

Technische Universität München  
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik

**Optimierung der EMV-Absicherung von Elektro- und  
Hybridfahrzeugen durch Simulationen, Messungen und  
Qualitätsmethoden**

Janne Hein

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und  
Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung  
des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs genehmigten  
Dissertation.

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Hans-Georg Herzog  
Prüfer der Dissertation: 1. Prof. Dr.-Ing. Thomas Eibert  
2. Prof. Dr.-Ing. Ludger Klinkenbusch

Die Dissertation wurde am 04.09.2018 bei der Technischen Universität  
München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und  
Informationstechnik am 15.11.2018 angenommen.







## Kurzfassung

Der digitale Fortschritt, die Fokussierung der Fahrzeughersteller auf Elektromobilität, der Trend hin zur Entwicklung und Absicherung am virtuellen Fahrzeug und eine Vielzahl neuer Technologien sowie dazugehöriger neuer Gesetzgebungen führen zu Verlagerungen der Schwerpunkte der Unternehmensstrategien von Fahrzeugherstellern. Zum einen weisen moderne Fahrzeuge, insbesondere Elektro- und Hybridfahrzeuge, einen stetig steigenden Anteil an elektronischen Systemen auf und zum anderen nimmt die Derivatvielfalt kontinuierlich zu. Die hohe Komplexität der elektromagnetischen Phänomene und die Kombination verschiedener Spannungsebenen im Fahrzeug sind eine große Herausforderung für die EMV. Um die gesetzlichen Anforderungen sowie hohe Qualitätsanforderungen für Elektro- und Hybridfahrzeuge gewährleisten zu können, muss der EMV-Entwicklungsprozess der Fahrzeuge fortlaufend angepasst und weiterentwickelt werden. Dafür werden in dieser Arbeit die Herausforderungen des aktuellen Entwicklungsprozesses diskutiert und Handlungsfelder und Ergänzungsmöglichkeiten abgeleitet. Zur Stärkung und Verbesserung der EMV-Entwicklung und der EMV-Absicherung von Elektro- und Hybridfahrzeugen wird eine durchgängige Validierungs- und Verifizierungsstrategie mit verschiedenen konkreten Anwendungs- und Optimierungsmöglichkeiten präsentiert. Die hohe Komplexität und die Ursachen für EMV-Probleme werden durch eine geschickte Kombination aus bestehenden und neu entwickelten Mess-, Simulations- und Qualitätsmethoden effektiv reduziert. Die Vor- und Nachteile der unterschiedlichen Anwendungsmöglichkeiten und Methoden werden diskutiert und konkrete Applikationen werden gezeigt.

Diese Arbeit beschreibt zusätzliche Validierungs- und Verifizierungsschritte für eine durchgängige und effiziente Optimierung des EMV-Entwicklungsprozesses von Elektro- und Hybridfahrzeugen. Besonders das Anforderungsmanagement und die Implementierungsphase können mit Hilfe von entwickelten Methoden zur Detaillierung der Komponentenanforderungen sowie Analysen der Zusammenhänge zwischen der Gesamtfahrzeug- und der Komponentenebene verbessert werden. Simulationsverfahren ergänzen die bestehende Absicherung, indem bereits in frühen Entwicklungsphasen elektromagnetische Zusammenhänge durch gezielte Analysen aufgedeckt werden. Für virtuelle Analysen muss auf eine Vielzahl von Daten und Modellen sowie auf sehr detaillierte Angaben zurückgegriffen werden. Der hohe Aufwand für die Modellerstellung wird durch schrittweise Analysen und Optimierungen von Komponenten über Subsysteme bis hin zum Gesamtfahrzeug deutlich reduziert, indem die wichtigsten Einflussparameter identifiziert werden. Eine rein messtechnische EMV-Absicherung birgt aufgrund der Produktkomplexität mit vielen vernetzten Systemen und Funktionen Risiken, da sie erst in späten Entwicklungsphasen mit den ersten Prototypen durchgeführt werden kann. Durch geeignete Methoden zur Verbesserung der Komponentenqualifikation und der Integration von Komponenten in das Fahrzeug wird die Absicherungstiefe des EMV-Testmanagements erhöht.



## Abstract

The global digitalization, the focus of vehicle manufacturers on electric mobility, the general trend towards the virtual development of vehicles as well as the variety of new technologies and associated new legislation leads to changes and shifts of the priorities of the corporate strategies of vehicle manufacturers. On the one hand, modern vehicles, particularly electric and hybrid cars, show a steadily increasing proportion of electric systems. On the other hand, the diversity of derivatives is constantly increasing. The high complexity of the electromagnetic phenomena and the combination of different voltage levels inside the car represent a large challenge for the EMC. To be able to meet the legal as well as quality requirements for electric and hybrid cars, the EMC process must be continually adapted and further developed. The challenges of the current process steps are discussed and fields of action and improvement options are derived. To strengthen and improve the established EMC process for electric and hybrid cars, a consistent validation and verification strategy with different specific applications and optimization possibilities is presented in this work. The high complexity and the reasons for EMC problems are reduced by an advanced combination of existing and newly developed measurement and simulation methods as well as quality management tools. The advantages and disadvantages of the different applications and methods are discussed and several applications are shown.

