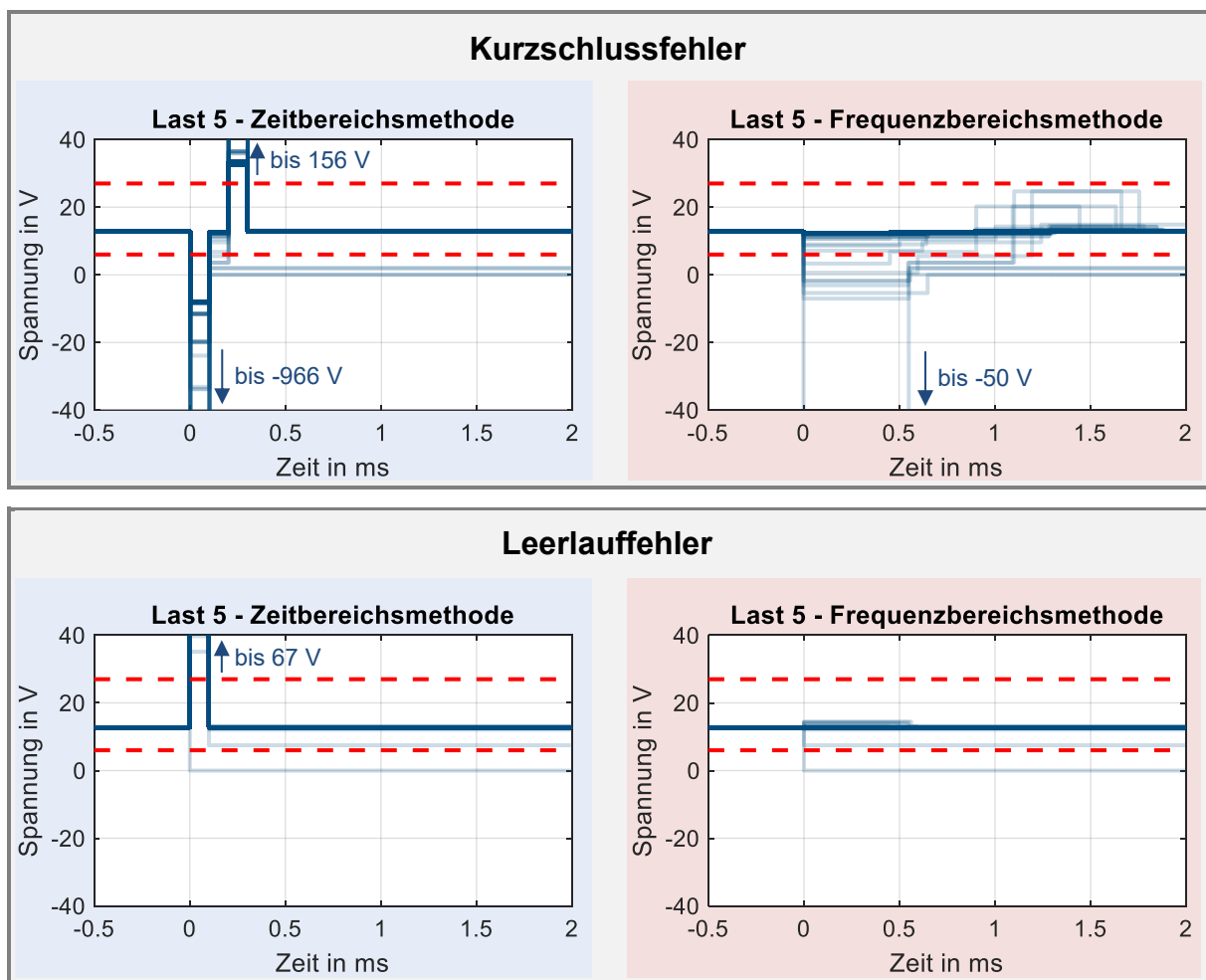


Abbildung 5.11: Beispielhafte Ergebnisse der Rechteckapproximation. Auswirkungen der Kurzschluss- (oben) und Leerlauffehler (unten) an Last 5 für beide Methoden zur Pulsapproximation

Bei genauer Auswertung der approximierten Pulse ist zunächst festzustellen, dass die identifizierten Szenarien, in denen Totalausfälle auftreten, in beiden Varianten der Approximation identisch zur Referenzsimulation sind. Interessanter sind nun die zu beobachtenden transienten Auswirkungen. Die Fehlerszenarien, die sich in der Referenzsimulation als kritisch herausgestellt haben, überschreiten auch in beiden Varianten der Approximation die definierten Grenzwerte und werden somit richtigerweise als potentiell kritisch identifiziert. Abgesehen davon ergeben sich jedoch große Unterschiede zwischen den beiden Methoden, wie die Zusammenfassung der Auswertung in Tabelle 5.3 zeigt.

Die Approximation mit der Zeitbereichsmethode identifiziert für 204 der 207 Kurzschlussfehler und für alle 204 Leerlauffehler potentiell kritische transiente Auswirkungen. Dies ist durch eine bereits beispielhaft in Abbildung 5.11 sichtbare starke Überschätzung der transienten Spannungen und Ströme zu begründen. Für die

Tabelle 5.3: Durch Rechteckapproximation identifizierte potentiell kritische Fehlerszenarien im Vergleich zur Referenzsimulation

Kurzschlussfehler			
Identifizierte Szenarien mit ...	Approximation mit ...		Referenzsimulation
	Zeitbereichsmethode	Frequenzbereichsmethode	
Transiente Überspannung Verbraucher	204	2	0
Transiente Unterspannung Verbraucher	204	7	1
Transienter Überstrom Sicherung	204	7	3
Totalausfall Verbraucher	207	207	207
Leerlauffehler			
Identifizierte Szenarien mit ...	Approximation mit ...		Referenzsimulation
	Zeitbereichsmethode	Frequenzbereichsmethode	
Transiente Überspannung Verbraucher	203	0	0
Transiente Unterspannung Verbraucher	0	0	0
Transienter Überstrom Sicherung	204	1	0
Totalausfall Verbraucher	202	202	202

Zeitbereichsmethode werden Worst-Case-Annahmen getroffen und jede Last auf eine RLC-Struktur reduziert, welche die parallelen Lasten an derselben PDU nicht berücksichtigt (siehe Abbildung 4.8). Diese Annahmen sind nötig, um Pulse nicht zu unterschätzen und keine kritischen Szenarien zu übersehen; bei großen Topologien mit vielen parallelen Lasten je PDU führt dies, wie im vorliegenden Beispiel, jedoch zu einem großen Fehler der Approximation. Die Pulsbreiten der Approximation sind außerdem kleiner als in der Referenzsimulation. Da jedoch sichergestellt wird, dass die Zeitkonstanten nicht kleiner gleich $t_{lim} = 100 \mu s$ sind, werden hierdurch keine kritischen Unterspannungen übersehen.

Im Gegensatz dazu identifiziert die Frequenzbereichsmethode insgesamt neun Fehlerszenarien als potentiell kritisch, ein Leerlauf- und acht Kurzschlussfehler. Abzüglich der drei tatsächlich kritischen Szenarien werden somit nur in sechs Fällen eigentlich unkritische Pulse so stark überschätzt, dass sie die definierten Strom-/Spannungsgrenzwerte überschreiten. Da im Frequenzbereich zudem der komplette Koppelpfad

berücksichtigt wird, werden die Zeitkonstanten der realen Pulse zudem nicht unterschätzt.

Es wird nun im Detail überprüft, ob die getroffenen Worst-Case-Annahmen beider Methoden auch wirklich dazu führen, dass keine transienten Pulse unterschätzt werden. Dazu werden alle berechneten Pulse mit den Referenzergebnissen verglichen. Beispielhaft ist dieser Vergleich in Abbildung 5.12 für die größten 20 Strompeaks der Sicherung 131 (10 x 0,1-A-Lasten, PDU 3) dargestellt, die infolge von Schaltvorgängen nach Kurzschlüssen resultieren. Es ist zu erkennen, dass die approximierten Pulse tatsächlich alle größer sind als in der Referenzsimulation. Dies gilt ebenso für alle weiteren untersuchten Schaltpulse sowie für die Unterschwinger im Kurzschlussfall. Für alle 51.917 berechneten Schaltpeaks nach Kurzschlüssen ergibt sich für die Frequenzbereichsmethode eine mittlere Überschätzung von 14,9 %, für die Zeitbereichsmethode sind es dagegen 6792,2 %.

5.3.2 Performanceanalyse

Auf Basis der Ergebnisse wird nun die Performance der ersten Stufe der Vorselektion näher untersucht. Hierbei wird zum Einen die benötigte Rechenzeit und zum Anderen die Genauigkeit der approximierten Pulse beleuchtet.

Die Berechnungsdauer der kompletten Stufe 1 der Vorselektion bei Verwendung der Zeitbereichsmethode beträgt für das untersuchte Beispielnetz etwa 58 s, bei Verwendung der Frequenzbereichsmethode 109 s (Prozessor Intel i7-11850H, 16 GB RAM). Der in beiden Methoden identische Teil der Stufe 1, insbesondere die DC-Simulationen (vgl. Abbildung 4.21), hat hier jeweils einen Anteil von etwa 25 s, die restliche Zeit wird für die unterschiedlichen Methoden der Pulsapproximation benötigt.

Bei Verwendung der Frequenzbereichsmethode wird etwa 30 % des Rechenzeitanteils für die Approximation der Übertragungsfunktionen mittels Vector-Fitting-Algorithmus benötigt. Die Erzeugung der MNA-Matrix, die Berechnung der Samples und Bestimmung des relativen Fehlers der Approximation kommt auf einen Rechenzeitanteil von etwa 25 %. In dem untersuchten Beispielnetz besitzt die MNA-Matrix $T(s)$ die Dimension 943×943 .

Dass die Zeitbereichsmethode in Summe deutlich weniger Zeit benötigt, liegt unter anderem daran, dass die berechneten Gleichungssysteme (siehe Gleichung (4.6)) nur einzelne PDUs betrachten. Mit 41×41 bzw. 81×81 weisen diese daher eine deutlich kleinere Dimension auf.

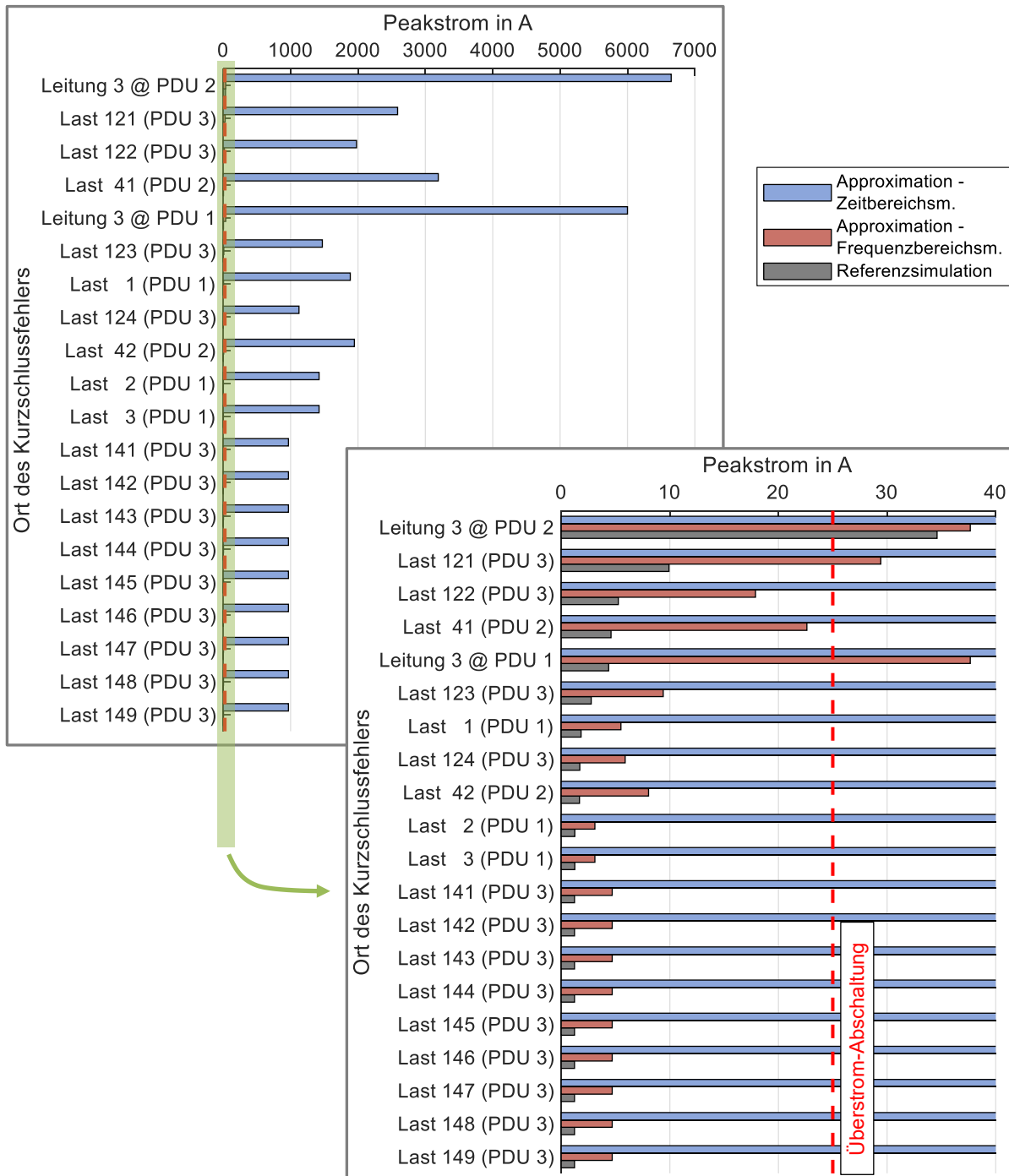


Abbildung 5.12: Vergleich zwischen Referenzsimulation und beiden Methoden der Schaltpulse-Approximation für die größten Strompeaks der Sicherung 131

Um zu untersuchen inwieweit die Pulsapproximation von der Größe des untersuchten Netzes abhängt, wurde das untersuchte Beispielbordnetz durch Entfernen von Lasten sukzessive reduziert. Die relativen Laufzeiten für die reduzierten Varianten sind in Abbildung 5.13 (links) dargestellt. Referenz ist hierbei die vollständige Topologie mit allen 200 Lasten unter Verwendung der Frequenzbereichsmethode. Beide Methoden

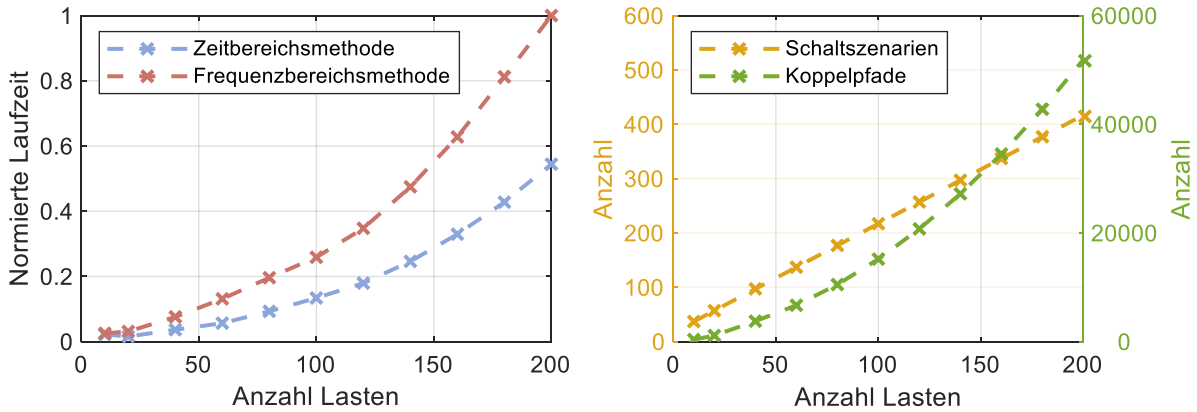


Abbildung 5.13: Einfluss der Bordnetzgröße auf die Rechenzeit der Pulsabschätzung. Vergleich zwischen Zeit- und Frequenzbereichsmethode (links). Anzahl der untersuchten Schaltszenarien und Koppelpfade im Frequenzbereich (rechts)

zeigen in erster Näherung ein quadratisches Verhalten der Laufzeit in Abhängigkeit der Netzgröße. Während die Anzahl der untersuchten Schaltvorgänge lediglich linear mit der Anzahl der Lasten ansteigt (siehe Abbildung 5.13 (rechts)), steigt die Anzahl der im Frequenzbereich analysierten Koppelpfade hingegen quadratisch, was die Laufzeitentwicklung der Frequenzbereichsmethode erklärt. Für die Zeitbereichsmethode ist ein solcher Zusammenhang bei steigender Lastanzahl ebenfalls zu erwarten, da die Gleichungen (4.8)–(4.11) je Schaltvorgang für jede Last ausgewertet werden müssen.

Die Laufzeit der Frequenzbereichsmethode hängt nicht nur von der Größe des Netzes, sondern auch von der Parametrierung des Algorithmus ab. Insbesondere die geforderte Genauigkeit der approximierten Übertragungsfunktion (max_Fehler , siehe Abbildung 4.20) ist hier relevant, da für eine höhere Genauigkeit mehr Iterationen der Approximation durchgeführt werden müssen. Die konkrete Auswirkung wird durch Variation des entsprechenden Parameters max_Fehler untersucht. Abbildung 5.14 (oben) zeigt die resultierenden Laufzeiten in Gelb (relativ zur Laufzeit des bisherigen Default-Werts 1 %), sowie die resultierende mittlere Abweichung der Pulsabschätzung der Kurzschlusszenarien im Vergleich zur Referenzsimulation in Grün. Zusätzlich ist darunter die Anzahl der fälschlicherweise als kritisch identifizierten Szenarien in Grau dargestellt. Je geringer die geforderte Genauigkeit im Frequenzbereich wird, desto kürzer ist die Laufzeit des Algorithmus. Eine Genauigkeit von nur 10 % benötigt im Vergleich zu einer Genauigkeit von 0,1 % etwa halb so viel Rechenzeit. Bemerkenswert ist, dass die mittlere Abweichung der Pulsapproximation sich für größere

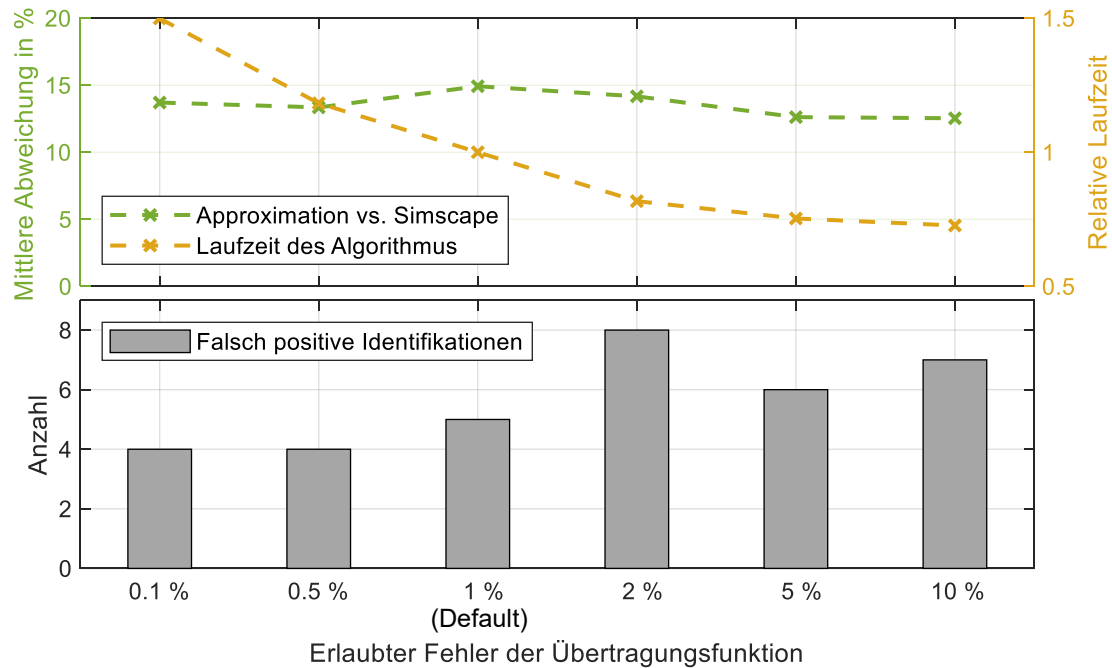


Abbildung 5.14: Einfluss der Genauigkeit der Übertragungsfunktion auf Pulsapproximation und Laufzeit der Frequenzbereichsmethode

Toleranzen nicht signifikant verschlechtert, sondern für alle untersuchten Werte im Bereich um 14 % liegt; dies lässt sich dadurch erklären, dass für eine geringe Genauigkeit im Frequenzbereich weniger Pole und Nullstellen und somit weniger Teilsysteme ausreichen. Der kumulative Fehler durch die Addition der Teilsystem-Peaks (siehe Gleichung (4.33)) ist für weniger Teilsysteme tendenziell geringer und gleicht somit die höhere Ungenauigkeit der Übertragungsfunktion aus.

Unterstützt wird diese Interpretation durch Abbildung 5.15. Hier sind die resultierenden Grade, also die Anzahl der Polstellen, der approximierten Übertragungsfunktionen für drei der untersuchten Genauigkeiten dargestellt. Tatsächlich reicht für eine Genauigkeit von 10 % häufig bereits der initiale Grad 5 aus. Bei 1 % Genauigkeit werden am häufigsten sieben Polstellen benötigt, bei 0,1 % sogar elf.