This work presents additional validation and verification steps for a consistent and efficient optimization of the EMC development process of electric and hybrid cars. Especially the requirements management and the implementation phase can be optimized by the help of methods for the detailed definition of component requirements and the analysis of the relationship between the vehicle and the component level. Simulation methods supplement the established EMC process, by uncovering electromagnetic dependencies in early development phases through specific analysis. For virtual analysis, a large amount of data and models as well as detailed information are needed. The high effort for the creation of simulation models is reduced through gradual analysis and optimization of components across subsystems up to the whole car while the most influential parameters are identified. Due to the high product complexity with a variety of networked systems and functions, there are risks associated with EMC validation done only by measurements as they can only be carried out in late development phases based on the first prototypes. Yet, the validation depth of the EMC test management can be increased through appropriate methods for improved qualification and integration of components into the car.





# Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung . . . . .	I
Abstract . . . . .	III
Inhaltsverzeichnis . . . . .	V
1. Einführung . . . . .	1
1.1 Einleitung . . . . .	1
1.2 Fragestellung und Zielsetzung . . . . .	2
1.3 Inhalt und Aufbau der Arbeit . . . . .	3
2. Grundlagen . . . . .	5
2.1 Grundlagen der elektromagnetischen Verträglichkeit . . . . .	5
2.2 EMV und Normung von Elektro- und Hybridfahrzeugen . . . . .	8
2.3 HV-Kabel und Schirmungseigenschaften . . . . .	12
2.4 EMV-Simulation und Durchführung von virtuellen Analysen bei Elektro- und Hybridfahrzeugen . . . . .	19
2.5 Qualitätsmethoden nach der Six-Sigma-Strategie und Grundlagen der statistischen Versuchsplanung . . . . .	24
2.6 S-Parameter und mathematische Grundlagen der De-embedding Methode . . . . .	28
3. Optimierung des EMV-Entwicklungsprozesses von Elektro- und Hybridfahrzeugen	33
3.1 Diskussion des EMV-Entwicklungsprozesses . . . . .	33
3.2 Weiterentwicklung und Stärkung des EMV-Entwicklungsprozesses . . . . .	37
3.3 Analyse und Vereinfachung von Simulationsmodellen zur Verbesserung der virtuellen Absicherung mit Hilfe statistischer Versuchsplanung . . . . .	48
3.3.1 Anwendungsbereich und Nutzen der statistischen Versuchsplanung im EMV-Absicherungsprozess . . . . .	48
3.3.2 Analyse von EMV-Simulationsmodellen und Identifizierung der Einflussparameter durch statistische Versuchsplanung . . . . .	50
3.3.3 Diskussion der statistischen Versuchsplanung zur Optimierung von EMV-Simulationsmodellen . . . . .	55
3.4 Optimierung des Anforderungsmanagements für Komponenten mit Hilfe einer Systemsimulation . . . . .	57
3.4.1 Anwendungsbereich und Nutzen des optimierten Anforderungsmanagements für Komponenten . . . . .	57
3.4.2 Methodik zur spezifischen Definition der Anforderungen für Fahrzeugkomponenten . . . . .	58
3.4.3 Diskussion der Methodik zur spezifischen Definition der Anforderungen an Fahrzeugkomponenten . . . . .	62
3.5 Erstellung von leitungsgeführten Störquellenmodellen auf Basis des Normaufbaus für leitungsgeführte EMV-Messungen . . . . .	64