Obwohl die Toleranz der Übertragungsfunktion also nur einen geringen Einfluss auf die mittlere Abweichung der abgeschätzten Pulse im Zeitbereich hat, scheint eine hohe Toleranz vereinzelte Ausreißer zu begünstigen, die zu tendenziell mehr falsch positiven Szenarien führen (Abbildung 5.14 (unten)). Da diese Szenarien dann im weiteren Verlauf des Gesamtworkflows erneut untersucht werden müssen, kann eine zu hohe Toleranz wiederum zu einer größeren Gesamtlaufzeit führen. Der gewählte Wert von 1 % erscheint somit als guter Kompromiss zwischen einer effektiven Vorselektion und einer geringen Laufzeit der Pulsapproximation.

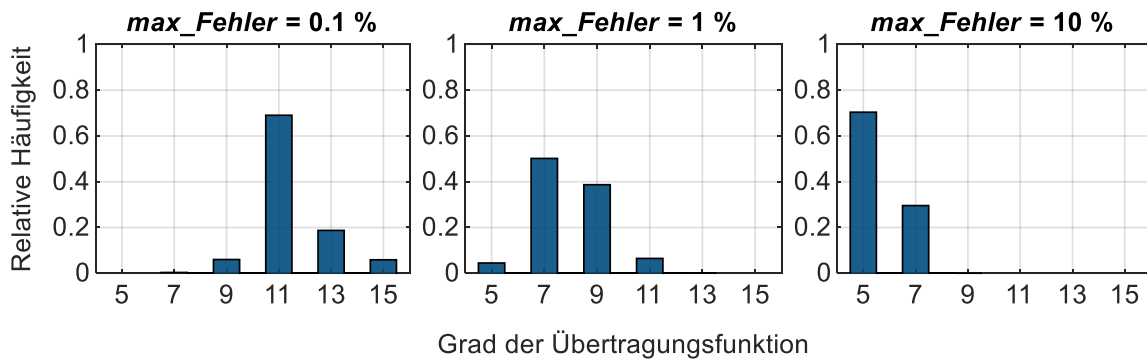


Abbildung 5.15: Grade der approximierten Übertragungsfunktionen für ausgewählte Genauigkeiten

Darüber hinaus ist eine weitere Beschleunigung beider Approximationsmethoden durch eine optimierte Implementierung, z. B. in einer kompilierten Programmiersprache denkbar, dies wird jedoch an dieser Stelle nicht weiter verfolgt.

5.3.3 Zwischenfazit

Sowohl die Zeit- als auch die Frequenzbereichsmethode gewährleistet im gezeigten Beispiel die geforderte Worst-Case-Abschätzung der transienten Spannungs- und Strompeaks. Die Zeitbereichsmethode überschätzt die entstehenden Pulse jedoch aufgrund der Größe des Bordnetzes mit seinen vielen Lasten sehr stark. Dies hat zur Folge, dass nur sehr wenige Szenarien im Rahmen der Vorselektion aussortiert werden können. Ein Einsatz der Zeitbereichsmethode scheint also insbesondere für große Netze ineffizient und somit ungeeignet zu sein. Zur Analyse kleinerer (Teil-)Netze, in denen die Pulse weniger stark überschätzt werden, kann ein Einsatz gegebenenfalls aber sinnvoll sein [A10].

Die Frequenzbereichsmethode hingegen erkennt im untersuchten Beispiel nicht nur zuverlässig die kritischen Szenarien, sondern ermöglicht es zudem, sehr viele unkritische Szenarien aussortieren zu können und ist somit auch für große Netze vielversprechend. Die konkrete Zeitersparnis im Kontext des Gesamtworkflows wird abschließend in Kapitel 5.5 analysiert.

5.4 Vorselektion Stufe 2: Vereinfachte transiente Simulation

In der zweiten Stufe der Vorselektion müssten jetzt nur die Fälle untersucht werden, die in der ersten Stufe als potentiell kritisch identifiziert wurden. Zu Validierungszwecken werden an dieser Stelle allerdings alle zuvor untersuchten Kurzschluss- und Leerlaufszzenarien des betrachteten Bordnetzes auch in Stufe 2 untersucht. Die resul-

tierenden Verläufe der vereinfachten transienten Simulation sind analog zur Referenzsimulation für die beispielhaften Komponenten Last 5 und Sicherung 131 in Abbildung 5.16 dargestellt. Auffällig ist hier ein Szenario, in dem Last 5 durch einen transienten Strompeak abgeschaltet wird. In der Referenzsimulation tritt dieser Fall nicht auf; dort erfährt Last 5 in diesem Szenario eine transiente Unterspannung und wird nicht komplett abgeschaltet. Durch die Worst-Case-Annahme des idealen Schaltens wird der Strompeak in der vereinfachten transienten Simulation also überschätzt, sodass die entsprechende Sicherung 5 ausgelöst wird.

In der Gesamtbetrachtung ändert sich hierdurch nichts. Insgesamt werden auch in der vereinfachten transienten Simulation alle drei zuvor als kritisch identifizierten Szenarien erkannt. Wie Tabelle 5.4 zeigt, werden alle Leerlauffehler richtigerweise als unkritisch identifiziert, und werden somit auch an dieser Stelle nicht weiter diskutiert. Von den transient simulierten Kurzschlussfehlern werden drei kritische Szenarien identifiziert, in denen jeweils transiente Überströme auftreten. Zusätzlich tritt in einem dieser

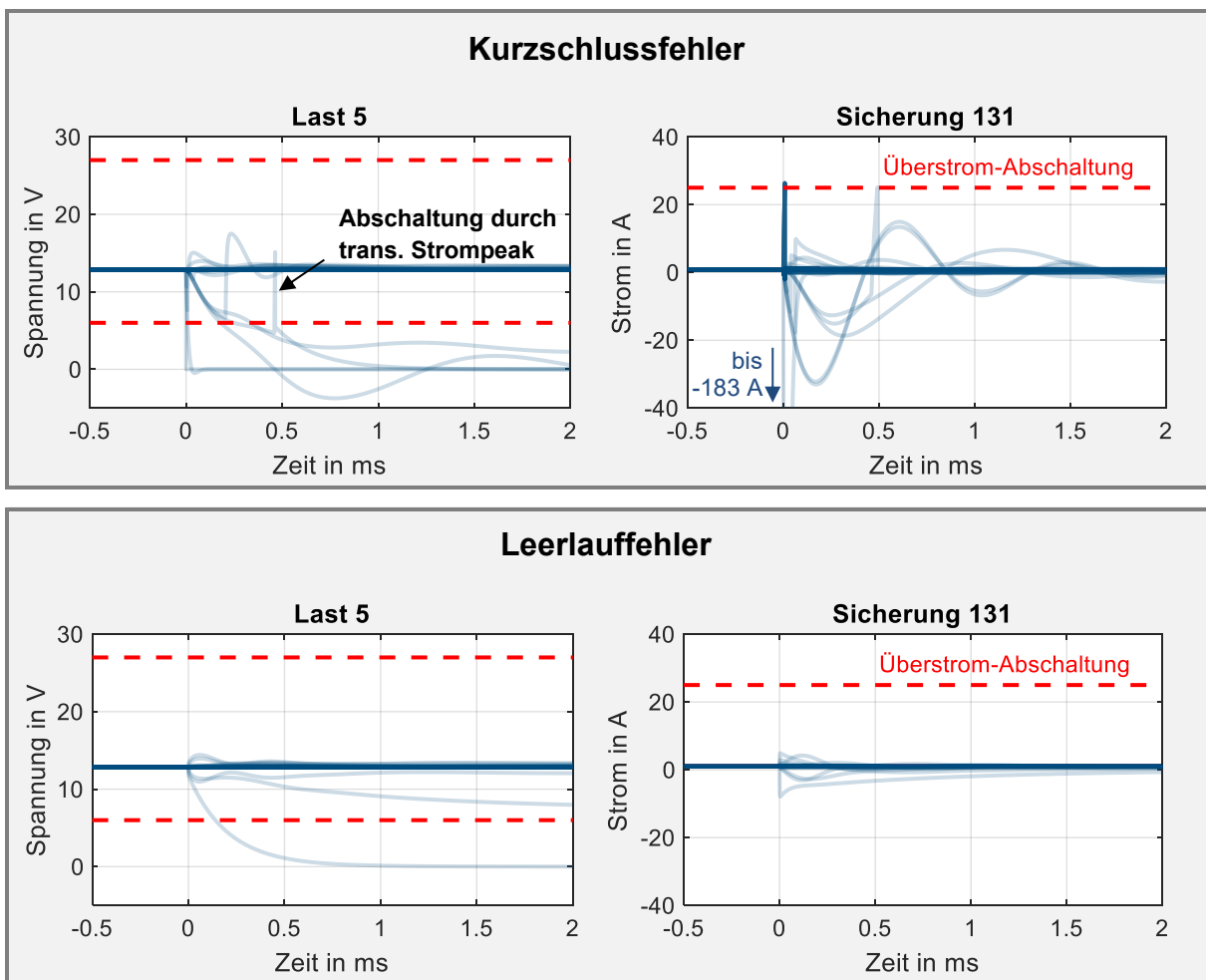


Abbildung 5.16: Beispielhafte Ergebnisse der vereinfachten transienten Simulationen. Auswirkungen der Kurzschluss- (oben) und Leerlauffehler (unten) an Last 5 und Sicherung 131

Tabelle 5.4: Durch vereinfachte transiente Simulation identifizierte potentiell kritische Fehlerszenarien im Vergleich zur Referenzsimulation

Identifizierte Szenarien mit ...	Kurzschlussfehler		Leerlauffehler	
	Vereinfachte transiente Simulation	Referenzsimulation	Vereinfachte transiente Simulation	Referenzsimulation
Transiente Überspannung Verbraucher	0	0	0	0
Transiente Unterspannung Verbraucher	1	1	0	0
Transienter Überstrom Sicherung	3	3	0	0
Totalausfall Verbraucher	207	207	202	202

Szenarien eine transiente Unterspannung auf. Es wird somit auch in dieser Stufe kein kritisches Szenario übersehen. Es ergeben sich für das untersuchte Beispielsystem in dieser Stufe auch keine weiteren, falsch positiv identifizierte Szenarien. Dass diese jedoch grundsätzlich möglich sind, zeigt der diskutierte, überschätzte Strompuls, der zu einer Abschaltung von Last 5 führt.

5.5 Performance des Gesamtworkflows

Zu Validierungszwecken wurden bisher alle Szenarien in allen Stufen untersucht. Nachdem sich nun bestätigt hat, dass in keiner Stufe kritische Szenarien übersehen werden, wird im Folgenden die Performance des Gesamtworkflows betrachtet. Es werden jetzt also nur noch diejenigen Szenarien in der nächsten Stufe untersucht, welche potentiell kritisches transientes Verhalten aufweisen. Die Berechnungen werden auf einem Intel i7-11850H-Prozessor mit 16 GB Arbeitsspeicher durchgeführt.

Abbildung 5.17 veranschaulicht den Vorselektionsprozess bei Verwendung der Frequenzbereichsmethode in Stufe 1. Die Laufzeiten sind hier jeweils auf ganze Minuten gerundet. Die Größe der gelb markierten Flächen ist jeweils proportional zur Anzahl der untersuchten Szenarien in den entsprechenden Stufen. Durch die Vorselektion in Stufe 1 können nach etwa zwei Minuten bereits 404 der 411 Szenarien als unkritisch identifiziert und aussortiert werden. Stufe 2 benötigt für die übrigen Szenarien eine Minute und kann die notwendige Anzahl aufwändiger Simscape-Simulationen weiter auf drei reduzieren. Der größte Anteil der Gesamtlaufzeit wird anschließend für die genaue Simulation dieser drei Fälle benötigt. Eine einzelne Kurzschlussimulation des

Beispielsystems in Simscape dauert durchschnittlich etwa 173 s. Eine Leerlaufsimulation, die in diesem Fall nicht notwendig ist, ist mit etwa 67 s schneller, da nach dem Fehler keine Sicherung mehr schaltet. Die Gesamtlaufzeit für eine direkte Untersuchung aller Fehlerszenarien in einer Simscape-Simulation beträgt dementsprechend etwa $207 \cdot 173 \text{ s} + 204 \cdot 67 \text{ s} = 13,7 \text{ h}$. Mit der präsentierten mehrstufigen Vorselektionsmethode kann somit in diesem Beispiel eine Reduktion der Rechenzeit um 98,6 % auf etwa 12 min erreicht werden, was einem Speedup-Faktor (Faktor, um den die entwickelte Methode schneller ist) von 70,9 entspricht.

Zum Vergleich zeigt Abbildung 5.18 eine analoge Darstellung auch für die Verwendung der Zeitbereichsmethode in Stufe 1. Wie bereits analysiert, können hier kaum Szenarien bereits in der ersten Stufe aussortiert werden. Im Vergleich zur Frequenzbereichsmethode dauert die gesamte Analyse somit fast sieben Mal länger. Insgesamt ergibt sich auch hier gegenüber einer reinen Simscape-Simulation noch eine Reduktion der Rechenzeit um etwa 90,5 % (Speedup-Faktor 10,6). Dies ist jedoch vor allem auf die vereinfachte transiente Simulation während der zweiten Stufe der Vorselektion zurückzuführen. Für große Netze ist eine Verwendung der Zeitbereichsmethode daher nicht sinnvoll, weshalb im Folgenden lediglich die Frequenzbereichsmethode weiter verfolgt wird.

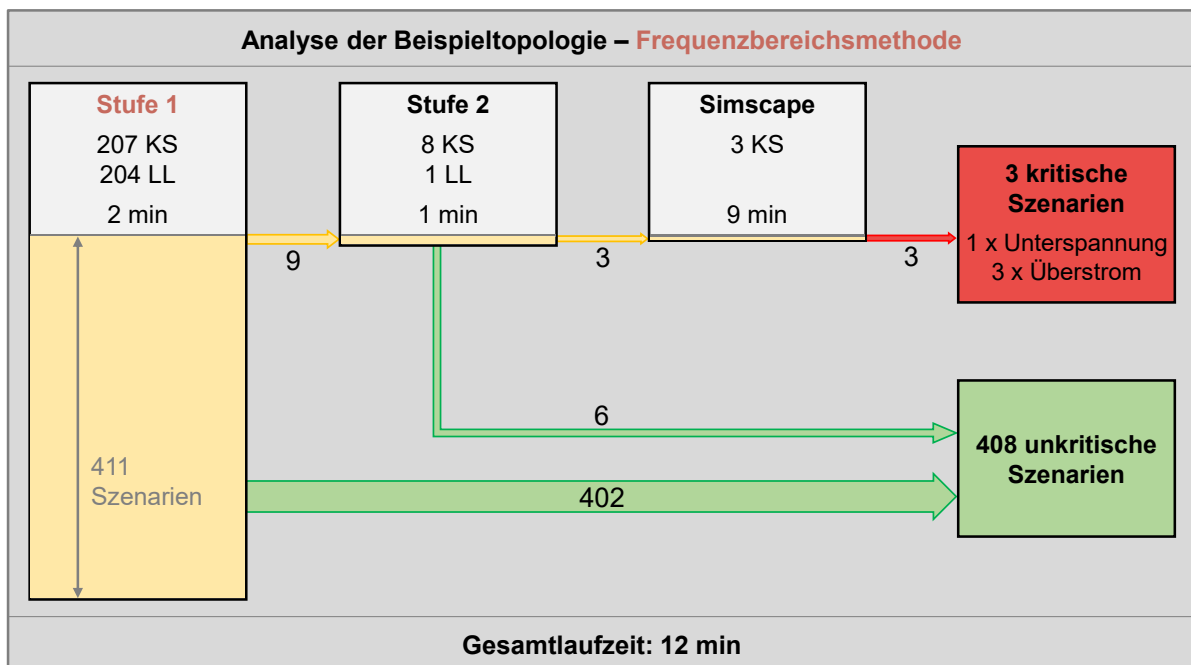


Abbildung 5.17: Ergebnis und Laufzeit der mehrstufigen Analyse der Beispieltopologie mit Frequenzbereichsmethode

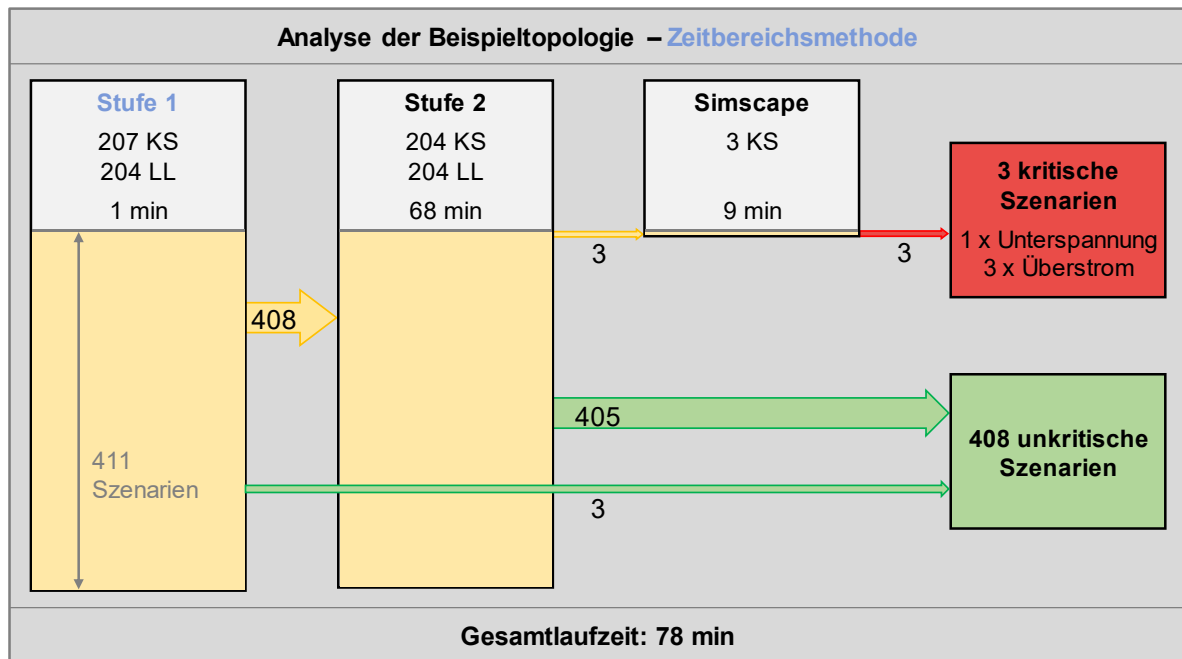


Abbildung 5.18: Ergebnis und Laufzeit der mehrstufigen Analyse der Beispieltopologie mit Zeitbereichsmethode

Aus der Analyse lässt sich außerdem schließen, dass eine laufzeittechnische Optimierung der Vorselektionsalgorithmen nur einen kleinen Einfluss auf die Effizienz des Gesamtworkflows hat. Viel wichtiger für eine kurze Gesamtlaufzeit ist es, dass möglichst viele Szenarien bereits während der Vorselektion als unkritisch aussortiert werden können, da die Laufzeit der abschließenden genauen Simescape-Simulationen den größten zeitlichen Faktor darstellt. Dies wird vor allem durch die Frequenzbereichsmethode erfolgreich erreicht.

Ein weiterer Ansatz zur Verringerung der Berechnungszeit, sowohl für die Vorselektion als auch für die Simescape-Simulationen, kann im speziellen Fall einer Bordnetzkonfiguration mit vielen ähnlichen oder identischen Lasten möglich sein. Fehler identischer Lasten derselben PDU haben identische Auswirkung auf das System, somit können in solchen Fällen einzelne Berechnungen übersprungen werden. In der Praxis ist auch ein Clustering der Lasten denkbar. Alle Lasten einer PDU, deren Stromaufnahme, Stabilisierungskapazität und Leitungslänge innerhalb eines zu definierenden Toleranzbereichs liegen, könnten näherungsweise als identisch angenommen werden. Berechnungen des transienten Störverhaltens müssen anschließend nur für jede Lastgruppe durchgeführt werden. Das untersuchte Beispielnetz stellt in diesem Zusammenhang einen Extremfall dar, da aus Gründen der Einfachheit viele identischen Lasten angenommen wurden. In diesem Beispiel könnte so die Berechnungszeit sowohl des entwickelten Workflows, als auch einer umfangreichen transienten Simulation, um etwa

einen Faktor 10 reduziert werden. Der relative Geschwindigkeitsvorteil durch die Vorselektion bleibt bei einem solchen Vorgehen weiterhin bestehen.

Zusammenfassend lässt sich also sagen, dass die vorgeschlagene Methode zuverlässig kritische Szenarien identifiziert und dadurch im Vergleich zu umfangreichen Zeitbereichssimulationen eine sehr effiziente Analyse des transienten Bordnetzverhaltens ermöglicht. Damit kann die Methode hilfreich für umfangreiche Untersuchungen der Bordnetzstabilität sein. In Kapitel 7 wird die Methode daher angewendet, um ausgewählte konkrete Fragestellungen zur Bordnetzstabilität näher zu beleuchten.

6 Sensitivitätsanalyse zur systematischen Stabilisierung

Mit der entwickelten Methode können kritische Szenarien nun effizient gefunden werden. Im weiteren Verlauf des Entwicklungsprozesses muss das System optimiert werden, um die identifizierten kritischen Pulse zu verhindern. Dies kann durch eine Anpassung einzelner Systemparameter geschehen. Für effektive und kostengünstige Maßnahmen sollten gezielt diejenigen Parameter angepasst werden, die einen großen Einfluss auf den betreffenden Puls haben. Diese können über eine Sensitivitätsanalyse bestimmt werden. Sensitivitätsanalysen werden in der Literatur in verschiedenen Kontexten zur Optimierung von Systemen eingesetzt, z. B. in [113, 135, 136]. Im Folgenden werden zunächst die Grundlagen einer solchen Sensitivitätsanalyse im Zeitbereich erläutert. Anschließend wird eine alternative Methode im Frequenzbereich entwickelt, die schließlich anhand des Beispielsystems validiert wird.