3.5.1	Anwendungsbereich und Nutzen der Erstellung von leitungsgeführten Störquellenmodellen . . . . .	64
3.5.2	Erstellung von leitungsgeführten Störquellenmodellen zur Optimierung der virtuellen EMV-Absicherung . . . . .	65
3.5.3	Diskussion der Methodik zur Erstellung von leitungsgeführten Störquellenmodellen . . . . .	70
3.6	Minimierung des Einflusses des Messaufbaus mit Hilfe der De-embedding Methode zur Verbesserung der Messergebnisse für Komponentendämpfungen	72
3.6.1	Anwendungsbereich und Nutzen der De-embedding Methode zur Verbesserung der Messung von Komponentendämpfungen . . . . .	72
3.6.2	Optimierung der Dämpfungsmessungen von Fahrzeugkomponenten mit Hilfe der De-embedding Methode . . . . .	73
3.6.3	Diskussion der Anwendung der De-embedding Methode zur Minimierung des Einflusses des Messaufbaus bei Komponentendämpfungsmessungen . . . . .	75
4.	Applikationen der Methoden am Beispiel von Elektro- und Hybridfahrzeugen . . . . .	78
4.1	Analyse und Optimierung der Schirmeffektivität von HV-Kabeln am Beispiel unterschiedlicher Schirmtypen . . . . .	79
4.1.1	Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für verschiedene Schirmtypen und multiple Schirmungen . . . . .	79
4.1.2	Validierung des Regressionsmodells der statistischen Versuchsplanung am Beispiel der Ergebnisse für eine dreifache Schirmung . . . . .	93
4.1.3	Validierung der Simulationsmodelle für die Bestimmung der Transferimpedanz der Kabelschirmungen durch Messergebnisse . . . . .	94
4.2	Analyse und Optimierung von Hochvoltsystemen im Fahrzeug . . . . .	96
4.2.1	Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für Subsysteme im Fahrzeug am Beispiel zweier paralleler HV-Leitungen . . . . .	97
4.2.2	Diskussion der Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für die Analyse des Subsystems mit Hilfe von Messergebnissen . . . . .	103
4.3	Analyse, Definition und Optimierung der EMV-Anforderungen an Fahrzeugkomponenten . . . . .	111
4.3.1	Virtuelle Analyse und Ergebnisse aus der Systemsimulation zur spezifischen Definition von Komponentenanforderungen . . . . .	112
4.3.2	Ergebnisse für die Anwendung der De-embedding Methode auf Komponentendämpfungsmessungen aus der Schaltungssimulation . . . . .	120
4.4	Analyse von Störquellenmodellen und Beispiele aus der Schaltungssimulation	127
5.	Zusammenfassung . . . . .	142
6.	Literaturverzeichnis . . . . .	146
7.	Abbildungsverzeichnis . . . . .	152
8.	Tabellenverzeichnis . . . . .	153

---

Anhang . . . . . 154



# 1. Einführung

Diese Einführung in das Thema „Optimierung der EMV-Absicherung von Elektro- und Hybridfahrzeugen durch Simulationen, Messungen und Qualitätsmethoden“ beginnt mit einer kurzen Einleitung in die Thematik. Anschließend werden die Fragestellungen und die Zielsetzung der Arbeit erläutert. Das Kapitel schließt mit der Beschreibung des Inhaltes und des Aufbaus der Arbeit.

## 1.1 Einleitung

Moderne Kraftfahrzeuge sind mit einer Vielzahl von vernetzten elektrischen und elektronischen Systemen und Funktionen ausgestattet. Die Elektrifizierung des Antriebsstranges und die Integration des Hochvoltbordnetzes in Elektro- und Hybridfahrzeuge bringt neuartige Problemstellungen für den Entwicklungsprozess. Die hohen Spannungen und großen Ströme des Hochvoltbordnetzes und leistungselektronischer Systeme im Fahrzeug haben bei der Störaussendung elektromagnetischer Felder ein besonders hohes Störpotential. Die Herausforderungen der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) von Fahrzeugen sind die hohe Komplexität der elektromagnetischen Phänomene und die Wechselwirkungen und Koppelwirkungen von EMV-Störungen im Fahrzeug.

Bei der EMV von Fahrzeugen geht es darum, sicherzustellen, dass das Fahrzeug in seiner üblichen Umgebung sicher und zuverlässig funktioniert. Die EMV-Anforderungen an Fahrzeuge sind durch gesetzliche Normen und Standards definiert. Diese schreiben zum einen vor, wie hoch die Störfestigkeit eines Fahrzeugs sein muss und zum anderen wie groß die Emissionen sein dürfen, die es maximal in seine elektromagnetische Umwelt abgeben darf, damit andere Systeme nicht gestört werden. Darüber hinaus werden aus Qualitätsgründen EMV-Anforderungen für das Gesamtfahrzeug und die Fahrzeugkomponenten definiert.

Der EMV-Entwicklungsprozess ist abgeleitet aus dem Fahrzeugentwicklungsprozess und beschreibt alle Tätigkeiten und Meilensteine, welche zur Einhaltung der EMV-Grenzwerte und zur Sicherstellung der Zulassungsanforderungen der Fahrzeuge durchgeführt werden. Je später im Entwicklungsprozess EMV-Probleme erkannt werden, desto teurer ist die Umsetzung von Konzeptänderungen und Entstörungsmaßnahmen. Um Kosten und außerordentliche Aufwände in späten Entwicklungsphasen zu sparen, müssen die EMV des Gesamtfahrzeugs sowie der relevanten Fahrzeugkomponenten im gesamten Entwicklungsprozess analysiert und die Anforderungen geeignet definiert werden. Durch den gezielten Einsatz und geeignete Kombinationen von Mess- und Simulationsverfahren sowie Qualitätsmethoden kann die hohe Komplexität der EMV von Elektro- und Hybridfahrzeugen reduziert und die Produktqualität gesteigert werden.