6.1 Sensitivitäten im Zeitbereich

Die Reaktion einer Größe auf eine Änderung eines beliebigen Systemparameters kann durch ihre Sensitivität beschrieben werden. Die normierte Sensitivität einer Größe x bezüglich eines Parameters h ist dimensionslos und wird definiert als [109, S. 186]:

$$S_h^x = \frac{h}{x} \frac{\partial x}{\partial h} \quad (6.1)$$

Eine Sensitivität von $S_h^x = 1$ bedeutet demnach, dass eine Erhöhung von h um 1 % zu einer Erhöhung von x um etwa 1 % führt. Da die Ableitung eine lokale Eigenschaft ist, lassen sich die Auswirkungen größerer Parameteränderungen hierüber zwar nicht exakt voraussagen. Um signifikante Einflussgrößen zu identifizieren, kann diese Maßzahl dennoch hilfreich sein.

Für eine stabile Energieversorgung sind, wie in den vorigen Kapiteln erläutert, insbesondere Unterspannungen sowie transiente Spannungs- und Strompeaks von Interesse. Die entsprechenden Sensitivitäten $S_h^{\hat{U}}$, $S_h^{\hat{I}}$ bzw. $S_h^{\hat{U}}$ müssen demnach bestimmt werden. Da eine analytische Bestimmung der benötigten Ableitung in großen Systemen nicht möglich ist, ist eine Annäherung mittels Differenzenquotient notwendig:

$$\frac{\partial x}{\partial h} \approx \frac{x(h_0 + \Delta h) - x(h_0)}{\Delta h} \quad (6.2)$$

Neben dem bekannten Wert der Größe x bei nominaler Parametrierung h_0 , muss der Wert x also auch für einen um Δh variierten Parameter bestimmt werden. Beispielhaft wird im Folgenden eine Parametervariation von 1 % des Nominalwerts angenommen. Für eine statische Unterspannung kann der gesuchte Wert durch eine einfache DC-

Simulation mit neuer Parametrierung bestimmt werden. Zur Bestimmung der Sensitivität von Strom- oder Spannungspeaks nach Schaltvorgängen ist hingegen eine weitere transiente Simulation notwendig. Für große Systeme mit tausenden von Parametern ist eine Sensitivitätsanalyse im Zeitbereich daher unpraktikabel, da ebenso viele zeitaufwändige Simulationen benötigt werden.

Darüber hinaus muss bei der Bestimmung von Strompeak-Sensitivitäten der Einfluss von Schaltvorgängen berücksichtigt werden. In Abbildung 6.1 ist beispielhaft ein Strompuls einer eFuse skizziert, der die Überstrom-Abschaltung dieser Sicherung auslöst. Durch diesen Schaltvorgang wird die Stromamplitude auf $I_{\text{OCP}} = \hat{I}_1$ begrenzt. Auch mit einer leicht veränderten Parametrierung wäre dies der Fall, da I_{OCP} ein konstanter Parameter der Sicherung ist. Die bestimmte Sensitivität $S_h^{\hat{I}_1}$ hätte somit für jeden Parameter h den Wert Null. Ohne die Überstrom-Abschaltung würde sich der gestrichelte Verlauf mit dem Peak \hat{I}_2 ergeben. Um den tatsächlichen Peak zu reduzieren und die Fehlabschaltung zu verhindern ist also die Sensitivität $S_h^{\hat{I}_2}$ relevant. Zur simulativen Bestimmung von $S_h^{\hat{I}_2}$ muss die betroffene Überstrom-Abschaltung also selektiv deaktiviert werden.

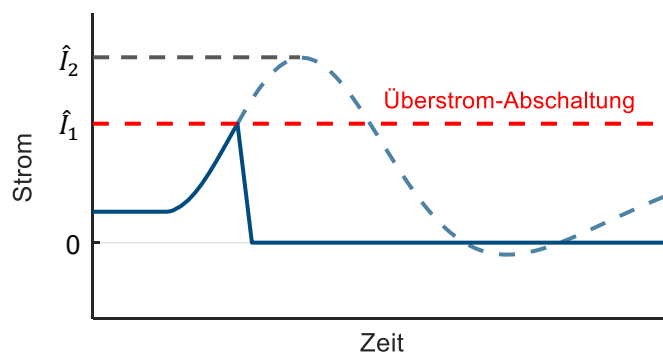


Abbildung 6.1: Durch Überstrom-Abschaltung begrenzter Sicherungsstrom und theoretischer Verlauf ohne Begrenzung (blau gestrichelt)

6.2 Sensitivitäten im Frequenzbereich

Aufgrund der erläuterten Nachteile der Berechnung von Zeitbereichssensitivitäten wird nun eine alternative Methode erarbeitet. Aufbauend auf der Frequenzbereichsmethode zur Pulsabschätzung (Kapitel 4.6) soll die Sensitivität des Zeitbereichsverhaltens ebenfalls im Frequenzbereich effizient abgeschätzt werden. In Abbildung 6.2 ist ein beispielhafter Betragsgang $|G(s)|$ eines Koppelpfades zu sehen. Die Funktion

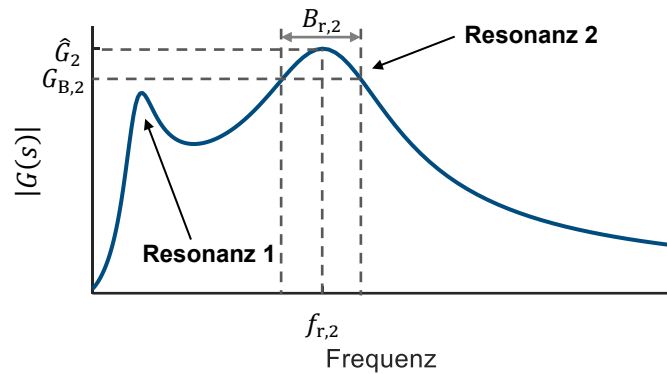


Abbildung 6.2: Frequenzgang einer beispielhaften Übertragungsfunktion eines Koppelpfads mit zwei Resonanzpeaks

weist zwei Resonanzpeaks mit jeweils einer Resonanzfrequenz f_r und einem Spitzenwert \hat{G} auf. Darüber hinaus lässt sich eine Bandbreite B_r definieren, die allgemein durch einen Abfall der Amplitude auf den Wert G_B gekennzeichnet ist. Nach Gleichung (6.1) können analog für jeden Resonanzpeak die Sensitivitäten $S_h^{\hat{G}}$ und $S_h^{f_r}$ definiert werden. Die Frage ist nun, wie sich diese Sensitivitäten im Frequenzbereich zu denen im Zeitbereich verhalten, und ob sie genutzt werden können, um transiente Pulse zu verringern.

Wird eine Übertragungsfunktion mit einem Faktor multipliziert, entspricht dies im Zeitbereich ebenfalls einer Multiplikation mit demselben Faktor. Eine größere Amplitude im Frequenzbereich führt also zu einem größeren Zeitbereichspeak. Es ist demnach zu erwarten, dass eine große positive Amplitudensensitivität $S_h^{\hat{G}}$ grundsätzlich mit einer großen positiven Sensitivität $S_h^{\hat{G}}$ bzw. $S_h^{f_r}$ korreliert. Zur Interpretation der Frequenzsensitivität muss die Systemanregung durch die sprungförmige Schaltflanke berücksichtigt werden. Das Spektrum eines Sprungs ist proportional zu $1/f$ für $f > 0$ [137, S. 364]; hohe Frequenzen werden durch einen Schaltvorgang also weniger stark angeregt. Eine positive Frequenzsensitivität $S_h^{f_r}$ ist daher mit einer negativen Zeitbereichsensitivität assoziiert, da die Resonanz in diesem Fall in einen weniger angeregten Bereich verschoben wird.

Diese Zusammenhänge gelten allerdings zunächst nur im Falle einer einzelnen Resonanz. Wenn, wie z. B. in Abbildung 6.2, mehrere Resonanzpeaks vorhanden sind, haben alle einen Einfluss auf das Zeitbereichsverhalten. Die Idee ist nun, den kombinierten Einfluss aller K Resonanzen zu beschreiben, indem jede Resonanz gewichtet wird und anschließend eine gemittelte Sensitivität bestimmt werden kann. Aus diesem Grund wird für jede Resonanz i der Gewichtungsfaktor g_i definiert (siehe Gleichung

(6.3)). In Anlehnung an die vorangegangene Erklärung ist die Amplitude \hat{G}_i einer Resonanz proportional und die Resonanzfrequenz $f_{r,i}$ umgekehrt proportional zur Gewichtung. Darüber hinaus ist zu erwarten, dass eine Resonanz, die einen breiten Frequenzbereich betrifft, einen größeren Effekt auf den Zeitbereichspuls hat als eine schmale Resonanz. Daher wird die Bandbreite $B_{r,i}$ ebenfalls proportional berücksichtigt.

$$g_i = \frac{B_{r,i} \hat{G}_i}{f_{r,i}} \quad (6.3)$$

Da die Gewichtungsfaktoren nur eine relative Bedeutung untereinander haben, ist der Absolutwert der Bandbreite nicht von Bedeutung. Die Bandbreite wird daher durch einen Amplitudenabfall von 1 % definiert (Gleichung (6.4)). So kann diese auch für weniger ausgeprägte Resonanzpeaks bestimmt werden.

$$G_{B,i} = 0,99 \cdot \hat{G}_i \quad (6.4)$$

Aus den einzelnen Resonanzen werden anschließend über eine gewichtete Summe die gemittelte Amplituden- und Frequenzsensitivität bestimmt:

$$\bar{S}_h^{\hat{G}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^K g_i} \sum_{i=1}^K g_i S_h^{\hat{G}_i} \quad (6.5)$$

$$\bar{S}_h^{f_r} = \frac{1}{\sum_{i=1}^K g_i} \sum_{i=1}^K g_i S_h^{f_{r,i}} \quad (6.6)$$

Wie bereits erklärt, korrelieren eine positive Amplituden- und eine negative Frequenzsensitivität isoliert betrachtet mit einer positiven Sensitivität im Zeitbereich. Demnach ist es denkbar, beide Sensitivitäten zu einer einzelnen Sensitivität \bar{S}_h zu kombinieren:

$$\bar{S}_h = \bar{S}_h^{\hat{G}} - \bar{S}_h^{f_r} \quad (6.7)$$

Im Vergleich zur Bestimmung von Zeitbereichssensitivitäten ist im Frequenzbereich nun eine deutlich effizientere Berechnung möglich. Zur groben Bestimmung der Resonanzpeaks wird die Übertragungsfunktion zunächst an einigen Frequenzstellen ausgewertet. Genaue Werte der Resonanzfrequenzen und -amplituden können schließlich über das Newton-Raphson-Verfahren [138, S. 339] bestimmt werden. Hierbei wird die Gleichung (6.8) iterativ angewendet, um die Frequenz des Maximums der Übertragungsfunktion bzw. der Nullstelle ihrer Ableitung zu bestimmen. Die Iteration wird abgebrochen, sobald die Änderung pro Iteration unter 10^{-6} fällt. Die Ableitungen werden per Differenzenquotient bestimmt.

$$f_{r,n+1} = f_{r,n} - \frac{\partial \hat{G} / \partial f}{\partial^2 \hat{G} / \partial f^2} \quad (6.8)$$

Die in Abbildung 6.1 beschriebene Problematik bei der Sensitivitätsberechnung transienter Strompulse im Zeitbereich existiert im Frequenzbereich ebenfalls nicht; durch die Übertragungsfunktion wird, wie in Kapitel 4.3 näher ausgeführt, der aktuelle, linearisierte Arbeitspunkt beschrieben.

6.3 Beispielhafte Anwendung

Die diskutierten Ansätze sollen nun auf das bekannte Bordnetz aus Kapitel 4.1 angewendet werden. Wie bereits gezeigt, führt ein Kurzschlussfehler der Leitung 3 auf Seiten der PDU 2 zu einem transienten Überstrom der Sicherung der Lasten 131–140 (siehe Abbildung 5.2). Beispielhaft soll das System nun mithilfe der Sensitivitätsanalyse stabilisiert werden, sodass dieser kritische Puls nicht mehr auftritt. Die Übertragungsfunktion dieses Szenarios ist in Abbildung 6.3 als Betragsgang dargestellt.

Für dieses Szenario werden nun die Frequenzbereichsensitivitäten für insgesamt 1.292 Systemparameter berechnet. Dies beinhaltet alle Leitungslängen und -querschnitte, Kapazitäten, ESRs und Widerstände. Abbildung 6.4 zeigt die acht größten kombinierten Sensitivitäten \bar{S}_h in rot und die entsprechenden Amplitudensensitivitäten $\bar{S}_h^{\hat{G}}$ in blau. Zusätzlich sind kleinere Sensitivitäten von drei zufällig gewählten Komponenten dargestellt. Die Differenz zwischen $\bar{S}_h^{\hat{G}}$ und \bar{S}_h entspricht der Frequenzsensitivität $\bar{S}_h^{f_r}$. Diese ist verhältnismäßig klein, der Einfluss der Frequenzsensitivität ist daher in guter Näherung vernachlässigbar. Zur Validierung werden für die gezeigten Parameter die zugehörigen Zeitbereichsensitivitäten S_h^f per Simscape-Simulation ermittelt. In Abbildung 6.4 sind diese in grau dargestellt. Im Allgemeinen kann eine gute Übereinstimmung mit den Frequenzbereichsergebnissen beobachtet werden. Die größten

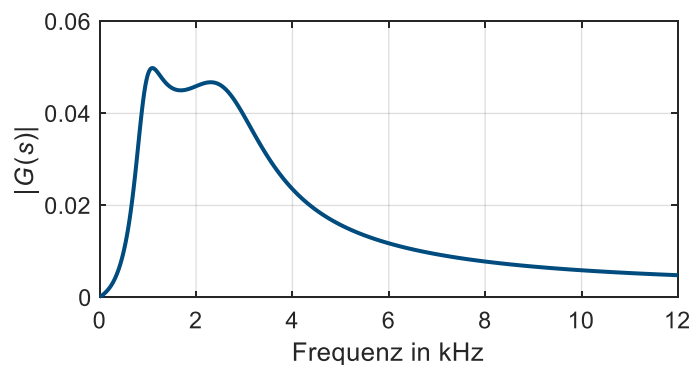


Abbildung 6.3: Betragsgang der Übertragungsfunktion des untersuchten Szenarios

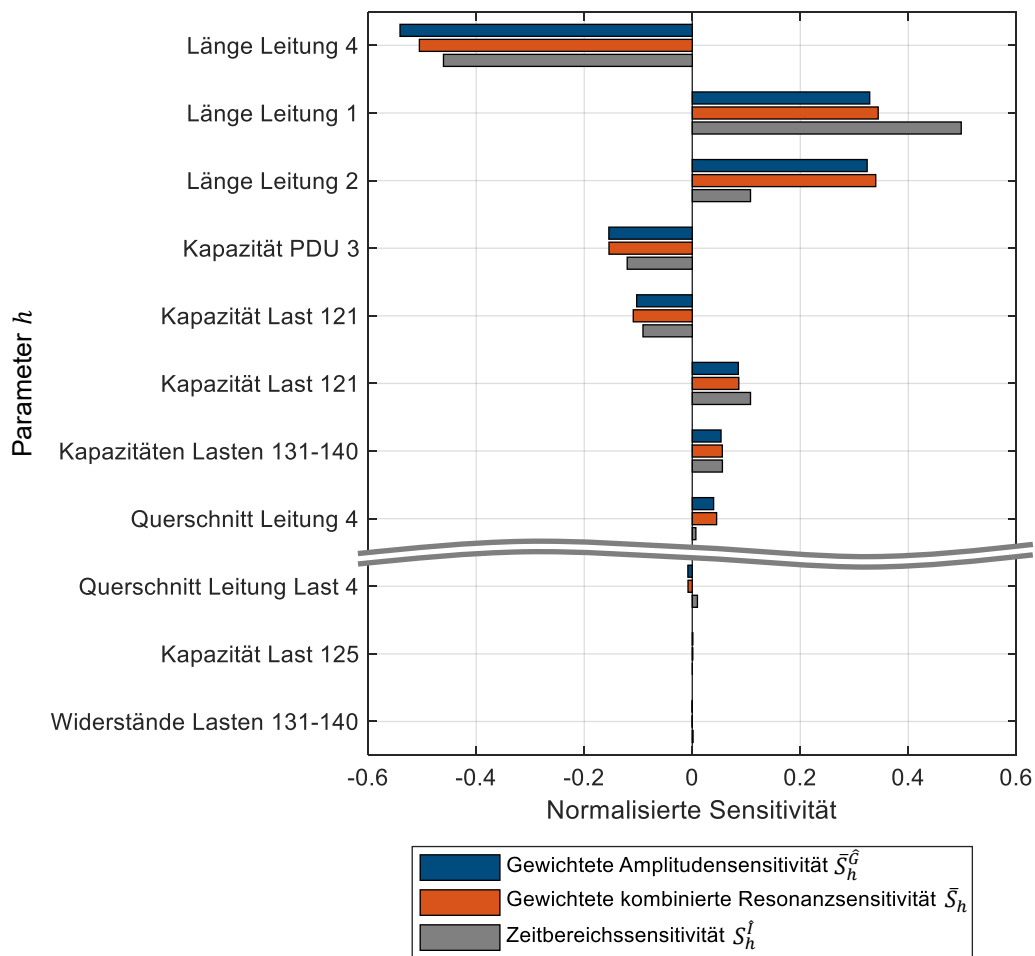


Abbildung 6.4: Vergleich von Zeit- und Frequenzbereichssensitivitäten des betrachteten kritischen Pulses. Darstellung der acht größten und drei zufälliger kleinerer Sensitivitäten.

Abweichungen treten für die Längen der Leitungen 1 (Batterie) und 2 (DC/DC-Wandler) auf. Dies lässt sich dadurch erklären, dass bei diesen beiden Parametern die Auswirkung des nichtlinearen Verhaltens des DC/DC-Wandlers (Strombegrenzung), welches im Frequenzbereich nicht berücksichtigt wird, am größten ist. Insgesamt scheint die Methode jedoch gut geeignet, die einflussreichsten Parameter zu identifizieren. Die Ergebnisse sollen nun genutzt werden, um das System gezielt anzupassen und den kritischen Strompuls zu verringern, sodass keine fehlerhafte Auslösung der Sicherung mehr auftritt. Die Längen der Versorgungsleitungen, insbesondere die der Leitung 4, haben den größten Einfluss auf das untersuchte Szenario. Aufgrund der hohen negativen Sensitivität könnte die Länge der Leitung 4 erhöht werden. Eine Simscape-Simulation mit einer Leitungslänge von 5 m statt der bisherigen 3 m wird durchgeführt. Der resultierende Strompeak und die neue Übertragungsfunktion sind in Gelb in Abbildung 6.5 im Vergleich zur ursprünglichen Parametrierung (blau) dargestellt. Durch die Anpassung ist der Strompeak nun unkritisch.

Eine Anpassung der Leitungslängen kann jedoch in realen Systemen unter Umständen nicht möglich sein. Dies kann durch die geometrischen Gegebenheiten, aber auch durch Gewicht und Kosten des Kabelbaums begründet sein. Eine praktikablere Lösung könnte in diesem Fall die Adaption einzelner Kapazitäten sein. Die größten Sensitivitäten zeigen hier die Kapazitäten von PDU 3 und Last 121. Alternativ wird daher nun $C_{\text{PDU},3}$ von 1 mF auf 3,3 mF, und $C_{\text{last},121}$ von 680 μF auf 2,2 mF erhöht. Wie in Abbildung 6.5 in Grün dargestellt ist, ist auch dies eine effektive Abhilfemaßnahme.

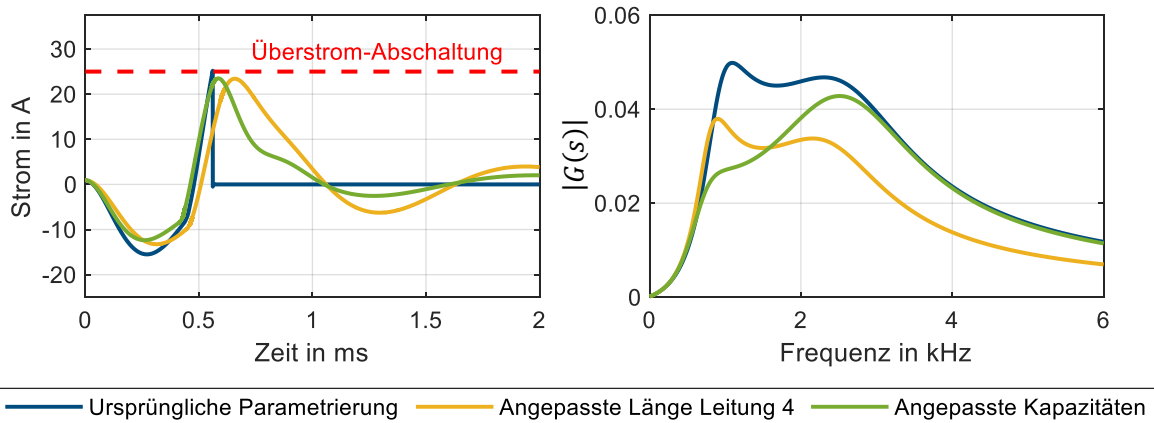


Abbildung 6.5: Beispielhafte Abhilfemaßnahmen zur Reduzierung des kritischen Strompulses. Strom der Sicherung der Lasten 131–140 (links) und zugehörige Übertragungsfunktion (rechts)

Das Beispiel bestätigt außerdem, dass der Berechnungsaufwand für die Frequenzbereichsensitivitäten deutlich geringer ist. Für die Berechnung aller Sensitivitäten mit einem Intel i7-11850H-Prozessor und 16 GB RAM wurden im Frequenzbereich 1.821 s benötigt, also etwa 1,4 s pro Systemparameter. Eine Simscape-Simulation für die Bestimmung einer einzelnen Sensitivität benötigt etwa 173 s. Die Berechnung im Frequenzbereich ist in diesem Fall also etwa 99,2 % schneller, der Speedup-Faktor beträgt demnach 122,7.