## 1.2 Fragestellung und Zielsetzung

Die große Schwierigkeit der EMV von Fahrzeugen besteht darin, alle Einflussfaktoren von Problemstellungen zu ermitteln. Für die Identifikation und Analyse von Einflussparametern sind abwechselnde Messungen und Simulationen notwendig. Genormte Messaufbauten und Messverfahren sowie die Messergebnisse sind auf Komponenten- und Systemebene für die Ladeinheit von Elektro- und Hybridfahrzeugen gegeben. Diese sollen durch gezielte Simulationen der Teilkomponente und des Gesamtsystems optimiert und ergänzt werden, wobei die komplexen Abhängigkeitsmodelle für die Simulationen abstrahiert werden müssen. Zum einen sollen konkrete Messungen durch virtuelle Methoden ergänzt werden, wodurch der Messaufwand auf die notwendigen und messtechnisch aussagekräftigen Themen beschränkt werden kann. Zum anderen kann die Absicherungslücke hinsichtlich der elektromagnetischen Verträglichkeit zwischen den Komponenten- und den Fahrzeuganforderungen durch gezielte Simulationen des Komponentenmessaufbaus sowie des Gesamtfahrzeugs geschlossen werden. Die Erkenntnisse fließen als „Lessons Learned“ in die Entwicklung der Fahrzeuge sowie in die Maßnahmenentwicklung und Optimierungen der Testpläne bei Labormessungen ein. Durch eine geschickte Kombination der Mess-, Simulations- und Qualitätsverfahren wird abschließend eine effiziente EMV-Absicherungsstrategie entworfen, die anhand der EMV-Absicherung der Ladeelektronik von Elektro- und Hybridfahrzeugen gezeigt wird.

Ziel der Dissertation ist die systematische Ergänzung und Optimierung des bestehenden EMV-Entwicklungsprozesses für Elektro- und Hybridfahrzeuge. Die Einsatzmöglichkeiten verschiedener Methoden aus den Bereichen der Messung, Simulation und Qualitätsmethodik werden diskutiert und die Applikationen am Beispiel der Elektro- und Hybridfahrzeuge gezeigt. Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt auf der Analyse und Minimierung der EMV-Emissionen der Ladeelektronik und der Absicherung des Hochvoltsystems von Elektro- und Hybridfahrzeugen, da diese Systeme neuartige Problemstellungen und EMV-Anforderungen beschreiben. Die Störfestigkeit der Fahrzeuge und Komponenten wird in dieser Arbeit nicht explizit betrachtet, da das geschirmte Hochvoltsystem der Fahrzeuge im Hinblick auf die Störfestigkeit nicht wesentlich kritischer ist, als die Systeme bei den klassischen Verbrennungsfahrzeugen. Aus den Erkenntnissen können die Anforderungen für einen verbesserten Ansatz der EMV-Entwicklung von Elektro- und Hybridfahrzeugen erstellt und eine konkrete Einsatzstrategie für einen effizienten Integrationsprozess abgeleitet werden. Hierdurch sollen EMV-Probleme in Zukunft frühzeitiger erkannt und vermieden werden, wodurch die Entwicklungsdauer sowie die Entwicklungskosten reduziert werden können und die Produktqualität der Fahrzeugkomponenten sowie der Elektro- und Hybridfahrzeuge ansteigt.

### 1.3 Inhalt und Aufbau der Arbeit

Im 2. Kapitel werden die Grundlagen zum Verständnis des EMV-Entwicklungsprozesses und der EMV-Absicherung von Elektro- und Hybridfahrzeugen präsentiert. Es beginnt mit einem kurzen Überblick über die EMV sowie über die aktuellen Normen von Elektrofahrzeugen. Im nächsten Schritt werden die Eigenschaften von Hochvoltkabeln und deren Schirmungsmöglichkeiten beschrieben, da die Verkabelungen im Fahrzeug einen der wichtigsten Koppelpfade für EMV-Störungen im Fahrzeug darstellen. Im Weiteren werden die Grundlagen der EMV-Simulation und die Durchführung von virtuellen Analysen bei Elektro- und Hybridfahrzeugen beschrieben. Außerdem werden ein kurzer Überblick über die Qualitätsmethoden nach der Six-Sigma-Strategie und detaillierte Informationen über die statistische Versuchsplanung gegeben. Zuletzt werden die mathematischen Grundlagen der Streu- und Kettenparameter von Zweitoren sowie die Berechnungsschritte für die Anwendung der De-embedding Methode beschrieben.