Eine Sensitivitätsanalyse, insbesondere im Frequenzbereich, ist somit eine effiziente Möglichkeit zur gezielten Stabilisierung eines Systems.

7 Untersuchung ausgewählter praktischer Fragestellungen

Die gewonnenen Erkenntnisse und entwickelten Methoden können nun angewendet werden, um die transiente Stabilität von Energiebordnetzen zu analysieren, zu vergleichen und zu optimieren. Beispielhaft sollen im Folgenden zwei praktische Fragestellungen diskutiert werden.

Zunächst wird die transiente Stabilität eines eFuse-basierten Bordnetzes mit der eines konventionell durch Schmelzsicherungen abgesicherten Netzes verglichen. Die entwickelte Vorselektionsmethode wird hier nun als Tool angewendet, der Fokus liegt jetzt jedoch auf den Ergebnissen, also den Vor- und Nachteilen des jeweiligen Sicherungstyps.

Als weiteres praktisches Szenario wird das Störverhalten eines per PWM angesteuerten Verbrauchers untersucht. Aufgrund des periodischen Schaltens stellt dies eine Erweiterung der bisher betrachteten Szenarien dar. Es wird analysiert, inwieweit die entwickelten Methoden auch hier sinnvoll angewendet werden können.

7.1 Vergleich Schmelzsicherung und elektronische Sicherung

Wie bereits in Kapitel 2.2.6 ausgeführt, werden konventionelle Schmelzsicherungen zunehmend durch elektronische Sicherungen ersetzt. Welche Auswirkungen diese Entwicklung konkret auf das transiente Verhalten des Energiebordnetzes hat, soll nun näher untersucht werden. Zum Vergleich wird hierzu wieder das Beispielsystem aus Kapitel 4.1 betrachtet. Anstelle der bisher untersuchten eFuse-Konfiguration werden nun jedoch Schmelzsicherungen angenommen.

Zunächst wird die Topologie mit der entwickelten Vorselektionsmethode analysiert, um die kritischen Kurzschlussfehler zu identifizieren. Während in der ersten Stufe der Vorselektion noch zwölf Szenarien als potentiell kritisch identifiziert werden, weisen in der genauen Simscape-Simulation schließlich sechs Kurzschlusszenarien tatsächlich ein kritisches transientes Verhalten auf. In allen sechs Fällen wird der definierte Grenzwert für eine Unterspannung ($< 6 \text{ V}$ für $> 100 \mu\text{s}$) unterschritten, in fünf Fällen treten zudem transiente Überspannungen $> 27 \text{ V}$ auf (vgl. Tabelle 7.1). Neben den drei Fehlerzenarien, die auch bei Verwendung von eFuses zu kritischen Pulsen führen (Tabelle 5.2), betrifft dies außerdem Kurzschlüsse der Lasten 41 und 121 sowie der Leitung 4 auf Seiten der PDU 1. Eine detaillierte Auflistung aller Auswirkungen dieser Fehlerfälle ist in Anhang A.3 zu finden. Im Folgenden werden die zentralen Unterschiede beider Sicherungstypen im Hinblick auf das transiente Bordnetzverhalten anhand eines konkreten Szenarios herausgearbeitet.

**Tabelle 7.1: Analyse des Beispielbordnetzes mit Schmelzsicherungen.
Vergleich mit bereits untersuchter eFuse-Konfiguration in Klammern**

		Untersuchung Kurzschlussfehler		
		Stufe 1	Stufe 2	Simscape
Beobachtete Auswirkungen	Transiente Überspannung	5 / 207	5 / 207	5 / 207
	Verbraucher	(eFuse: 2)	(eFuse: 0)	(eFuse: 0)
	Transiente Unterspannung	12 / 207	6 / 207	6 / 207
	Verbraucher	(eFuse: 7)	(eFuse: 1)	(eFuse: 1)

7.1.1 Beeinträchtigung einer Sicherung durch transiente Pulse

Wie bereits erläutert, wird eine eFuse grundsätzlich ausgelöst, sobald der Strom den Grenzwert der integrierten Überstrom-Abschaltung zum Schutz des Halbleiters überschreitet. In Kapitel 5 hat sich in einer großen und realitätsnahen Topologie schließlich gezeigt, dass Überstrompeaks von Schaltvorgängen andere Sicherungen auf diese Weise auslösen können. Abbildung 7.1 (oben) zeigt einen solchen Fall am Beispiel eines Kurzschlusses von Leitung 4 an der PDU 3. Der transiente Strompuls, der durch das Trennen des Kurzschlusses verursacht wird, sorgt hier dafür, dass die Sicherung 11 der PDU 1 ihre Abschaltgrenze erreicht und die Lasten 11–20 somit von der Versorgung getrennt werden. Das gleiche Szenario ist in Abbildung 7.1 (unten) auch für die Bordnetzvariante mit Schmelzsicherungen dargestellt; das Verhältnis zwischen linker und rechter Achsenskalierung ist dabei identisch zum eFuse-Szenario. Auch bei Verwendung von Schmelzsicherungen resultiert das Abschalten des Fehlerstroms in einer hohen Stromamplitude der Sicherung 11. Allerdings führt dies nicht zu einem Auslösen der betreffenden Sicherung, was in der trägen thermischen Funktionsweise begründet liegt. Die schnell abklingende Stromoszillation verursacht in der Simulation lediglich einen Temperaturanstieg von etwa 10°C. Während transiente Schaltpulse also andere eFuses beeinträchtigen können, sind bei Schmelzsicherungen hierdurch keine Auswirkungen auf die Funktion zu erwarten.

7.1.2 Auswirkung auf Lastspannungsstabilität

Neben der potentiellen Beeinträchtigung anderer Sicherungen unterscheiden sich auch die Auswirkungen auf die Lastspannungsstabilität je nach Sicherungstyp. Wie in den präsentierten Ergebnissen beider Bordnetzvarianten zu sehen ist, treten bei Verwendung von Schmelzsicherungen deutlich mehr transiente Unterspannungen an Verbrauchern auf. Ebenso treten transiente Überspannungen auf, was in der eFuse-

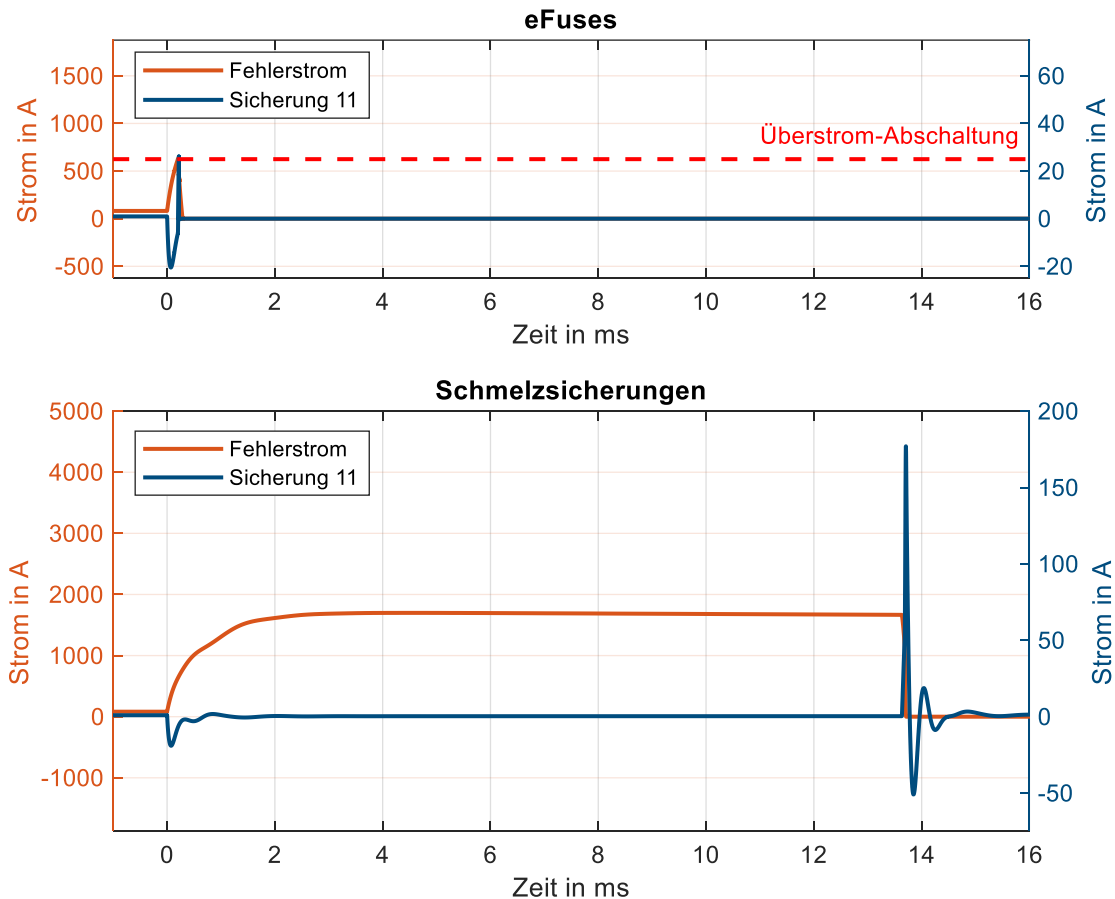


Abbildung 7.1: Vergleich der eFuse- und Schmelzsicherungs-Konfigurationen. Kurzschluss der Leitung 4 @ PDU 3 und Auswirkung auf Strom der Sicherung 11 (PDU 1)

Konfiguration nicht der Fall ist. Abbildung 7.2 veranschaulicht dies am Beispiel der Spannung der Last 1. Es wird weiterhin der gleiche Fehlerfall betrachtet (Kurzschluss Leitung 4 @ PDU 3). Der Grund für die schlechtere Spannungsstabilität bei Verwendung von Schmelzsicherungen liegt erneut in deren thermischem Wirkprinzip begründet. eFuses begrenzen den Strom bei einem Kurzschluss im System aktiv, indem der MOSFET nach Erreichen des Grenzwerts I_{OCp} innerhalb einiger μs abschaltet. Im Falle einer Schmelzsicherung wird der Kurzschlussstrom lediglich durch den ohmschen Widerstand des Kurzschlusspfads begrenzt. Somit resultiert im Beispiel ein fast dreimal so großer Fehlerstrom, was wiederum zu deutlich größeren Spannungsabfällen entlang der Versorgungsleitung führt. Da die Sicherung außerdem deutlich langsamer auslöst, dauern die Unterspannungen im Vergleich zur eFuse sehr lange an. Im gezeigten Beispiel beträgt die Unterspannungszeit der Schmelzsicherung $t_s^{<6V} = 13,4 \text{ ms}$, bei der eFuse fällt die Spannung hingegen nicht unter 6 V ($t_e^{<6V} = 0$). Wird der höhere Fehlerstrom schließlich ausgeschaltet, verursacht dies größere Spannungsspeaks im System.

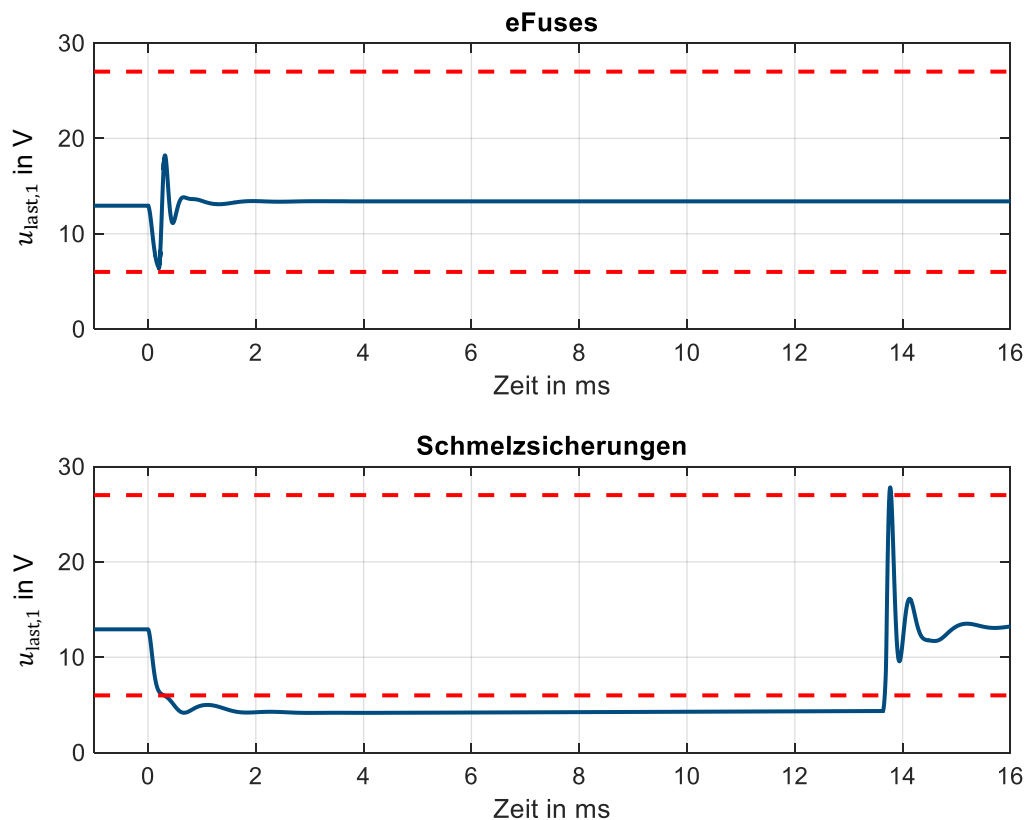


Abbildung 7.2: Vergleich der eFuse- und Schmelzsicherungs-Konfigurationen. Kurzschluss der Leitung 4 @ PDU 3 und Auswirkung auf Spannung der Last 1

7.1.3 Fazit

Es zeigt sich, dass beide Sicherungstypen Vor- und Nachteile bezüglich ihrer Auswirkungen auf das transiente Bordnetzverhalten haben. Schmelzsicherungen sind aufgrund ihres thermischen Wirkprinzips robust gegen transiente Pulse, während eFuses durch Strompeaks eines anderen Schaltvorgangs unbeabsichtigt ausgelöst werden können. Wie in Kapitel 5 beispielhaft gezeigt, lassen sich solche Strompeaks jedoch durch gezielte Anpassung von Systemparametern mit großer Sensitivität reduzieren. Auch weitere Abhilfemaßnahmen wie eine stärkere Begrenzung von kritischen Kurzschlussströmen oder eine Überdimensionierung einzelner betroffener eFuses ist im Einzelfall denkbar [A17].

Die träge Funktionsweise von Schmelzsicherungen ist dagegen zugleich auch ihr großer Nachteil, da diese zu kritischen Unterspannungen und hohen Überspannungen führen kann. Eine Reduktion von Überspannungspeaks kann beispielsweise wieder durch eine geeignete Kapazitätsauslegung des Systems erreicht werden. Für die Unterspannungen, die viele Millisekunden andauern können, ist dies im Allgemeinen je-

doch nicht möglich. Eine Erhöhung der Kabelquerschnitte zur Verringerung des Spannungsabfalls im Fehlerfall ist hier grundsätzlich denkbar, jedoch mit erhöhten Kosten und Gewicht verbunden. Die im Rahmen des automatisierten Fahrens geforderte Trennung eines Fehlers innerhalb von $100 \mu\text{s}$ [8] lässt sich mit Schmelzsicherungen ebenfalls nicht erreichen. eFuses werden daher für zukünftige, hochzuverlässige Energiebordnetze aller Voraussicht nach eine essentielle Rolle spielen.

7.2 Analyse von Störungen durch PWM-Verbraucher

Im Gegensatz zu den bisher betrachteten Szenarien mit einmaligem Schaltvorgang infolge eines Leitungsfehlers ergibt sich bei PWM-Ansteuerung eines Verbrauchers eine veränderte Fragestellung. Grundsätzlich ist zu erwarten, dass die einzelnen Schaltpulse bei einer PWM-Ansteuerung aufgrund der nominalen Ströme weniger kritisch sind als in einem Kurzschlussfall mit großen Fehlerströmen. Durch das periodische Schalten sind die Bordnetzkomponenten den Schaltpulsen nun allerdings über einen längeren Zeitraum ausgesetzt. Außerdem sind Resonanzüberhöhungen denkbar, wenn durch die PWM-Frequenz entsprechende Resonanzen im Bordnetz angeregt werden. Dies könnte beispielsweise dazu führen, dass Kondensatoren im Bordnetz mit einem unzulässig hohen Rippelstrom belastet werden und so vorzeitig ausfallen. Dieser Fehlermechanismus soll im Folgenden unter Verwendung der entwickelten Methoden näher analysiert werden. Zwei mögliche praktische Realisierungen eines PWM-gesteuerten Verbrauchers in einem eFuse-basierten Bordnetz sind in Abbildung 7.3 dargestellt. In Variante 1 wird die PWM direkt über die zuständige Sicherung innerhalb der PDU ein- und ausgeschaltet. Alternativ findet das Schalten innerhalb der Komponente selbst statt.

Ein einzelner Schaltvorgang einer solchen PWM-Ansteuerung ist vergleichbar mit den bisher betrachteten Schaltvorgängen. Die hieraus resultierenden Peaks der

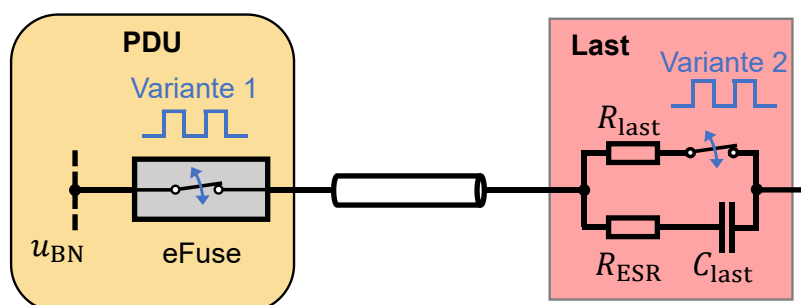


Abbildung 7.3: Beispielhafter Verbraucher mit zwei möglichen Realisierungen einer PWM-Ansteuerung

Kapazitätsströme lassen sich also mit der entwickelten Frequenzbereichsmethode aus Kapitel 4.6 abschätzen. Damit die gesuchten Ströme im Lösungsvektor der MNA auftauchen, muss lediglich eine Spannungsquelle seriell zu den Kapazitäten eingefügt werden (vgl. Abschnitt 4.6.2). Durch Parametrierung dieser Spannungsquelle mit 0 V wird das Systemverhalten hiervon nicht beeinflusst. Liegt der berechnete Puls in der Größenordnung des zulässigen Rippelstroms oder sogar deutlich darüber, ist dies ein Hinweis auf einen besonders beeinträchtigten Kondensator. Eine Worst-Case-Abschätzung ist durch die berechneten Pulse in diesem Fall jedoch nicht garantiert, da die Frequenzbereichsmethode von einer einmaligen sprungförmigen Anregung ausgeht. Anstatt eines Sprungs mit kontinuierlichem, abfallendem Frequenzspektrum, wird das System durch das periodische Schalten mit der Frequenz f_{PWM} nun näherungsweise mit einem Rechteckpuls angeregt. Bei der Frequenz f_{PWM} (und deren Oberwellen) ergibt sich somit eine stärkere Anregung des Systems im Vergleich zu einem einzelnen Schaltvorgang. Liegt im betrachteten Koppelpfad eine Resonanz in der Nähe von f_{PWM} vor, kann dies signifikante Oszillationen zur Folge haben. Eine Möglichkeit zur Identifikation solcher kritischen PWM-Frequenzen kann die Betrachtung der komplex konjugierten Polstellen der entsprechenden Koppelpfade sein. Diese werden durch die Frequenzbereichsmethode approximiert und liegen somit bereits vor. Im Folgenden wird dies in einem konkreten Beispielszenario untersucht. Betrachtet wird erneut das in Kapitel 4.1 vorgestellte Bordnetz in eFuse-Konfiguration. Es wird nun angenommen, dass Last 1 über eine PWM in der Variante 2 angesteuert wird (Tastgrad 50 %). Als zulässiger Kondensator-Rippelstrom ist in [139] für einen typischen 35-V-Elektrolytkondensator mit 1 mF ein Effektivwert von 1,8 A angegeben. Dieser wird beispielhaft als Grenzwert für alle Kondensatoren im System herangezogen. Für dieses Schaltszenario wird nun die Frequenzbereichsmethode angewendet, um die resultierenden Strompeaks der einzelnen Kondensatoren abzuschätzen. In Abbildung 7.4 sind die Kondensatoren mit den größten berechneten Peaks dargestellt. Wie zu erwarten, ist die Kapazität $C_{\text{last},1}$ der PWM-Last selbst am stärksten betroffen. Da dies aber bereits bei der Entwicklung dieser Einzelkomponente berücksichtigt werden kann, ist dieser Fall im Folgenden weniger von Interesse. Aber auch die Kondensatoren des DC/DC-Wandlers und der PDU 1 liegen in der Abschätzung deutlich über dem zulässigen Effektivwert von 1,8 A. Ob diese Wechselwirkungen jedoch tatsächlich zu einer Überlastung der Kondensatoren führen, hängt neben der Genauigkeit dieser

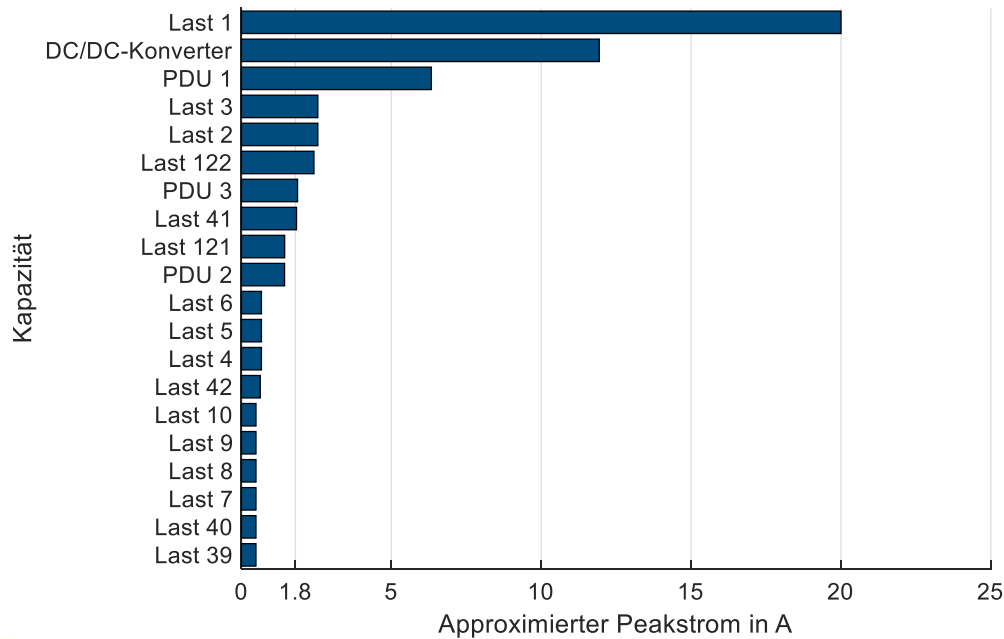


Abbildung 7.4: Mit Frequenzbereichsmethode approximierte Strompeaks der Kapazitäten

Approximation insbesondere von der Schaltfrequenz f_{PWM} ab, die einen Einfluss auf Resonanzüberhöhungen und den resultierenden Scheitelfaktor der periodischen Störung hat.

Dies wird nun für den Kondensator des DC/DC-Wandlers näher analysiert. Zunächst werden die Polstellen betrachtet, die für den entsprechenden Koppelpfad im Frequenzbereich approximiert wurden. Die kritischste PWM-Frequenz soll auf Basis des dominanten Polpaars abgeschätzt werden. Zur Bewertung der Dominanz von Polstellen existieren je nach Anwendungsfall verschiedene Maßzahlen. Da hier der Resonanzfall von besonderem Interesse ist, wird nach [129, S. 310] das Maximum des Amplitudengangs der jeweiligen Partialbrüche aus (4.27) als Dominanzmaß betrachtet:

$$D_{\text{peak},j} = \left| \frac{c_j}{\text{Re}\{p_j\}} \right| \quad (7.1)$$

In Tabelle 7.2 sind alle neun Polstellen des diskutierten Szenarios inklusive Eigenfrequenz $f_n = |p_j|/(2\pi)$ und Dominanzmaß D_{peak} aufgelistet. Das dominanteste Polpaar besitzt demnach eine Eigenfrequenz von 3,57 kHz.

Mit diesen Informationen kann nun eine Simscape-Simulation durchgeführt werden, um zu überprüfen, ob das vorliegende Szenario tatsächlich zu einer kritischen Belastung führt. Abbildung 7.5 zeigt die durch den PWM-Verbraucher verursachte

Tabelle 7.2: Approximierte Polstellen der Kopplung zwischen PWM-Störung und Kapazität $C_{DC/DC}$ inklusive Frequenz und Dominanzmaß

	Polstelle	Frequenz	$D_{\text{peak}}/10^{-3}$
1	$-918,0 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$	146,1 kHz	0,5
2, 3	$(-1,61 \pm 3,86j) \cdot 10^3 \text{ rad/s}$	664,9 Hz	44,8
4, 5	$(-4,90 \pm 13,3j) \cdot 10^3 \text{ rad/s}$	2,26 kHz	392,4
6, 7	$(-10,5 \pm 19,7j) \cdot 10^3 \text{ rad/s}$	3,57 kHz	511,8
8, 9	$(-19,2 \pm 26,8j) \cdot 10^3 \text{ rad/s}$	5,26 kHz	154,6

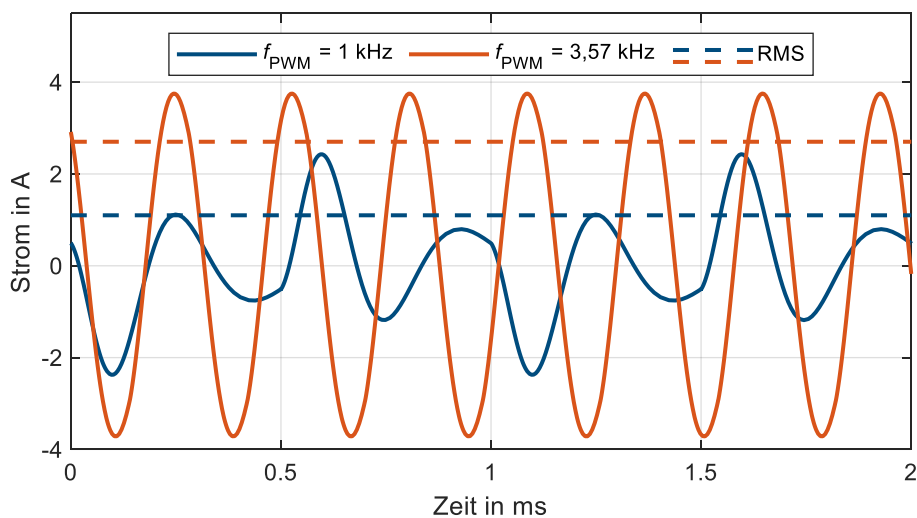


Abbildung 7.5: Stromverlauf der Kapazität $C_{DC/DC}$ bei PWM-Ansteuerung von Last 1 mit zwei verschiedenen Frequenzen

periodische Störung für $C_{DC/DC}$. Neben der identifizierten kritischen Frequenz von $f_{\text{PWM}} = 3,57 \text{ kHz}$ ist zum Vergleich auch die simulierte Störung einer PWM mit $f_{\text{PWM}} = 1 \text{ kHz}$ dargestellt. Während sich bei 1 kHz für die Störung noch ein unkritischer Effektivwert von 1,1 A ergibt, ist bei 3,57 kHz eine deutliche Resonanzhöhung zu erkennen. Diese führt tatsächlich zu einem kritischen Effektivwert von 2,7 A.

Ein analoges Vorgehen zeigt in diesem Szenario auch für die Kapazitäten von PDU 1 und – wie zu erwarten – Last 1 eine Überschreitung des definierten Grenzwerts. Eine Realisierung der PWM-Ansteuerung entsprechend der Variante 1 führt zu sehr ähnlichen Ergebnissen.

Die entwickelte Methode kann also auch zur effizienten Analyse von periodischen Schaltvorgängen angewendet werden. Eine weitere Optimierung der Methode für diesen Anwendungsfall ist denkbar. Existieren beispielsweise mehrere ähnlich dominante Polpaare, kann die kritischste PWM-Frequenz unter Umständen nicht unmittelbar abgeleitet werden. Die Resonanzen der einzelnen Polpaare können sich z. B. überlappen

und einen gemeinsamen Peak bei einer neuen Frequenz ergeben. In solchen Fällen kann eine zusätzliche Betrachtung der gesamten Übertragungsfunktion oder der Dämpfung der Polstellen sinnvoll sein. An dieser Stelle soll dies jedoch nicht weiter vertieft werden.

8 Diskussion der Ergebnisse

In diesem Kapitel soll nun weitergehend diskutiert werden, wie die in den Kapiteln 4 und 6 entwickelten Methoden in der Praxis genutzt werden können. Zunächst wird eine mögliche Integration in den Entwicklungsworkflow eines Kfz-Energiebordnetzes vorgestellt. Anschließend werden weitere Anwendungsmöglichkeiten außerhalb von Kfz diskutiert.

8.1 Integration der entwickelten Methoden in den Entwicklungsprozess eines Energiebordnetzes

Ausgehend von den bisherigen Untersuchungen stellt sich die Frage, wie die entwickelten Methoden in einen übergeordneten Entwicklungsworkflow integriert werden können. Mit dem in Kapitel 4.7 präsentierten Gesam workflow kann das transiente Fehlverhalten eines Energiebordnetzes in einem konkreten Arbeitspunkt untersucht werden. Da Fehler in der Praxis jedoch zu jeder Zeit auftreten können, reicht dies zur vollumfänglichen Evaluation einer Bordnetztopologie nicht aus. Durch realistische Fahrzyklen und weitere Randbedingungen des Fahrzeugzustands (Umgebungstemperatur, Batteriezustand etc.) ergibt sich eine sehr große Anzahl an möglichen Arbeitspunkten des Bordnetzes. Auch verschiedene Ausstattungsvarianten müssen hier berücksichtigt werden. Eine Analyse jedes einzelnen Zustands ist aufgrund dieser Gesamtmenge voraussichtlich nicht praktikabel. Abbildung 8.1 zeigt vor diesem Hintergrund einen möglichen Workflow zur umfassenden Analyse und Stabilitätsoptimierung eines in der Entwicklung befindlichen Energiebordnetzes. Aus der Vielzahl an Arbeitspunkten werden zunächst nur einige wenige im Rahmen einer zufälligen Stichprobe ausgewählt. Für diese Arbeitspunkte werden anschließend mit der in Kapitel 4 entwickelten Methode die kritischsten Szenarien identifiziert. Anschließend werden für diese Fehlerszenarien die Sensitivitäten im Frequenzbereich bestimmt (Kapitel 6.2). Durch die Sensitivitätsanalyse kann nun beurteilt werden, ob Arbeitspunkte existieren, die potentiell noch kritischeres Verhalten aufweisen als die bisherige Stichprobe. Trägt beispielsweise die Kapazität eines bestimmten Verbrauchers zur Verringerung eines kritischen transienten Pulses bei, wird nach Arbeitspunkten gesucht, in denen dieser Verbraucher abgeschaltet ist (z. B. durch eine eFuse) und die Kapazität somit nicht mehr zur Stabilisierung zur Verfügung steht. So können iterativ die kritischsten Arbeitspunkte bestimmt werden.

Im nächsten Schritt kann dann eine Optimierung des Bordnetzes durchgeführt werden. Mithilfe der berechneten Sensitivitäten wird das System zunächst gezielt angepasst, um die kritischen Szenarien zu entschärfen. Anschließend wird geprüft, ob die angepasste Topologie weitere (oder neue) kritische Szenarien enthält. In diesem Fall, wird die Optimierungsschleife wiederholt, bis das Bordnetz den Stabilitätsanforderungen entspricht.

8.2 Mögliche Anwendung außerhalb von Kfz-Bordnetzen

Während der Fokus dieser Arbeit auf einer zuverlässigen Energieversorgung im Fahrzeug liegt, ist ein Einsatz der entwickelten Methoden nicht grundsätzlich hierauf beschränkt. Insbesondere die Frequenzbereichsmethoden zur Untersuchung transienter Pulse und zur Sensitivitätsanalyse sind unabhängig von der konkreten Netztopologie und der Systemspannung. Auch in anderen Kontexten, in denen robuste DC-Netze von Interesse sind, ist daher eine Anwendung denkbar. Im Folgenden werden einige mögliche Anwendungsgebiete erläutert.

Industriernetze

Im Bereich der Industriernetze wird in den letzten Jahren zunehmend über die Einführung von DC-Netzen anstelle der bisher verbreiteten AC-Netze diskutiert [140, S. 9-16]. In Industriernetzen befinden sich typischerweise viele Motoren, die bisher jeweils über einen eigenen Frequenzumrichter mit DC-Zwischenkreis verfügen. Im Falle eines DC-Netzes kann die Gleichrichtung entfallen und Verluste können reduziert werden. Die transiente Stabilität eines solchen Netzes kann nun mit der in Kapitel 4 entwickelten Methode untersucht werden. Während die funktionale Sicherheit in einem Industriernetz gegebenenfalls weniger im Fokus steht als bei automatisiert fahrenden Kfz, ist ein zuverlässiger Betrieb aus wirtschaftlichen Gründen notwendig. So ist beispielsweise der Rippelstrom von Kondensatoren und damit deren Lebensdauer von Interesse [141]. In diesem Zusammenhang kann daher auch die Analyse von Störungen durch PWM-Verbraucher im Frequenzbereich (siehe Kapitel 7.2) Anwendung finden.

Bordnetze in der Luft- und Raumfahrt

Neben Kraftfahrzeugen besitzen auch Flugzeuge und Raumschiffe in der Regel DC-Energiebordnetze. Funktionale Sicherheit ist hier ebenfalls von großer Bedeutung. Transiente Störungen, zum Beispiel durch das Schalten von Sicherungen, sind daher

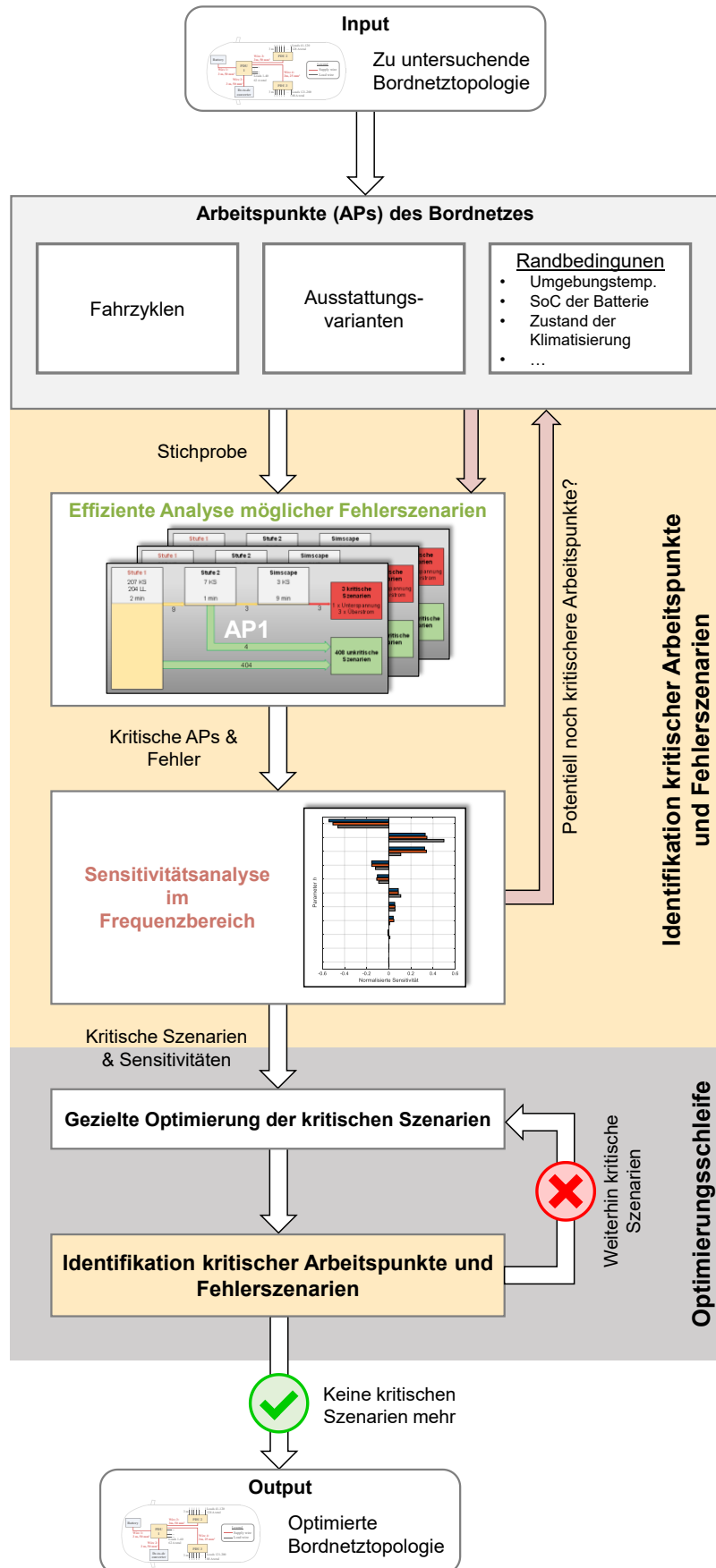


Abbildung 8.1: Schematische Darstellung eines möglichen Workflows zur Analyse und Optimierung einer Energiebordnetztopologie

auch in diesem Kontext Gegenstand der Forschung [142, 143]. Auch eine halbleiterbasierte, elektronische Absicherung spielt in diesem Zusammenhang eine Rolle [144]. Aufgrund ähnlicher Systeme und Fragestellungen können die entwickelten Methoden daher auch zur Entwicklung zuverlässiger Energiebordnetze in der Luft- und Raumfahrt eingesetzt werden.

Windparks und Photovoltaikanlagen

Für große Windparks und Photovoltaikanlagen kann die Verwendung von DC-Netzen ebenfalls eine sinnvolle Alternative zu klassischen AC-Netzen sein [145, 146]. Ein störungsarmer Betrieb dieser Netze ist notwendig; Kurzschlüsse sollen zuverlässig getrennt und der Betrieb durch redundante Strukturen aufrechterhalten werden [147]. Somit ergeben sich auch bei der Auslegung von Windparks ähnliche Problemstellungen wie bei der Entwicklung von Kfz-Energiebordnetzen.

Ladeinfrastruktur

Ein weiterer relevanter Anwendungsfall für die entwickelten Methoden könnten BEV-Ladeparks sein. Auch in diesem Kontext werden die Möglichkeiten von DC-Microgrids erforscht [148–150]. Insbesondere durch die zusätzliche Integration lokaler Energieerzeugung wie Photovoltaik sind hier komplexe Betriebsszenarien und Resonanzen im System denkbar, die mit den entwickelten Methoden analysiert werden können.

9 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der transienten Stabilität von Kfz-Energiebordnetzen. Um für zukünftige automatisierte Fahrzeuge eine hochzuverlässige Versorgung sicherzustellen, wurden effiziente Methoden zur modellbasierten Bordnetzanalyse entwickelt.

Nach einer Präsentation des Aufbaus moderner Energiebordnetze wurden zunächst Simulationsmodelle der relevanten Komponenten und Fehler vorgestellt. Neben Ansätzen aus der Literatur wurden insbesondere geeignete Modelle für elektronische und konventionelle Sicherungen entwickelt und messtechnisch validiert, um das transiente Störverhalten dieser Komponenten untersuchen zu können. Neben Schaltvorgängen von Sicherungen wurden Kurzschluss- und Leerlauffehler als potentielle Störquellen herausgearbeitet, welche durch hohe Stromgradienten transiente Pulse im System erzeugen. Um die Auswirkungen simulierter Störungen auf andere Komponenten beurteilen zu können, wurden als Nächstes Stabilitätskriterien definiert. Während sich allgemeine Anforderungen an die Spannungsstabilität aus den zugrundeliegenden Prüfnormen ableiten lassen, ist bei genauerer Kenntnis der Komponenten eine Betrachtung physikalischer Ausfallmechanismen möglich. Beispielhaft wurden hier das Über- und Unterspannungsverhalten von Steuergeräten sowie die Beeinträchtigung von eFuses durch transiente Strompeaks und Unterspannungen diskutiert. Darüber hinaus wurden Möglichkeiten vorgestellt, um aus den vielen Stabilitätsbewertungen einzelner Komponenten eine Gesamtbewertung des Bordnetzes abzuleiten.

Mit den entwickelten Modellen kann die transiente Stabilität eines Energiebordnetzes nun in der Simulation untersucht werden. Solche transienten Simulationen sind jedoch sehr zeitaufwändig, sodass umfassende Untersuchungen aufgrund der Vielzahl möglicher Fehlerszenarien und Arbeitspunkte des Systems nicht praktikabel sind. Im zweiten Teil der Arbeit wurden daher effizientere Methoden zur Stabilitätsanalyse erarbeitet und evaluiert. Um kritische Fehlerszenarien zu identifizieren, wurde eine mehrstufige Vorselektionsmethode präsentiert. Die zugrundeliegende Idee dieser Methode ist es, durch Worst-Case-Abschätzungen des transienten Verhaltens zeitaufwändige genaue Simulationen einzusparen. In der ersten Stufe dieser Vorselektion werden einfache statische Simulationen durchgeführt und Schaltpulse analytisch abgeschätzt. Zur Schaltpulseabschätzung wurden zwei alternative Methoden vorgestellt. Die Zeitbereichsmethode reduziert eine Bordnetztopologie zunächst auf Teilstrukturen, die anschließend analytisch lösbar sind. Die Frequenzbereichsmethode beschreibt stattdessen Koppelpfade transienter Pulse durch Übertragungsfunktionen. Diese können in

guter Näherung durch Funktionen niedriger Ordnung approximiert werden, wodurch ebenfalls eine analytische Berechnung ermöglicht wird. Die Szenarien, die sich so als potentiell kritisch herausstellen, werden anschließend in der zweiten Stufe der Vorselektion mit vereinfachter Modellbildung transient simuliert. Durch idealisierte Schaltvorgänge werden hier transiente Pulse zugunsten einer schnelleren Simulationszeit erneut überschätzt. Nur die Szenarien, die dann immer noch potentiell kritisch erscheinen, müssen schließlich in einer zeitaufwändigen Simulation untersucht werden.