Das 3. Kapitel beschäftigt sich mit der Optimierung des EMV-Entwicklungsprozesses durch den gezielten Einsatz von Methoden und Anwendungen. Zuerst werden die Herausforderungen des aktuellen EMV-Entwicklungsprozesses analysiert und diskutiert. Anschließend werden daraus Handlungsfelder und Ergänzungsmöglichkeiten abgeleitet und Verbesserungen sowie Methoden und Ansätze in den Bereichen der Messungen, Simulationen und Qualitätsmethoden untersucht. Es wird eine Validierungs- und Verifizierungsstrategie mit verschiedenen konkreten Anwendungs- und Optimierungsmöglichkeiten zur Stärkung der EMV-Entwicklung und der EMV-Absicherung vorgestellt. Die Methoden und Anwendungen des gestärkten Prozessmodells werden, sortiert nach ihren zeitlichen Einsatzmöglichkeiten im Entwicklungsprozess, vorgestellt und der aktuelle Stand der Technik für die unterschiedlichen Methoden wird beschrieben. Anschließend werden die Anwendungsbereiche und die Vor- und Nachteile der Methoden für den EMV-Entwicklungsprozess diskutiert.

Das 4. Kapitel präsentiert konkrete Applikationen der Methoden am Beispiel von Elektro- und Hybridfahrzeugen. Für eine Optimierung des Gesamtsystems kann die statistische Versuchsplanung schrittweise von detaillierten und abgegrenzten Fragestellungen, wie z.B. die Auslegung unterschiedlicher Schirmtypen von HV-Kabeln, bis hin zur Analyse von Teilsystemen, wie z.B. das HV-System des Fahrzeugs, angewendet werden. Die Modellierung der Simulationsmodelle wird auf Systemebene stark vereinfacht, da die Einflussstärke von Parametern bestimmt werden kann und die Ergebnisse und Vereinfachungen der Teilsysteme für weitere Analysen übernommen werden können. Das Kapitel beginnt mit der Analyse und Optimierung der Schirmeffektivität von HV-Kabeln mit unterschiedlichen Schirmtypen. Die Ergebnisse für die statistische Versuchsplanung bei der Anwendung auf EMV-Simulationsmodelle zur Bestimmung der Transferimpedanz werden am Beispiel von Vollmantelschirmen, Geflechschirmen und mehrfach geschirmten HV-Leitungen aus verschiedenen Schirmtypen gezeigt. Die erstellten Regressionsmodelle sowie die benutzten Simu-

lationsmodelle werden validiert. Anschließend werden die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung sowie die Diskussion der Simulationsergebnisse mit Hilfe von Messungen für die Analyse und Optimierung von Subsystemen im Fahrzeug gezeigt. Im nächsten Schritt werden die Definition, Analyse und Optimierung des EMV-Anforderungsmanagements von Fahrzeugkomponenten beschrieben. Hierfür wird die Anwendung einer Auswertemethodik gezeigt, mit deren Hilfe auf der Grundlage von Gesamtfahrzeugsimulationen Rückschlüsse auf die Komponentenanforderungen im Fahrzeug gezogen werden können. Die Methodik wird am Beispiel der leitunggeführten Emissionen der Ladeelektronik im Fahrzeug präsentiert. Nachfolgend werden die Dämpfungseigenschaften von Fahrzeugkomponenten genauer untersucht und die Anwendung der De-embedding Methode auf Dämpfungsmessergebnisse gezeigt. Des Weiteren werden Beispiele für die Analyse von Störquellen und Störarten von Fahrzeugkomponenten und für die Verwendung von Störquellenmodellen bei virtuellen Analysen beschrieben.

Das 5. Kapitel fasst alle Ergebnisse dieser Arbeit zusammen.



## 2. Grundlagen

### 2.1 Grundlagen der elektromagnetischen Verträglichkeit

Im Bundesgesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Betriebsmitteln [Bundesministerium für Justiz und Verbraucherschutz, 2016] ist die elektromagnetische Verträglichkeit als Fähigkeit einer elektrischen Einrichtung definiert, in ihrer elektromagnetischen Umgebung zufriedenstellend zu funktionieren, ohne diese Umgebung, zu der auch andere Einrichtungen gehören, unzulässig zu beeinflussen. Ein elektrisches System gilt demnach als verträglich, wenn es in seiner Eigenschaft als Sender nur ein tolerierbares Maß an Emissionen abgibt und in seiner Eigenschaft als Empfänger eine ausreichende Störfestigkeit bzw. Immunität aufweist [Schwab und Kürner, 2011].

Abbildung 2.1 veranschaulicht das Beeinflussungsmodell der EMV mit Störquelle, Kopplungspfad und Störsenke.

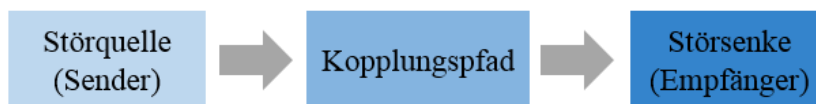


Abb. 2.1: EMV-Modell mit Störquelle, Kopplungspfad und Störsenke

Abhängig vom Ausbreitungsmedium und der Entfernung zwischen Störquelle und Störsenke können Störgrößen über unterschiedliche Wege sowie Kombinationen aus mehreren Pfaden überkoppeln [Schwab und Kürner, 2011]. Abbildung 2.2 zeigt die unterschiedlichen Kopplungsarten elektromagnetischer Beeinflussungen zwischen der Störquelle und der Störsenke.