Eine Validierung mit umfassenden Referenzsimulationen und Labormessungen hat gezeigt, dass kritische Fehlerszenarien zuverlässig erkannt werden. Während die Zeitbereichsmethode in großen Systemen kaum noch einen Effizienzvorteil bringt, hat sich insbesondere die Frequenzbereichsmethode als sehr geeignet herausgestellt; im untersuchten Beispielsystem konnte durch die mehrstufige Vorselektion eine Reduktion der Rechenzeit um 98,6 % erzielt werden.

Werden mit dieser Methode während der Entwicklungsphase eines Energiebordnetzes kritische Szenarien identifiziert, müssen im nächsten Schritt geeignete Maßnahmen zur Stabilisierung getroffen werden. Für ein systematisches Vorgehen ist eine Sensitivitätsanalyse sinnvoll, um zu erfahren welche Systemparameter einen besonders großen Einfluss auf die kritischen Pulse haben. Da für eine Berechnung dieser Sensitivitäten im Zeitbereich erneut viele zeitaufwändige Simulationen nötig sind, wurde auch hier ein alternativer Ansatz im Frequenzbereich entwickelt. Für die Resonanzen der Koppelpfad-Übertragungsfunktionen lassen sich effizient Amplituden- und Frequenzsensitivitäten bestimmen. Durch eine geeignete Gewichtung dieser Resonanzsensitivitäten kann die gewünschte Sensitivität des Zeitbereichspeaks schließlich gut approximiert werden. Auch hier ergab sich im untersuchten Beispiel eine große Zeitersparnis von 99,2 %.

Die entwickelten und validierten Methoden ermöglichen somit eine effiziente Analyse der transienten Stabilität und können wichtige Hilfsmittel bei der Entwicklung zukünftiger Bordnetze für das hochautomatisierte Fahren sein. Zur beispielhaften Anwendung der Analysemethoden wurden in dieser Arbeit zwei praktische Fragestellungen näher erörtert. Zuerst wurden die Vor- und Nachteile einer elektronischen Absicherung im Vergleich zu einer konventionellen Absicherung mit Schmelzsicherungen herausgearbeitet. Während Schmelzsicherungen aufgrund ihres thermischen Wirkprinzips robust gegenüber transienten Störungen sind, können eFuses durch transiente Strompeaks unbeabsichtigt ausgelöst werden; dies muss durch eine geeignete Systemauslegung verhindert werden. eFuses sind durch ihre schnelle Reaktionszeit und die aktive

Schaltbarkeit dennoch unverzichtbar, um den zukünftigen Anforderungen an die funktionale Sicherheit gerecht werden zu können.

Als weiterer Anwendungsfall wurden periodische Störungen betrachtet, die von Verbrauchern mit PWM-Ansteuerung verursacht werden und zu kritischen Rippelströmen in Kondensatoren führen können. Es konnte gezeigt werden, dass ein solches Szenario ebenfalls mit der entwickelten Frequenzbereichsmethode analysiert werden kann, und so betroffene Komponenten und kritische PWM-Frequenzen identifiziert werden können.

Abschließend wurde diskutiert, wie die entwickelten Methoden in den Entwicklungsprozess für zukünftige Bordnetze integriert werden können. Da die konkreten Untersuchungen in dieser Arbeit sich auf einzelne Arbeitspunkte des jeweiligen Systems beschränkt haben, wurde erörtert, wie ein Entwicklungsworkflow aussehen kann, der die Stabilität des Systems in allen Betriebszuständen sicherstellt. Der präsentierte Ansatz muss in weiterführenden Arbeiten praktisch ausgearbeitet werden. Gleiches gilt für andere Kontexte wie z. B. DC-Industrienetze oder -Windparks, in denen eine Anwendung der entwickelten Methoden aufgrund ähnlicher Systeme und Problemstellungen sinnvoll sein kann.

Literaturverzeichnis

- [1] J. Fröschl und O. Sirch, *Bordnetze und E/E-Architektur: Eine Einführung in die Zusammenhänge zwischen Elektrik/Elektronik-Architektur und Energiebordnetz im Automobil*, 1. Aufl., Tübingen: Expert Verlag, 2023.
- [2] ADAC e.V. "ADAC Pannenstatistik 2024." Zugriff am: 27. Juni 2024. [Online] Verfügbar: <https://www.adac.de/news/adac-pannenstatistik-2024/>
- [3] T. Schmid, S. Schraufstetter, S. Wagner und D. Hellhake, "A Safety Argumentation for Fail-Operational Automotive Systems in Compliance with ISO 26262," in *2019 4th International Conference on System Reliability and Safety*, Rom, Italien, 2019.
- [4] V. Bandur, G. Selim, V. Pantelic und M. Lawford, "Making the Case for Centralized Automotive E/E Architectures," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Bd. 70, Nr. 2, S. 1230–1245, 2021, doi: 10.1109/TVT.2021.3054934.
- [5] P. Kilian *et al.*, "Principle Guidelines for Safe Power Supply Systems Development," *IEEE Access*, Bd. 9, S. 107751–107766, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3100711.
- [6] Spitzenberger & Spies GmbH & Co. KG. "Products & Application." Zugriff am: 14. Januar 2025. [Online] Verfügbar: <https://www.spitzenberger.de/weblink/1203>
- [7] *Road vehicles - Environmental conditions and testing for electrical and electronic equipment: Part 2: Electrical loads*, ISO 16750-2:2023, International Organization for Standardization.
- [8] P. Kilian, O. Koller, P. van Bergen, C. Gebauer und M. Dazer, "Safety-Related Availability in the Power Supply Domain," *IEEE Access*, Bd. 10, S. 47869–47880, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3171261.
- [9] P. Mantilla-Perez, J.-A. Perez-Rua, M. A. D. Millan, X. Dominguez und P. Arboleya, "Power Flow Simulation in the Product Development Process of Modern Vehicular DC Distribution Systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Bd. 69, Nr. 5, S. 5025–5040, 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.2983288.
- [10] L. Brabetz, M. Ayeb, J. Lehmann und B. Löwer, "Evaluation of Future Topologies and Architectures for High-Reliability Electrical Distribution Systems," *SAE Technical Paper 2020-01-1296*, 2020, doi: 10.4271/2020-01-1296.
- [11] Forschungsvereinigung Automobiltechnik e.V., *Erstellung einer VHDL-AMS Modellbibliothek für die Simulation von Kfz-Systemen: FAT-Schriftenreihe 207*, 2006.

-
- [12] R. M. Fabis, *Beitrag zum Energiemanagement in Kfz-Bordnetzen*. Dissertation, Technische Universität Berlin, 2006.
- [13] M. Hohmann, *Ein synthetischer Ansatz zur Auslegung von Kfz-Bordnetzen unter Berücksichtigung dynamischer Belastungsvorgänge*. Dissertation, Technischen Universität Ilmenau, 2009.
- [14] T. P. Kohler, R. Gehring, J. Froeschl, D. Buecherl und H.-G. Herzog, "Voltage Stability Analysis of Automotive Power Nets based on Modeling and Experimental Results," in *New Trends and Developments in Automotive System Engineering*, IntechOpen, 2011, doi: 10.5772/13127.
- [15] B. Hesse, *Wechselwirkung von Fahrzeugdynamik und Kfz-Bordnetz unter Berücksichtigung der Fahrzeugbeherrschbarkeit*. Dissertation, Universität Duisburg-Essen, 2011.
- [16] R. Gehring, *Beitrag zur Untersuchung und Erhöhung der Spannungsstabilität des elektrischen Energiebordnetzes im Kraftfahrzeug*. Dissertation, Technische Universität München, 2013.
- [17] F. Ruf, *Auslegung und Topologieoptimierung von spannungsstabilen Energiebordnetzen*. Dissertation, Technische Universität München, 2014.
- [18] M. Diebig, *Entwicklung einer Methodik zur simulationsbasierten Dimensionierung von Kfz-Bordnetzen*. Dissertation, Technische Universität Dortmund, 2016, doi: 10.17877/DE290R-17350.
- [19] J. Wang, *Simulationsumgebung zur Bewertung von Bordnetz-Architekturen mit Hochleistungsverbrauchern*. Dissertation, Universität Kassel, 2016.
- [20] Forschungsvereinigung Automobiltechnik e.V., *Simulationsgestützte Methodik zum Entwurf intelligenter Energiesteuerung in zukünftigen Kfz-Bordnetzen: FAT-Schriftenreihe 305*, 2018.
- [21] L. Gysen, M. Ayeb und L. Brabetz, "Cable Bundle Protection and Cross-Section Reduction by using a centralized Smart Fusing Strategy," in *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Nottingham, Vereinigtes Königreich, 2018, S. 1–5, doi: 10.1109/ESARS-ITEC.2018.8607448.
- [22] P. Mantilla-Perez, X. Dominguez, N. Gimenez, B. Mohamed, M. A. D. Millan und P. Arboleya, "Vehicular Electrical Distribution System Simulation Employing a Current-Injection Algorithm," *IEEE Trans. Transp. Electrific.*, Bd. 7, Nr. 4, S. 2453–2463, 2021, doi: 10.1109/TTE.2021.3068569.

- [23] L. Tippe, L. Pilgrim, J. Froschl und H.-G. Herzog, "Modular Simulation of Zonal Architectures and Ring Topologies for Automotive Power Nets," in *2021 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Gijon, Spanien, 2021, S. 1–5, doi: 10.1109/VPPC53923.2021.9699179.
- [24] M. S. Bechteler, C. M. Schessl und T. F. Bechteler, "Electrical Power Net Systems in Cars—Impedance Modeling and Measurement," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Bd. 59, Nr. 3, S. 1148–1155, 2010, doi: 10.1109/TVT.2009.2037886.
- [25] M. Baumann, C. Weissinger und H.-G. Herzog, "Reducing Transient Disturbances within Automotive Power Systems Through Adapting of Input Circuits," in *2019 International Conference on Computing, Electronics & Communications Engineering (iCCECE)*, London, Vereinigtes Königreich, 2019, S. 214–218, doi: 10.1109/iCCECE46942.2019.8941977.
- [26] M. Baumann, C. Weissinger und H.-G. Herzog, "Model-Based Analysis of Transient Processes in Highly Available Automotive Energy Systems," in *Elektrik/Elektronik in Hybrid- und Elektrofahrzeugen und elektrisches Energiemanagement IX*, O. Sirch und C. Hoff, Hg., Expert Verlag, 2019. [Online]. Verfügbar unter: <https://elibrary.narr.digital/book/99.0000/9783816984641>
- [27] M. Baumann, C. Weissinger und H.-G. Herzog, "System Identification and Modeling of an Automotive Bidirectional DC/DC Converter," in *2019 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Hanoi, Vietnam, 2019, S. 1–5, doi: 10.1109/VPPC46532.2019.8952478.
- [28] Forschungsvereinigung Automobiltechnik e.V., *Simulationsgestützte Analyse und Bewertung der Fehlertoleranz von Kfz-Bordnetzen: FAT-Schriftenreihe 334*, 2020. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.vda.de/de/aktuelles/publikationen/publication/fat-schriftenreihe-334>
- [29] M. Baumann, C. Weissinger und H.-G. Herzog, "Automotive Power System Model Validation Using Impulse Response Analysis," in *AmE 2020 - Automotive meets Electronics*, VDE Verlag, 2020. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.vde-verlag.de/proceedings-en/455202019.html>
- [30] M. Baumann, A. S. Abouzari, C. Weissinger, B. Gustavsen und H.-G. Herzog, "Passive Filter Design Algorithm for Transient Stabilization of Automotive Power Systems," in *2021 IEEE 93rd Vehicular Technology Conference (VTC2021-Spring)*, Helsinki, Finnland, 2021, doi: 10.1109/VTC2021-Spring51267.2021.9449066.

-
- [31] M. Kiffmeier, *Modellbasierte Analyse und Diagnose von Lichtbogenfehlern in 48 V Kfz-Bordnetzen*. Dissertation, Technische Universität Dortmund, 2021, doi: 10.17877/DE290R-21933.
- [32] M. Baumann, A. S. Abouzari, C. Mayer, S. S. Shekhawat, L. T. Peters und H.-G. Herzog, "Resource-Saving Modeling of an Electronic Fuse in Vehicular Power Systems," in *2023 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Mailand, Italien, 2023, S. 1–6, doi: 10.1109/VPPC60535.2023.10403182.
- [33] T. P. Kohler *et al.*, "Experimental investigation on voltage stability in vehicle power nets for power distribution management," in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Lille, Frankreich, 2010, S. 1–6, doi: 10.1109/VPPC.2010.5729168.
- [34] J. Klötzl, *Stabilität automobiler Leistungsbordnetze*. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, Shaker, 2012.
- [35] E. Pannila und M. Edirisinghe, "Power system switching transients in passenger automobiles," in *2014 7th International Conference on Information and Automation for Sustainability*, Colombo, Sri Lanka, 2014, S. 1–6, doi: 10.1109/ICIAFS.2014.7069557.
- [36] R. K. Frazier und S. Alles, "Comparison of ISO 7637 transient waveforms to real world automotive transient phenomena," in *2005 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2005. EMC 2005*, Chicago, IL, USA, 2005, doi: 10.1109/IEMC.2005.1513662.
- [37] A. C. Cangellaris, A. Lee und M. F. Sultan, "Analysis of automotive conducted electrical transients," in *IEEE 1988 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Seattle, WA, USA, 1988, S. 406–410, doi: 10.1109/IEMC.1988.14153.
- [38] J. Alkalay, R. Ebrahimian, H. Kendall, M. Laskowski, A. Lee und D. Noderer, "Survey of conducted transients in the electrical system of a passenger automobile," in *National Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Denver, CO, USA, 1989, S. 271–278, doi: 10.1109/NEMC.1989.37192.
- [39] M. Mürken, M. Simon, J. Pforr und T. Hackner, "Application of a floating H-Bridge converter to stabilize the automotive energy net," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, Kanada, 2015, S. 4640–4647, doi: 10.1109/ECCE.2015.7310316.
- [40] K. Reif, Hg. *Batterien, Bordnetze und Vernetzung*, 1. Aufl., (Bosch Fachinformation Automobil). Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2010.

- [41] G. Rösel, M. Heckelsperger, R. Knorr, J. Popov, C. Preis und A. Reich, "Achieving benchmark in power density and sustainability for power net, power supply and onboard chargers by a new generation of DC/DC converters and OBCs with Gallium nitride semiconductors," in *43rd International Vienna Motor Symposium*, Wien, Österreich, 2022.
- [42] ZVEI - Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e.V., "Spannungsklassen in der Elektromobilität," 2014. [Online] Verfügbar unter: https://www.zvei.org/fileadmin/user_upload/Presse_und_Medien/Publikationen/2014/januar/Spannungsklassen_in_der_Elektromobilitaet/Spannungsklassen-Elektromobilitaet.pdf
- [43] K. Reif, *Bosch Autoelektrik und Autoelektronik: Bordnetze, Sensoren und Elektronische Systeme*, 6. Aufl., (Bosch Fachinformation Automobil). Wiesbaden: Springer Vieweg. in Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, 2011.
- [44] T. Liebetrau, "E/E Architecture Transformation How it impacts value chain and networking technologies," in *AmE 2022 - Automotive meets Electronics; 13. GMM-Symposium*, Dortmund, Deutschland, 2022.
- [45] Texas Instruments Incorporated, *How a Zone Architecture Paves the Way to a Fully Software-Defined Vehicle*, 2022. Zugriff am: 23. August 2022. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.ti.com/lit/wp/spry345/spry345.pdf>
- [46] R. Dixon. "Can Carmakers Assail Tesla's Lead in E/E Architecture?" S&P Global Mobility. Zugriff am: 28. Juli 2023. [Online] Verfügbar: <https://www.spglobal.com/mobility/en/research-analysis/can-carmakers-assail-teslas-lead-in-ee-architecture.html>
- [47] W. Pläßmann und D. Schulz, *Handbuch Elektrotechnik*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013.
- [48] A. J. Schwab, *Elektroenergiesysteme: Smarte Stromversorgung im Zeitalter der Energiewende*, 7. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2022.
- [49] R. Gehring, J. Froschl, T. P. Kohler und H.-G. Herzog, "Modeling of the automotive 14 V power net for voltage stability analysis," in *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Dearborn, MI, USA, 2009, S. 71–77, doi: 10.1109/VPPC.2009.5289869.
- [50] P. Keil und A. Jossen, "Aufbau und Parametrierung von Batteriemodellen," in *19. DESIGN&ELEKTRONIK-Entwicklerforum Batterien & Ladekonzepte*, München, 2012.

- [51] H. Dai, B. Jiang und X. Wei, "Impedance Characterization and Modeling of Lithium-Ion Batteries Considering the Internal Temperature Gradient," *Energies*, Bd. 11, Nr. 1, 2018, doi: 10.3390/en11010220.
- [52] Z. Xia und J. A. Abu Qahouq, "Evaluation of Parameter Variations of Equivalent Circuit Model of Lithium-ion Battery under Different SOH Conditions," in *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA, 2020, S. 1519–1523, doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9236339.
- [53] Mohamed. A. Shrud, Amar Bonsbaine, Ahmed. S. Ashur, Richard Thorn und Tammam Benmusa, "Modeling and simulation of automotive interleaved buck converter," *2009 44th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, Glasgow, Vereinigtes Königreich, 2009, pp. 1-5.
- [54] D. Torrey und U. Selamogullari, "A Behavioral Model for DC-DC Converter using Modelica," in *2nd International Modelica Conference*, Oberpfaffenhofen, Deutschland, 2002, S. 167–172.
- [55] G. C. Konstantopoulos und Q.-C. Zhong, "Current-Limiting DC/DC Power Converters," *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Bd. 27, Nr. 2, S. 855–863, 2019, doi: 10.1109/TCST.2017.2787106.
- [56] A. Wright and P.G. Newbery, *Electric Fuses*, 3. Aufl., London, Vereinigtes Königreich: The Institution of Engineering and Technology, 2004.
- [57] P. G. Slade, *Electrical Contacts: Principles and Applications*, 2. Aufl., Boca Raton: CRC Press, 2013.
- [58] Littelfuse Inc. "Datasheet ATO Blade Fuses - Aftermarket: Rated 32V." Zugriff am: 14. Oktober 2024. [Online] Verfügbar: <https://www.mouser.com/datasheet/2/240/media-3323444.pdf>
- [59] Littelfuse Inc. "Datasheet MEGA and MEGA Clear Top Fuse: Bolt-down Fuses - Rated 32V." Zugriff am: 22. Januar 2025. [Online] Verfügbar: <https://www.littelfuse.com/assetdocs/littelfuse-datasheet-mega-32v?assetguid=9fe0cd60-17bf-4fd7-b18d-977d32179af9>
- [60] *Road vehicles - Fuse-links: Part 1: Definitions and general test requirements*, ISO 08820-1-2014, International Organization for Standardization.
- [61] *Road vehicles - Fuse-links: Part 2: User guidelines*, ISO 08820-2-2014, International Organization for Standardization.
- [62] Robert Bosch GmbH, Hg. *Kraftfahrtechnisches Taschenbuch*, 25. Aufl. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2003.

- [63] L. Brabetz, M. Ayeb, A. Sadrinna und M. Horn, "Data-driven Modeling of Thermal Fuses," in *SAE Technical Paper 2018-01-0768*, 2018, doi: 10.4271/2018-01-0768.
- [64] A. Ilgevicus, *Analytical and numerical analysis and simulation of heat transfer in electrical conductors and fuses*. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 2004.
- [65] T. Tanaka, H. Kawaguchi, T. Terao, T. Babasaki und M. Yamasaki, "Modeling of fuses for DC power supply systems including arcing time analysis," in *INTELEC 07 - 29th International Telecommunications Energy Conference*, Rom, Italien, 2007, S. 135–141, doi: 10.1109/INTLEC.2007.4448754.
- [66] R. Letor und R. Crisafulli, "Smart Power devices and new electronic fuses compliant with new E/E architecture for autonomous driving," in *2019 AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE)*, Turin, Italien, 2019, S. 1–6, doi: 10.23919/EETA.2019.8804538.
- [67] Infineon Technologies AG, *How semiconductor solutions address safety requirements of future power distribution networks in autonomous vehicles*, 2021. Zugriff am: 22. Januar 2025. [Online] Verfügbar: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-How-semiconductor-solutions-address-safety-requirements-of-future-power-distribution-networks-in-autonomous-vehicles-Whitepaper-v01_00-EN.pdf?fileId=8-ac78c8c7bb971ed017bcab8d03450c1&da=t&redird=243699
- [68] Renesas Electronics Corporation. "Datasheet μ PD166034T1U Intelligent Power Device." Rev. 2.00. Zugriff am: 14. Oktober 2024. [Online] Verfügbar: <https://www.renesas.com/en/document/dst/upd166034t1u-data-sheet?r=501211>
- [69] Infineon Technologies AG. "Datasheet BTS50010-1TAD Smart High-Side Power Switch." Rev. 1.1. Zugriff am: 14. Oktober 2024. [Online] Verfügbar: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BTS50010-1TAD-DS-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462576f34750157c38810ca55cd
- [70] Texas Instruments Inc. "Datasheet TPS1HB08-Q1 40-V, 8-m Ω Single-Channel Smart High-Side Switch." Rev. C. Zugriff am: 14. Oktober 2024. [Online] Verfügbar: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps1hb08-q1.pdf>
- [71] STMicroelectronics. "Datasheet VN7004CLH High-side driver with CurrentSense analog feedback for automotive applications." Rev. 5. Zugriff am: 14. Oktober 2024. [Online] Verfügbar: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/vn7004clh.pdf>
- [72] Infineon Technologies AG. "Datasheet BTS70012-1ESP Smart High-Side Power Switch." Rev. 1.20. Zugriff am: 14. Oktober 2024. [Online] Verfügbar:

- https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BTS70012-1ESP-DataSheet-v01_20-EN.pdf?fileId=5546d462758f5bd1017598473e2a39a7
- [73] STMicroelectronics. "Datasheet VNF1048F High-side switch Controller with intelligent fuse protection for 12 V, 24 V and 48 V automotive applications." Rev. 8. Zugriff am: 14. Oktober 2024. [Online] Verfügbar: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/vnf1048f.pdf>
- [74] Infineon Technologies AG. "Datasheet BTS50005-1LUA Power PROFET +12V Smart High-Side Power Switch." Rev 1.10. Zugriff am: 14. Oktober 2024. [Online] Verfügbar: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BTS50005-1LUA-DataSheet-v01_10-EN.pdf?fileId=8ac78c8c85ecb3470186018c2d330997
- [75] M. Rübartsch, M. Gerten und S. Frei, "On-Line Diagnosis of Supply Voltage Stabilizing Capacitors in Automotive Electronic Systems," in *2023 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Mailand, Italien, 2023, S. 1–6, doi: 10.1109/VPPC60535.2023.10403181.
- [76] A. Henke, *Modeling of the Heat Transfer in Cables Using Analogies to the Electrical Transmission Line Theory*. Dissertation, Technische Universität Dortmund, 2023, doi: 10.17877/DE290R-23147.
- [77] S. Önal, A. Henke und S. Frei, "Switching Strategies for Smart Fuses Based on Thermal Models of Different Complexity," in *2020 Fifteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Monte-Carlo, Monaco, 2020, S. 1–10, doi: 10.1109/EVER48776.2020.9243932.
- [78] A. Henke und S. Frei, "Fast Analytical Approaches for the Transient Axial Temperature Distribution in Single Wire Cables," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Bd. 69, Nr. 4, S. 4158–4166, 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3071699.
- [79] Texas Instruments Incorporated, *Basics of eFuses: Application Report*, 2018. Zugriff am: 22 Januar 2025. [Online] Verfügbar: <https://www.ti.com/lit/an/slva862a/slva862a.pdf>
- [80] *Short Circuit Reliability Characterization of Smart Power Devices for 12V Systems*, AEC - Q100-012 - REV-, Automotive Electronics Council, 2006.
- [81] Infineon Technologies AG. "Datasheet BTS50025-1TEA Smart High-Side Power Switch." Rev. 1.1. Zugriff am: 14. Oktober 2024. [Online] Verfügbar: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BTS50025-1TEA-DataSheet-v01_10-EN.pdf?fileId=5546d4626cb27db2016d4322f14b7d2a
- [82] R. Rodrigues, Y. Du, A. Antoniazzi und P. Cairoli, "A Review of Solid-State Circuit Breakers," *IEEE Trans. Power Electron.*, Bd. 36, Nr. 1, S. 364–377, 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3003358.

- [83] Infineon Technologies AG. "What designers need to know about wire protection," Rev. 1.00, 2024.
- [84] H. Shichman und D. A. Hodges, "Modeling and simulation of insulated-gate field-effect transistor switching circuits," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Bd. 3, Nr. 3, S. 285–289, 1968, doi: 10.1109/JSSC.1968.1049902.
- [85] Infineon Technologies AG. "User Manual High Side Switch Shield With BTS50010-1TAD For Arduino." Rev. 1.0. Zugriff am: 14. Oktober 2024. [Online] Verfügbar: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-High_Side_Switch_Shield_with_BTS50010-1TAD_for_Arduino-UserManual-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4625c167129015c167f20260000
- [86] C. Austermann, M. Kiffmeier und S. Frei, "State Transition Based Behavioural Model for Electric Arcs in 48 V Automotive Power Supply Networks," in *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Nottingham, 2018, S. 1–6, doi: 10.1109/ESARS-ITEC.2018.8607329.
- [87] *Road vehicles - Electrical disturbances from conduction and coupling: Part 2: Electrical transient conduction along supply lines only*, ISO 7637-2:2011, International Organization for Standardization.
- [88] WKS Informatik. "LV 124 / LV 148." Zugriff am: 28. November 2023. [Online] Verfügbar: https://www.wks-informatik.de/wp-content/uploads/DocumentDownloads/June2017/LV124_LV148_WKSInformatikSolutions.pdf
- [89] Volkswagen AG, *VW 80000 - Elektrische und elektronische Komponenten in Kraftfahrzeugen bis 3,5 t* (Corporate Standard), 2021.
- [90] *Elektrische und elektronische Komponenten in Kraftfahrzeugen, Prüfstandard für Umweltaforderungen*, BMW GS 95024-3-1, BMW AG.
- [91] C. Schulz-Linkholt und S. Wandres, "Status VDA 455: Recommendation for an optimized 12V power supply system," in *Elektrik & Elektronik in Hybrid- und Elektrofahrzeugen und elektrisches Energiemanagement (EEHE)*, Bamberg, 2024.
- [92] *Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers*, CISPR 25, Comité international spécial des perturbations radioélectriques, 2021.
- [93] D. M. Tasca, "Pulse Power Failure Modes in Semiconductors," *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, Bd. 17, Nr. 6, S. 364–372, 1970, doi: 10.1109/TNS.1970.4325819.

- [94] J. Paasi, J. Smallwood und H. Salmela, "New Methods for the Assessment of ESD Threats to Electronic Components," in *2003 Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium*, Las Vegas, NV, USA, 2003.
- [95] T. Lin und A. Domijan, "On Power Quality Indices and Real Time Measurement," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 20, Nr. 4, S. 2552–2562, 2005, doi: 10.1109/TPWRD.2005.852333.
- [96] S. H. Jaramillo, G. T. Heydt und E. O'Neill-Carrillo, "Power quality indices for aperiodic voltages and currents," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 15, Nr. 2, S. 784–790, 2000, doi: 10.1109/61.853020.
- [97] Y.-J. Shin, E. J. Powers, M. Grady und A. Arapostathis, "Power Quality Indices for Transient Disturbances," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 21, Nr. 1, S. 253–261, 2006, doi: 10.1109/TPWRD.2005.855444.
- [98] C. T. Heydt und W. T. Jewell, "Pitfalls of electric power quality indices," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 13, Nr. 2, S. 570–578, 1998, doi: 10.1109/61.660930.
- [99] J. Kloetzl und D. Gerling, "Stability in automotive power nets: Definitions, algorithms and experimental validation," in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, Birmingham, Vereinigtes Königreich, 2011.
- [100] L. Brabetz, M. Ayeb, G. Jilwan, P. Graebel und T. Kerner, "A New Approach to the Test, Assessment and Optimization of Robust Electrical Distribution Systems," *SAE Int. J. Mater. Manf.*, Bd. 6, Nr. 3, S. 382–388, 2013, doi: 10.4271/2013-01-0396.
- [101] A. Xue *et al.*, "A New Quantitative Analysis Method for Overvoltage in Sending End Electric Power System With UHVDC," *IEEE Access*, Bd. 8, S. 145898–145908, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3015267.
- [102] M. C. Magro, A. Mariscotti und P. Pinceti, "Definition of Power Quality Indices for DC Low Voltage Distribution Networks," in *2006 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Sorrento, Italien, 2005, S. 1885–1888, doi: 10.1109/IMTC.2006.328304.
- [103] J. Barros, M. de Apraiz und R. I. Diego, "Definition and measurements of power quality indices in low voltage DC networks," in *9th IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems*, Bologna, Italien, 2018, doi: 10.1109/AMPS.2018.8494865.
- [104] A. D. Femine, D. Gallo, D. Giordano, C. Landi, M. Luiso und D. Signorino, "Power Quality Assessment in Railway Traction Supply Systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Bd. 69, Nr. 5, S. 2355–2366, 2020, doi: 10.1109/TIM.2020.2967162.

- [105] P. D. Domański, *Control Performance Assessment* (Studies in Systems, Decision and Control Ser v.245). Cham: Springer International Publishing AG, 2020.
- [106] M. Otter, "Multi-domain Modeling and Simulation," in *Encyclopedia of Systems and Control*, J. Baillieul und T. Samad, Hg., London: Springer London, 2015, S. 805–816.
- [107] The MathWorks, Inc., "Simscape User's Guide," 2022.
- [108] C. May, *Passive Circuit Analysis with LTspice®: An Interactive Approach*, 1. Aufl. Cham: Springer International Publishing; Imprint Springer, 2020.
- [109] J. Vlach und K. Singhal, *Computer Methods for circuit analysis and design*, 2. Aufl. New York: Van Nostrand-Reinhold, 1994.
- [110] Infineon Technologies AG. "Datasheet BTG7003A-1EPW PROFET Wire Guard smart power high-side switch." Rev. 1.00. Zugriff am: 14. Oktober 2024. [Online] Verfügbar: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BTG7003A-1EPW-Datasheet-v01_00-EN.pdf?fileId=8ac78c8c8caa022e018cedf398781df6
- [111] R. C. Dogan, M. F. McGranaghan, S. Santoso und H. W. Beaty, *Electrical Power Systems Quality*, 2. Aufl. New York: McGraw-Hill, 2003.
- [112] W. Xu, Z. Huang, Y. Cui und H. Wang, "Harmonic Resonance Mode Analysis," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 20, Nr. 2, S. 1182–1190, 2005, doi: 10.1109/TPWRD.2004.834856.
- [113] Z. Huang, Y. Cui und W. Xu, "Application of Modal Sensitivity for Power System Harmonic Resonance Analysis," *IEEE Trans. Power Syst.*, Bd. 22, Nr. 1, S. 222–231, 2007, doi: 10.1109/TPWRS.2006.883678.
- [114] H. Hu, Z. He, Y. Zhang und S. Gao, "Modal Frequency Sensitivity Analysis and Application Using Complex Nodal Matrix," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 29, Nr. 2, S. 969–971, 2014, doi: 10.1109/TPWRD.2013.2288012.
- [115] Y. Cui und W. Xu, "Harmonic Resonance Mode Analysis Using Real Symmetrical Nodal Matrices," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 22, Nr. 3, S. 1989–1990, 2007, doi: 10.1109/TPWRD.2007.899481.
- [116] S. L. Varricchio, S. Gomes und N. Martins, "Modal Analysis of Industrial System Harmonics Using the s-Domain Approach," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 19, Nr. 3, S. 1232–1237, 2004, doi: 10.1109/TPWRD.2004.829943.
- [117] X. Chang, H. Li, S. Zhang, L. Gao, X. Ma und W. Pu, "Harmonic Resonance Analyzing for Wind Farm Based on Eigenvalue Decomposition," in *2020 IEEE 4th Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2)*, Wuhan, China, 2020, doi: 10.1109/EI250167.2020.9346789.

- [118] Y. Zhang, D. Duckwitz, N. Wiese und M. Braun, "Extended Nodal Admittance Matrix Based Stability Analysis of HVDC Connected AC Grids," *IEEE Access*, Bd. 10, S. 55200–55212, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3177232.
- [119] E. Ebrahimzadeh, F. Blaabjerg, X. Wang und C. L. Bak, "Bus Participation Factor Analysis for Harmonic Instability in Power Electronics Based Power Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, Bd. 33, Nr. 12, S. 10341–10351, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2803846.
- [120] S.-F. Chou, X. Wang und F. Blaabjerg, "Frequency-Domain Modal Analysis for Power-Electronic-Based Power Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, Bd. 36, Nr. 5, S. 4910–4914, 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3032736.
- [121] D.-T. Do und H. Hirsch, "Harmonic Resonance Risk Assessment of Photovoltaic Applications in Low Voltage Grid," in *2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Delft, Niederlande, 2020, doi: 10.1109/ISIE45063.2020.9152499.
- [122] Task Force on Harmonics Modeling and Simulation, "Modeling and simulation of the propagation of harmonics in electric power networks. I. Concepts, models, and simulation techniques," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 11, Nr. 1, S. 452–465, 1996, doi: 10.1109/61.484130.
- [123] J. I. Pérez Arriaga, *Selective modal analysis with applications to electric power systems*. Ph. D. Thesis, Massachusetts Institute of Technology, 1981.
- [124] S. Gomes, N. Martins und C. Portela, "Modal analysis applied to s-domain models of AC networks," in *2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.01CH37194)*, Columbus, OH, USA, 2001, S. 1305–1310, doi: 10.1109/PESW.2001.917269.
- [125] N. Martins, C. Portela und S. Gomes, "Sequential Computation of Transfer Function Dominant Poles of s-Domain System Models," *IEEE Trans. Power Syst.*, Bd. 24, Nr. 2, S. 776–784, 2009, doi: 10.1109/TPWRS.2008.2012179.
- [126] A. Gómez Expósito, A. J. Conejo und C. Cañizares, Hg. *Electric energy systems: Analysis and operation*. Boca Raton: CRC Press Taylor & Francis Group, 2018.
- [127] A. Semlyen und A. Ramirez, "Direct Frequency Domain Computation of Transmission Line Transients Due to Switching Operations," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 23, Nr. 4, S. 2255–2261, 2008, doi: 10.1109/TPWRD.2008.2002651.
- [128] J. Segundo-Ramirez, A. Bayo-Salas, M. Esparza, J. Beerten und P. Gomez, "Frequency Domain Methods for Accuracy Assessment of Wideband Models in Electromagnetic Transient Stability Studies," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 35, Nr. 1, S. 71–83, 2020, doi: 10.1109/TPWRD.2019.2927171.

- [129] O. Föllinger, *Regelungstechnik*, 13. Aufl., VDE Verlag, 2022.
- [130] B. Gustavsen und A. Semlyen, "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 14, Nr. 3, S. 1052–1061, 1999, doi: 10.1109/61.772353.
- [131] D. Deschrijver, M. Mrozowski, T. Dhaene und D. de Zutter, "Macromodeling of Multiport Systems Using a Fast Implementation of the Vector Fitting Method," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Bd. 18, Nr. 6, S. 383–385, 2008, doi: 10.1109/LMWC.2008.922585.
- [132] B. Gustavsen, "Improving the Pole Relocating Properties of Vector Fitting," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 21, Nr. 3, S. 1587–1592, 2006, doi: 10.1109/TPWRD.2005.860281.
- [133] H. Unbehauen, *Regelungstechnik I: Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme*, 15. Aufl. Wiesbaden: Vieweg+Teubner, 2008.
- [134] The MathWorksInc., "System Identification Toolbox User's Guide," 2024.
- [135] J. Benz, A. Klaedtke, J. Hansen und S. Frei, "Analysis of Immunity Failures and Optimization Measures in Automotive Sensors," in *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Barcelona, Spain, 2019, S. 1014–1019, doi: 10.1109/EMCEurope.2019.8871989.
- [136] D. Tannir, "Direct Sensitivity Analysis of Nonlinear Distortion in RF Circuits Using Multidimensional Moments," *IEEE Trans. Comput.-Aided Des. Integr. Circuits Syst.*, Bd. 34, Nr. 3, S. 321–331, 2015, doi: 10.1109/TCAD.2014.2384521.
- [137] O. Gazi, *Principles of Signals and Systems*, 1. Aufl. Cham: Springer International Publishing; Imprint Springer, 2023.
- [138] G. Hämmerlin, K.-H. Hoffmann, *Numerical Mathematics*. New York, NY: Springer New York, 1991.
- [139] Vishay BComponents. "Datasheet 250 RMI-V Aluminum Electrolytic Capacitors." Zugriff am: 22. Januar 2024. [Online] Verfügbar: <https://www.vishay.com/docs/28423/250rmi-v.pdf>
- [140] A. Sauer, Hg. *Die Gleichstromfabrik: Energieeffizient. Robust. Zukunftsweisend*. München: Hanser, 2020.
- [141] S. Puls, J. Austermann und H. Borchering, "Lifetime Calculation for Capacitors in Industrial Micro DC grids," in *2019 IEEE Third International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, Matsue, Japan, 2019, S. 1–6, doi: 10.1109/ICDCM45535.2019.9232854.

- [142] D. J. Keys *et al.*, "Transient effects during 120 VDC spacecraft high voltage DC fuse clearing," in *IECEC-97 Proceedings of the Thirty-Second Intersociety Energy Conversion Engineering Conference (Cat. No.97CH6203)*, Honolulu, HI, USA, 1997, S. 364–369, doi: 10.1109/IECEC.1997.659215.
- [143] S. Alia, J. Caudepon, C. Larde, M. Tosti und L. Trougnou, "Simplified Spice Model for fuse Blow Analysis," in *2022 ESA Workshop on Aerospace EMC (Aerospace EMC)*, Virtual, 2022, S. 1–5, doi: 10.23919/AerospaceEMC54301.2022.9828553.
- [144] D. Izquierdo, A. Barrado, C. Raga, M. Sanz und A. Lazaro, "Protection Devices for Aircraft Electrical Power Distribution Systems: State of the Art," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, Bd. 47, Nr. 3, S. 1538–1550, 2011, doi: 10.1109/TAES.2011.5937248.
- [145] H. J. Bahirat und B. A. Mork, "Operation of DC Series–Parallel Connected Off-shore Wind Farm," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, Bd. 10, Nr. 2, S. 596–603, 2019, doi: 10.1109/TSTE.2018.2839712.
- [146] F. S. Al-Ismaïl, "DC Microgrid Planning, Operation, and Control: A Comprehensive Review," *IEEE Access*, Bd. 9, S. 36154–36172, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3062840.
- [147] F. Deng und Z. Chen, "Operation and Control of a DC-Grid Offshore Wind Farm Under DC Transmission System Faults," *IEEE Trans. Power Delivery*, Bd. 28, Nr. 3, S. 1356–1363, 2013, doi: 10.1109/TPWRD.2013.2261561.
- [148] F. M. Shakeel und O. P. Malik, "Vehicle-To-Grid Technology in a Micro-grid Using DC Fast Charging Architecture," in *2019 IEEE Canadian Conference of Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, Edmonton, AB, Kanada, 2019, S. 1–4, doi: 10.1109/CCECE.2019.8861592.
- [149] M. Ahmadi, H. J. Kaleybar, M. Brenna, F. Castelli-Dezza und M. S. Carmeli, "Implementation of DC Micro Grid Tied PV-Storage Based EV Fast Charging Station," in *2021 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2021 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, Bari, Italien, 2021, S. 1–6, doi: 10.1109/EEEIC/ICPSEurope51590.2021.9584631.
- [150] A. Balal und M. Giesselmann, "PV to Vehicle, PV to Grid, Vehicle to Grid, and Grid to Vehicle Micro Grid System Using Level Three Charging Station," in *2022 IEEE Green Technologies Conference (GreenTech)*, Houston, TX, USA, 2022, S. 25–30, doi: 10.1109/GreenTech52845.2022.9772041.