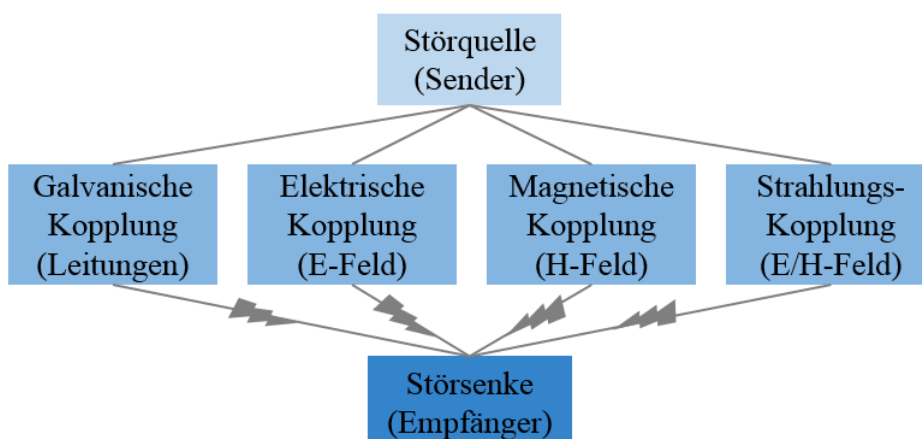


Abb. 2.2: Kopplungsarten elektromagnetischer Beeinflussungen

Die galvanische oder leitungsgebundene Kopplung tritt auf, wenn zwei oder mehr Stromkreise eine gemeinsame Impedanz besitzen und der Strom im Störstromkreis an der gemeinsamen Impedanz einen Spannungsabfall erzeugt, der sich im Stromkreis des gestörten Systems dem Nutzsignal überlagert. Die elektrische oder kapazitive Kopplung tritt zwischen zwei oder mehreren Stromkreisen mit verschiedenen Potentialen auf, zwischen denen ein elektrisches Feld besteht. Dessen beeinflussende Wirkung kann im Ersatzschaltbild durch die Annahme von Streukapazitäten abgebildet werden. Der Strom durch die Streukapazitäten erzeugt im gestörten Stromkreis einen Spannungsabfall, der sich dem Nutzsignal als Störspannung überlagert. Die magnetische oder induktive Kopplung tritt zwischen zwei oder mehreren stromdurchflossenen Leiterschleifen auf. Der Strom in der einen Leiterschleife ist mit einem veränderlichen Magnetfeld verknüpft, das im gestörten Stromkreis der anderen Leiterschleife eine Spannung induziert, die sich dem Nutzsignal überlagert. In [Schwab und Kürner, 2011] ist der Begriff der Strahlungskopplung für das Fernfeld beschrieben. Im Fernfeld sind das elektrische und das magnetische Feld über den Wellenwiderstand des Kopplmediums miteinander verknüpft.

In der Praxis können mehrere Kopplungspfade gleichzeitig oder parallel wirksam sein und ein Kopplungspfad zwischen einer Störquelle und einer Störsenke kann mehrere kaskadierte Kopplungen beinhalten. Konkrete Beispiele und detailliertere Beschreibungen der unterschiedlichen Kopplungsarten sind z.B. in [Schwab und Kürner, 2011] beschrieben.

Das magnetische Feld  $\vec{H}$ , das elektrische Feld  $\vec{E}$  sowie die elektrische Flussdichte  $\vec{D}$  und die magnetische Flussdichte  $\vec{B}$  sind die wesentlichen elektromagnetischen Größen. Die Grundgleichungen der elektromagnetischen Felder sind durch die Maxwell'schen Gleichungen gegeben, welche in integraler Form im Zeitbereich gemäß

$$\oint_{C(A)} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \iint_A \left[ \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right] \cdot d\vec{A}, \quad (2.1)$$

$$\oint_{C(A)} \vec{E} \cdot d\vec{s} = -\frac{d}{dt} \iint_A \vec{B} \cdot d\vec{A}, \quad (2.2)$$

$$\oiint_{A(V)} \vec{D} \cdot d\vec{A} = \iiint_V \rho \, dv, \quad (2.3)$$

$$\oiint_{A(V)} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (2.4)$$

angegeben werden können [Gustrau, 2011], [Schwab, 2013].

Die zugehörigen Materialgleichungen sind in einem linearen, isotropen und nichtdispersiven Medium durch

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}, \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H}, \quad (2.6)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.7)$$

mit der Permittivität  $\epsilon$ , der Permeabilität  $\mu$  und der elektrischen Leitfähigkeit  $\sigma$  beschrieben.

Das Durchflutungsgesetz, welches durch die Gleichung (2.1) beschrieben wird, besagt, dass Leitungs- und Verschiebungsströme magnetische Wirbelfelder verursachen. Die Gleichung (2.2) repräsentiert das Induktionsgesetz, welches veranschaulicht, dass ein sich ändernder magnetischer Fluss in seiner Umgebung ein elektrisches Wirbelfeld erzeugt. Die Gleichungen (2.3) und (2.4) beschreiben die Gaußschen Gesetze für das E-Feld und das H-Feld. Sie besagen, dass Ladungen als Quellen für elektrische Felder angesehen werden und dass das Magnetfeld als quellenfrei angenommen wird.

In der EMV spielt die Unterscheidung zwischen Gegentakt- und Gleichtaktstörungen eine wichtige Rolle. Eine Gegentaktstörung ist bei einem zweiadrigen System durch das Vorhandensein einer Spannung zwischen den Leitern definiert. Die Gegentaktspannung überlagert sich der Nutzspannung und kann zu Fehlfunktionen und Störungen führen. Gleichtaktstörungen zeigen sich durch das Vorhandensein einer Spannung längs eines (verlustbehafteten) Leiters. Die Gleichtaktspannung tritt z.B. in Erscheinung, wenn es zwischen dem betreffenden Stromkreis und der Bezugsmasse zu einer leitenden oder kapazitiven Verbindung kommt. Detaillierte Informationen zu typischen Gegentakt- und Gleichtaktstörungen sowie zu den physikalischen Grundlagen sind z.B. in [Schwab und Kürner, 2011] gegeben.

## 2.2 EMV und Normung von Elektro- und Hybridfahrzeugen

Die EMV von Fahrzeugen ist durch Normen und gesetzliche Anforderungen beschrieben. Diese schreiben zum einen vor, wie hoch die Störfestigkeit eines Fahrzeugs sein muss und zum anderen, wie groß die Störemissionen sein dürfen. Die Störfestigkeit eines Fahrzeugs wird durch die Resistenz gegenüber Einstrahlung und Einkopplungen von Außen gewährleistet. Die Störemissionen beschreiben die Störungen, die das Fahrzeug maximal in seine elektromagnetische Umwelt abgeben darf, damit andere Systeme nicht gestört werden. Ein besonderer Forschungsschwerpunkt liegt bei Elektro- und Hybridfahrzeugen auf den leitungsgeführten EMV-Anforderungen, da das Ladekabel das Fahrzeug direkt mit dem Versorgungsnetz verbindet. Diese Besonderheit der Elektro- und Hybridfahrzeuge gegenüber den klassischen Kraftfahrzeugen mit Verbrennungsmotor erhöht die Komplexität der EMV-Absicherung. Die EMV-Anforderungen unterteilen sich bei Elektro- und Hybridfahrzeugen in die gestrahlte und die leitungsgeführte Störfestigkeit sowie in die gestrahlte und die leitungsgeführte Störemission. Abbildung 2.3 veranschaulicht das elektromagnetische Verhalten am Beispiel eines Elektro- oder Hybridfahrzeugs mit Ladetechnik.



Abb. 2.3: Elektromagnetische Verträglichkeit von Elektro- und Hybridfahrzeugen

Es gibt nationale und internationale gesetzliche Normen und Standards, die für die weltweite oder landesspezifische Zulassung von Fahrzeugen einzuhalten sind. Im Bereich der Elektromobilität ist eine gesetzliche Grundlage erstmalig geschaffen worden und wird ständig erneuert und erweitert. Eine wichtige internationale Norm ist in diesem Zusammenhang die vom Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR) ausgegebene Norm CISPR 25 [IEC/CISPR 25, 2008]. Die normative Festlegung und einheitliche Beschreibung der Messmethoden und Messaufbauten führt zu vergleichbaren und reproduzierbaren Ergebnissen. Die Einhaltung gesetzlicher Anforderungen für die Straßenzulassung der Fahrzeuge ist im Bezug auf die EMV durch die international gültige von der Economic Commission for Europe (ECE) ausgegebene Norm ECE R10 [ECE R10, 2014] reguliert.

Abbildung 2.4 veranschaulicht die EMV-Anforderungen für das Gesamtfahrzeug und exemplarisch für die Ladelektronik im Fahrzeug. Die Prüfung der EMV von Fahrzeugen und verbauten Fahrzeugkomponenten ist für sicherheitsrelevante Produkte gesetzlich gefordert, um Störungen sowie unsichere Betriebszustände oder gar Unfälle durch elektromagnetische Störungen zu vermeiden. Des Weiteren unterliegen die Fahrzeugkomponenten aus Qualitätsgründen, wie z.B. dem störungsfreien Radioempfang, bestimmten EMV-Anforderungen.