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1:	Häufigste Pannensachen von Pkw laut ADAC-Pannensachstatistik 2024 [2]	2
Abbildung 1.2:	Beispielhafte Pulsausbreitung im Energiebordnetz. Das Abschalten eines Kurzschlussfehlers erzeugt einen kritischen Spannungsspeak an einer anderen Komponente	3
Abbildung 2.1:	Zentrale Komponenten des Kfz-Energiebordnetzes am Beispiel eines batterieelektrischen Fahrzeugs	9
Abbildung 2.2:	Schematischer Vergleich einer konventionellen dezentralisierten und einer zonalen Energiebordnetz-Topologie	10
Abbildung 2.3:	Teilbordnetz bestehend aus einer PDU mit mehreren Verbrauchern und Quellen	11
Abbildung 2.4:	Minimalkonfiguration mit einer PDU, einer Quelle und zwei Lasten	12
Abbildung 2.5:	Allgemeines Ersatzschaltbild einer Leitung über einer Massefläche	13
Abbildung 2.6:	Allgemeines Ersatzschaltbild des Klemmenverhaltens einer Batterie mit zwei RC-Gliedern	14
Abbildung 2.7:	Ersatzschaltbild des ausgangsseitigen Klemmenverhaltens eines DC/DC-Wandlers	15
Abbildung 2.8:	Modellierung von Verbrauchern in quasistationärem Betriebszustand für transiente Untersuchungen.....	16
Abbildung 2.9:	Beispielhafte Bauformen von Schmelzsicherungen. Flachstecksicherung [58] (links) und Schraubsicherung [59] (rechts)	17
Abbildung 2.10:	Thermisches Ersatzschaltbild des Schmelzsicherungsmodells.....	18
Abbildung 2.11:	Modellstruktur des elektrischen Verhaltens der Schmelzsicherung	20
Abbildung 2.12:	Modellparameter des Lichtbogenzustands für 10-A-ATO-Sicherung in Abhängigkeit des Schmelzstroms.....	20
Abbildung 2.13:	Laboraufbau zur Validierung des Schmelzsicherungsmodells	21
Abbildung 2.14:	Messtechnische Validierung des Schmelzsicherungsmodells. Strom durch Sicherung (links) und Spannung über paralleler Last (rechts). Schmelzvorgang startet bei $t = 0$	21
Abbildung 2.15:	Beispielhafte eFuse-ICs [71, 74]	22
Abbildung 2.16:	Radiales thermisches Ersatzschaltbild einer Leitung	24
Abbildung 2.17:	Strom-Zeit-Kennlinie einer eFuse mit Leitungsschutz und Überstrom-Abschaltung (blau) und thermische Belastbarkeit der abgesicherten Leitung (rot)	25

Abbildung 2.18: Verallgemeinertes Modell einer integrierten elektronischen Sicherung mit Mikrocontroller	26
Abbildung 2.19: Messtechnische Validierung der elektronischen Sicherung Infineon BTS50010-1TAD. Strom durch Sicherung (links) und Spannung über paralleler Last (rechts). Schaltsignal bei $t = 0$	27
Abbildung 2.20: Vergleich von Messung und Simulation eines beispielhaften Leerlauffehlers. Strom durch Fehlerstelle (links) und Spannung zwischen den Kontakten (rechts)	29
Abbildung 3.1: Mögliche Klassifizierung von Störszenarien im Energiebordnetz ...	32
Abbildung 3.2: Teilbordnetz zur Veranschaulichung der Auswirkung transienter Stromänderungen.....	33
Abbildung 3.3: Trapezförmige Stromänderung in Lastpfad 3 mit unterschiedlichen Flankensteilheiten. Resultierende Spannungen und Ströme in den Lastpfaden 1 und 2	33
Abbildung 3.4: Beispielhafte Anforderungen an die Versorgungsspannung eines sicherheitsrelevanten Verbrauchers nach LV 124	35
Abbildung 3.5: Ersatzschaltbild eines beispielhaften Verbrauchers für die Analyse von Überspannungen	37
Abbildung 3.6: Simulation der im Halbleiter umgesetzten Energie für Spannungspulse verschiedener Frequenz und Amplitude	38
Abbildung 3.7: Ersatzschaltbild eines beispielhaften Verbrauchers während einer temporären Unterspannung.....	39
Abbildung 3.8: Simulierte minimale interne Verbraucherspannung für verschiedene Unterspannungen und Fehlerdauern	39
Abbildung 3.9: Schaltimpuls der Sicherung 1 löst Überstrom-Abschaltung einer weiteren Sicherung aus.....	41
Abbildung 3.10: Klassifizierung ausgewählter Kennzahlen zur Bewertung der Spannungsstabilität	41
Abbildung 3.11: Beispielhafter Verlauf einer gestörten Versorgungsspannung	42
Abbildung 4.1: Schematische Darstellung des definierten Beispielbordnetzes	48
Abbildung 4.2: Interner Aufbau von PDU 1 des Beispielbordnetzes	50
Abbildung 4.3: Beispielhafte Simulation eines Kurzschlusses an Last 1. Resultierende Sicherungsströme (links) und Spannungen (rechts) der einzelnen Lasten. Sicherungsströme jeweils auf I_{OCP} normiert, Kurzschluss bei $t = 0$	51
Abbildung 4.4: Simulierte Spannungs- und Strompeaks im Teilbordnetz aus Abbildung 3.2 bei rampenförmiger Abschaltung von 200 A mit unterschiedlicher Dauer der Schalfanke	53

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 4.5:	Schematische Darstellung der entwickelten Vorselektionsmethode	55
Abbildung 4.6:	Approximation exemplarischer Lastspannungsverläufe durch Rechteckpulse bei Kurzschluss- und Leerlauffehler im System	57
Abbildung 4.7:	Verallgemeinerter Systemknoten mit N_V Versorgungspfaden, einem abschaltenden Lastpfad und N_L weiteren Lastpfaden	59
Abbildung 4.8:	Ersatzschaltbild für analytische Berechnung der Spannungspeaks an RC-Lasten.....	61
Abbildung 4.9:	Pseudocode-Darstellung des Zeitbereichs-Algorithmus zur Schaltpulse-Approximation.....	63
Abbildung 4.10:	Beispielhaft untersuchtes Teilbordnetz mit einer PDU und drei Verbrauchern.....	64
Abbildung 4.11:	Realisierter Laboraufbau des untersuchten Teilbordnetzes	64
Abbildung 4.12:	Spannung der Last 2 in Vorselektion, Simscape-Simulation und Messung. Oben: Gesamter Vorgang. Unten: Vershobene Verläufe zum Vergleich der Transienten. Verwendung von Schmelzsicherungen	65
Abbildung 4.13:	Spannung Last 2 in Vorselektion, Simscape-Simulation und Messung. Verwendung von eFuses	66
Abbildung 4.14:	Beispielhafte Kopplung zwischen Schaltflanke (Knoten 1) und Lastspannung (Knoten 4) durch Transferimpedanz $Z_{1,4}(s)$	70
Abbildung 4.15:	Betragsgang der modalen Impedanzen des untersuchten Teilbordnetzes.....	72
Abbildung 4.16:	Betragsgang der modalen Koppelfaktoren (links) und der modalen Übertragungsfunktionen (rechts) zwischen Knoten 2 (schaltende Sicherung) und Knoten 7 (Last 2)	72
Abbildung 4.17:	Betragsgang der Gesamtkopplung $Z_{2,7}$ des untersuchten Szenarios (links) und simulierter Schaltpulse an der Last 2 im Zeitbereich (rechts)	73
Abbildung 4.18:	PN-Diagramm (oben links), Amplitudengang (oben rechts) und Sprungantwort (unten) eines beispielhaften Koppelpfades. Vergleich von originaler und reduzierter PN-Konfiguration.....	76
Abbildung 4.19:	Aus Vector Fitting resultierende Struktur paralleler Subsysteme....	77
Abbildung 4.20:	Pseudocode-Darstellung des Frequenzbereichs-Algorithmus zur Schaltpulse-Approximation.....	80
Abbildung 4.21:	Ablaufdiagramm der Vorselektion kritischer Fehlerfälle mit beiden Varianten der Schaltpulse-Approximation.....	81

Abbildung 5.1:	Beispielhafte Ergebnisse der Simscape-Simulationen. Auswirkungen der Kurzschluss- (oben) und Leerlauffehler (unten) auf Last 5 und Sicherung 131	84
Abbildung 5.2:	Ergebnis der Simscape-Simulation eines Kurzschlusses der Leitung 3 @ PDU 2 zum Zeitpunkt $t = 0$. Strom der kurzgeschlossenen Leitung, sowie auf I_{OCP} normierte Sicherungsströme und Lastspannungen der PDU 3	86
Abbildung 5.3:	Allgemeines Vorgehen bei einer Teilbordnetzemulation	87
Abbildung 5.4:	Beispielhaftes kritisches Szenario (oben) und Realisierung im Labor mittels Teilbordnetzemulation (unten)	89
Abbildung 5.5:	Realisierter Laboraufbau zur messtechnischen Validierung der Referenzsimulation.....	90
Abbildung 5.6:	Vergleich zwischen Messung und Simulation (Ist- und Sollsignal) der durch den Verstärker emulierten Spannung $u_{PDU,1}$	90
Abbildung 5.7:	Regelkreis der emulierten Spannung $u_{PDU,1}$ inklusive Vorfilter.....	91
Abbildung 5.8:	Sprungförmiges Testsignal und gemessene Ausgangsspannung des Verstärkers (links) sowie daraus approximierte Übertragungsfunktion (rechts)	91
Abbildung 5.9:	Berechnete Frequenzgänge des Laboraufbaus, des Vorfilters und des Gesamtsystems (links). Ursprüngliche und vorgefilterte Sollspannung (rechts).....	92
Abbildung 5.10:	Messung mit Vorfilterung des Sollsignals im Vergleich zur Simulation. Durch Verstärker emulierte Spannung der PDU 1 (links) und Strom der Sicherung 131 (rechts).....	93
Abbildung 5.11:	Beispielhafte Ergebnisse der Rechteckapproximation. Auswirkungen der Kurzschluss- (oben) und Leerlauffehler (unten) an Last 5 für beide Methoden zur Pulsapproximation	94
Abbildung 5.12:	Vergleich zwischen Referenzsimulation und beiden Methoden der Schaltimpuls-Approximation für die größten Strompeaks der Sicherung 131	97
Abbildung 5.13:	Einfluss der Bordnetzgröße auf die Rechenzeit der Pulsabschätzung. Vergleich zwischen Zeit- und Frequenzbereichsmethode (links). Anzahl der untersuchten Schaltszenarien und Koppelpfade im Frequenzbereich (rechts)	98
Abbildung 5.14:	Einfluss der Genauigkeit der Übertragungsfunktion auf Pulsapproximation und Laufzeit der Frequenzbereichsmethode	99
Abbildung 5.15:	Grade der approximierten Übertragungsfunktionen für ausgewählte Genauigkeiten	100

Abbildung 5.16: Beispielhafte Ergebnisse der vereinfachten transienten Simulationen. Auswirkungen der Kurzschluss- (oben) und Leerlauffehler (unten) an Last 5 und Sicherung 131	101
Abbildung 5.17: Ergebnis und Laufzeit der mehrstufigen Analyse der Beispieltopologie mit Frequenzbereichsmethode	103
Abbildung 5.18: Ergebnis und Laufzeit der mehrstufigen Analyse der Beispieltopologie mit Zeitbereichsmethode	104
Abbildung 6.1: Durch Überstrom-Abschaltung begrenzter Sicherungsstrom und theoretischer Verlauf ohne Begrenzung (blau gestrichelt).....	108
Abbildung 6.2: Frequenzgang einer beispielhaften Übertragungsfunktion eines Koppelpfads mit zwei Resonanzpeaks	109
Abbildung 6.3: Betragsgang der Übertragungsfunktion des untersuchten Szenarios	111
Abbildung 6.4: Vergleich von Zeit- und Frequenzbereichssensitivitäten des betrachteten kritischen Pulses. Darstellung der acht größten und drei zufälliger kleinerer Sensitivitäten.	112
Abbildung 6.5: Beispielhafte Abhilfemaßnahmen zur Reduzierung des kritischen Strompulses. Strom der Sicherung der Lasten 131–140 (links) und zugehörige Übertragungsfunktion (rechts)	113
Abbildung 7.1: Vergleich der eFuse- und Schmelzsicherungs-Konfigurationen. Kurzschluss der Leitung 4 @ PDU 3 und Auswirkung auf Strom der Sicherung 11 (PDU 1)	117
Abbildung 7.2: Vergleich der eFuse- und Schmelzsicherungs-Konfigurationen. Kurzschluss der Leitung 4 @ PDU 3 und Auswirkung auf Spannung der Last 1	118
Abbildung 7.3: Beispielhafter Verbraucher mit zwei möglichen Realisierungen einer PWM-Ansteuerung	119
Abbildung 7.4: Mit Frequenzbereichsmethode approximierte Strompeaks der Kapazitäten	121
Abbildung 7.5: Stromverlauf der Kapazität $C_{DC/DC}$ bei PWM-Ansteuerung von Last 1 mit zwei verschiedenen Frequenzen	122
Abbildung 8.1: Schematische Darstellung eines möglichen Workflows zur Analyse und Optimierung einer Energiebordnetztopologie	127

Anhang

A.1 Leitungsdimensionierung

Tabelle A.1: Typische Sicherungswerte für Schmelzsicherungen. PVC-isolierte, einadrige FLY- und FLRY-Leitungen mit einer maximalen Dauertemperaturbeständigkeit von + 105 °C bei einer maximalen Umgebungstemperatur von + 70 °C [62, S. 1016]

Leitungsquerschnitt in mm ²	Maximaler Verbraucherstrom in A	Maximaler Sicherungswert in A
0,35	4	5
0,5	6	7,5
0,75	8	10
1,0	12	15
1,5	16	20
2,5	24	30
4,0	32	40
6,0	40	50
10	56	70
16	80	100
25	100	125
35	120	150
50	160	200
70	200	250

A.2 Bestimmung der Übertragungsfunktion des Validierungsaufbaus

MATLAB-Code:

```
% Sollsignal und gemessenes Istsignal laden
load("stepData.mat")

% Übertragungsfunktion approximieren
Options = tfestOptions;
Options.Display = 'on';
Options.EnforceStability = true;

G = tfest(stepData, 5, 4, Options)
```

Approximierte Übertragungsfunktion:

$$G(s) = \frac{1,45 \cdot 10^6 \cdot s^4 + 2,82 \cdot 10^{12} \cdot s^3 + 1,65 \cdot 10^{16} \cdot s^2 + 2,09 \cdot 10^{20} \cdot s + 6,93 \cdot 10^{22}}{s^5 + 2,91 \cdot 10^6 \cdot s^4 + 3,66 \cdot 10^{12} \cdot s^3 + 1,89 \cdot 10^{16} \cdot s^2 + 2,1 \cdot 10^{20} \cdot s + 6,92 \cdot 10^{22}}$$

A.3 Kritische Fehlerszenarien des Beispielbordnetzes bei Verwendung von Schmelzsicherungen

Tabelle A.2: Kritische Kurzschlusszenarien des untersuchten Bordnetzes

Ort des Kurzschlusses	Beobachtete Auswirkungen
Leitung 3 @ PDU 1	<u>Unterspannung</u> <ul style="list-style-type: none"> • der Lasten 1–40 (PDU 1) • der Lasten 121–200 (PDU 3) <u>Überspannung</u> <ul style="list-style-type: none"> • der Lasten 1–40 (PDU 1)
Leitung 3 @ PDU 2	<u>Unterspannung</u> <ul style="list-style-type: none"> • der Lasten 1–40 (PDU 1) • der Lasten 121–200 (PDU 3) <u>Überspannung</u> <ul style="list-style-type: none"> • der Lasten 1–40 (PDU 1)
Leitung 4 @ PDU 1	<u>Unterspannung</u> <ul style="list-style-type: none"> • der Lasten 1–40 (PDU 1) • der Lasten 41–120 (PDU 2) <u>Überspannung</u> <ul style="list-style-type: none"> • der Lasten 1–40 (PDU 1)
Leitung 4 @ PDU 3	<u>Unterspannung</u> <ul style="list-style-type: none"> • der Lasten 1–40 (PDU 1) • der Lasten 41–120 (PDU 2) <u>Überspannung</u> <ul style="list-style-type: none"> • der Last 1 (PDU 1)
Last 41 (PDU 2)	<u>Unterspannung</u> <ul style="list-style-type: none"> • der Lasten 42–120 (PDU 2) • der Lasten 121–200 (PDU 3) <u>Überspannung</u> <ul style="list-style-type: none"> • der Lasten 42–120 (PDU 2)
Last 121 (PDU 3)	<u>Unterspannung</u> <ul style="list-style-type: none"> • der Lasten 122–200 (PDU 3)

Publikationen des Autors

- [A1] A. Bendicks, **M. Gerten** und S. Frei, „Aktive Unterdrückung der elektromagnetischen Störungen eines stationär betriebenen Antriebswechselrichters mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen“, in *Elektromagnetische Verträglichkeit emv : Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Köln, Deutschland, 2020, S. 423-432, doi: 10.15488/10054.
- [A2] A. Bendicks, **M. Gerten** und S. Frei, „Active Cancellation of Periodic DM EMI at the Input of a GaN Motor Inverter by Injecting Synthesized and Synchronized Signals“, in *2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Rom, Italien, 2020, doi: 10.1109/EMCEUROPE48519.2020.9245768.
- [A3] **M. Gerten**, A. Bendicks und S. Frei, „Active Cancellation of the Electromagnetic Emissions at the Input of a Periodically Operating Motor Inverter by Injecting Synthesized and Synchronized Signals“, in *AmE 2021 - Automotive meets Electronics; 12. GMM-Symposium*, Online, 2021.
- [A4] M. Rübartsch, **M. Gerten** und S. Frei, „A Model based Test Environment for the Analysis of the System’s Behaviour during Power Supply Faults“, in *AmE 2021 - Automotive meets Electronics; 12. GMM-Symposium*, Online, 2021.
- [A5] A. Bendicks, S. Windhövel, **M. Gerten** und S. Frei, „An Active CM and DM EMI Filter Based on Synthesized and Synchronized Signals for the DC Input of a GaN Inverter“, in *PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Online, 2021.
- [A6] **M. Gerten**, M. Rübartsch und S. Frei, „Transient Analysis of Switching Events and Electrical Faults in Automotive Power Supply Systems“, in *Electric & Electronic Systems in Hybrid and Electric Vehicles and Electrical Energy Management*, Bamberg, Deutschland, 2022.
- [A7] **M. Gerten**, S. Frei, M. Kiffmeier und O. Bettgens, „Voltage Stability of Automotive Power Supplies During Tripping Events of Melting and Electronic Fuses“, in *2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference: (VTC2022-Spring)*, Helsinki, Finnland, 2022, doi: 10.1109/VTC2022-Spring54318.2022.9860939.
- [A8] A. Bendicks, **M. Gerten** und S. Frei, „Active Cancellation of Periodic CM EMI at the Input of a Motor Inverter by Injecting Synthesized and Synchronized Signals

- (S³-AEF)", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 37, Nr. 10, 2022, S. 11951-11961, doi: 10.1109/TPEL.2022.3172205.
- [A9] **M. Gerten**, M. Rübartsch und S. Frei, „Models of Automotive Power Supply Components for the Transient Analysis of Switching Events and Faults", in *AmE 2022 - Automotive meets Electronics; 13. GMM-Symposium*, Dortmund, Deutschland, 2022.
- [A10] **M. Gerten**, A. Henke und S. Frei, „Fast Evaluation of the Transient Voltage Stability of Highly Reliable Automotive Power Supply Systems", in *2022 Second International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART)*, Cassino, Italien, 2022, doi: 10.1109/SMART55236.2022.9990132.
- [A11] **M. Gerten** und S. Frei, „Analyzing Critical Resonances Within Automotive Power Supply Systems Affecting the Transient Voltage Stability", in *2022 Second International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART)*, Cassino, Italien, 2022, doi: 10.1109/SMART55236.2022.9990246.
- [A12] R. Jancke, **M. Gerten**, M. Ayeb und M. Düsing, „Methodical Onboard Network Design for Fail-safe Energy Supply of Automated Driving Functions", in *ATZ worldwide*, Vol. 125, 2023, doi: 10.1007/s38311-022-1458-7.
- [A13] **M. Gerten**, S. Frei, M. Kiffmeier und O. Bettgens, „Overcurrent Pulse Propagation in Vehicle Power Supply Networks and Impact on Electronic Fuses", *Electric & Electronic Systems in Hybrid and Electric Vehicles and Electrical Energy Management*, Bamberg, Deutschland, Poster, 2023.
- [A14] **M. Gerten** und S. Frei, „Identification of Critical Switching Events Within Automotive Power Supply Systems Using Pole-Zero Analysis", *Electric & Electronic Systems in Hybrid and Electric Vehicles and Electrical Energy Management*, Essen, Deutschland, Vortrag, 2023.
- [A15] **M. Gerten**, M. Rübartsch und S. Frei, „Voltage Stability Metric for Automated Evaluation of Automotive Power Supply Systems", 2023 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Mailand, Italien, 2023, doi: 10.1109/VPPC60535.2023.10403188.
- [A16] M. Rübartsch, **M. Gerten** und S. Frei, „On-Line Diagnosis of Supply Voltage Stabilizing Capacitors in Automotive Electronic Systems", 2023 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Mailand, Italien, 2023, doi: 10.1109/VPPC60535.2023.10403181.

-
- [A17] **M. Gerten**, S. Frei, M. Kiffmeier und O. Bettgens, „Influence of Electronic and Melting Fuses on the Transient Behavior of Automotive Power Supply Systems”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Vol. 10, Nr. 2., 2024, doi: 10.1109/TTE.2023.3308290.
- [A18] **M. Gerten**, M. Rübartsch und S. Frei, „Analysis of Switching Pulse Propagation in Automotive Power Supply Systems by Approximating the Transfer Functions of the Coupling Paths“, *Electric & Electronic Systems in Hybrid and Electric Vehicles and Electrical Energy Management*, Bamberg, Deutschland, Vortrag, 2024.
- [A19] **M. Gerten** und S. Frei, „Frequency-Domain Sensitivity Analysis Method for Mitigation of Automotive Power Supply Disturbances”, 2024 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC). Neapel, Italien, 2024, doi: 10.1109/ESARS-ITEC60450.2024.10819862.

Liste der betreuten Abschlussarbeiten

1. A. Azougagh, „Entwicklung und Implementierung eines Algorithmus zur modellbasierten automatisierten Bewertung der Fehlertoleranz von Kfz-Energiebordnetz-Architekturen für das hochautomatisierte Fahren“, Arbeitsgebiet Bordsysteme, Technische Universität Dortmund, Bachelorarbeit, 2021.
2. A. Aktas, „Erweiterung eines Kfz-Energiebordnetz-Prüfstands zur Untersuchung des Auslöseverhaltens von elektronischen Sicherungen“, Arbeitsgebiet Bordsysteme, Technische Universität Dortmund, Bachelorarbeit, 2022.
3. M. A. Bouzaiene, „Entwicklung und Analyse einer Metrik zur Bewertung der transienten Spannungsstabilität von Kfz-Energiebordnetzen“, Arbeitsgebiet Bordsysteme, Technische Universität Dortmund, Bachelorarbeit, 2022.
4. K. Medger, „Systematische Auswahl eines hochverfügbaren und kosteneffizienten Kfz-Energiebordnetzes mit Frequenzbereichsmethoden“, Arbeitsgebiet Bordsysteme, Technische Universität Dortmund, Bachelorarbeit, 2023.
5. J. Winkler, „Entwicklung eines Workflows zur Erstellung geeigneter Kfz-Energiebordnetztopologien für das hochautomatisierte Fahren und Untersuchung von Absicherungsstrategien“, Arbeitsgebiet Bordsysteme, Technische Universität Dortmund, Bachelorarbeit, 2023.