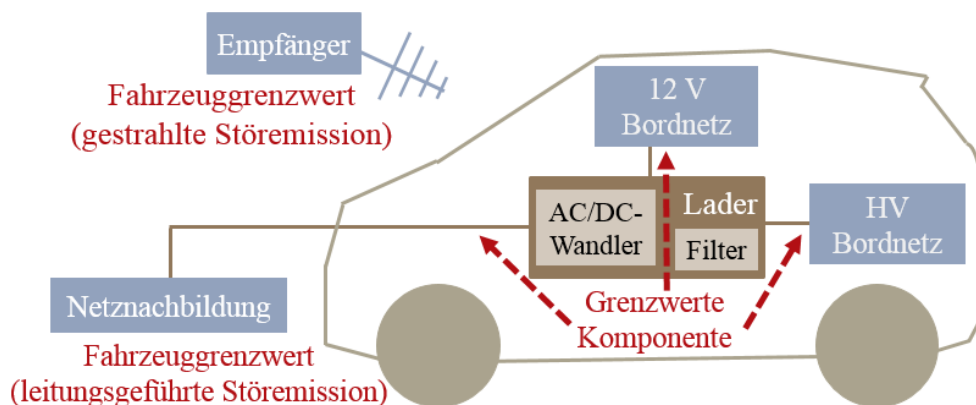


Abb. 2.4: Darstellung der Fahrzeug- und Komponentengrenzwerte am Beispiel eines Elektro- oder Hybridfahrzeugs mit Ladeelektronik

Mit der Einführung von Plugin-Hybriden und Elektrofahrzeugen mit einer Schnittstelle der Fahrzeugbordnetze zum Versorgungsnetz gelten für Fahrzeuge die gleichen EMV-Anforderungen wie an Haushaltsgeräte (z.B. ein Wasserkocher oder eine elektrische Zahnbürste). Die Standards der Fahrzeughersteller müssen mindestens den Anforderungen an die Fahrzeuge aus [IEC/CISPR 25, 2008] und [ECE R10, 2014] genügen und sind in der Regel aus Qualitätsgründen strenger ausgelegt. In den Standards der Automobilhersteller sind EMV-Anforderungen für Bauteile, Komponenten, Systeme und das Gesamtfahrzeug festgelegt. Dazu werden Prüfverfahren, Prüfpegel, Grenzwerte und die Durchführung der Prüfungen definiert. Für jede Fahrzeugkomponente werden EMV-Anforderungen definiert. Daher spielen die Zusammenhänge zwischen den Komponenten- und den Fahrzeuggrenzwerten eine wichtige Rolle für die EMV-Entwicklung. Die Komponentenanforderungen sind zwischen Komponenten unter 60 V Nennspannung und Komponenten über 60 V Nennspannung unterschieden. Unter Hochvolt (HV) werden im Automobilssektor Spannungen über 60 V verstanden. Diese im automobilen Umfeld eingeführte Bezeichnung soll das erhöhte Gefahrenpotential verdeutlichen.

Die gestrahlten Störemissionen des Fahrzeugs werden an einem Empfänger (Antenne) außerhalb des Fahrzeugs gemessen. Die leitungsgeführten Störemissionen werden an einer Netznachbildung am Ende des externen Ladekabels (Anschluss zum Versorgungsnetz) bestimmt. Netznachbildungen werden in EMV-Laboren bei der Messung von leitungsgeführten Störemissionen von Komponenten und Gesamtsystemen verwendet. Nach [IEC/CISPR 25, 2008] beschreibt eine Netznachbildung ein in die Stromversorgungs- oder Signal- bzw. Lastleitung eines Gerätes eingefügtes Netzwerk, welches in einem gegebenen Frequenzbereich eine festgelegte Lastimpedanz für die Messung von Störspannungen bereitstellt. Die Netznachbildungen haben im Messaufbau die Aufgabe, die von bestimmten Netzen gebotenen Eigenschaften künstlich und immer gleichbleibend herzustellen [Stotz, 2013]. Die Netznachbildungen für EMV-Messungen an Fahrzeugen repräsentieren das Fahrzeugbordnetz. Abhängig von der Netzimpedanz der Versorgung des Prüfaufbaus können EMV-Messungen zu unterschiedlichen Ergebnissen führen. Der Einsatz von Netznachbildungen bietet dem Messobjekt eine definierte Leitungsimpedanz und dämpft Störungen durch den Prüfling in Richtung des Versorgungsnetzes [IEC/CISPR 25, 2008].

Abbildung 2.5 veranschaulicht den Aufbau einer Niedervolt-Netznachbildung. An Tor 1 wird das Messobjekt und an Tor 2 die Versorgungsspannung angeschlossen. An Tor 3 werden die Störungen für den Messempfänger abgegriffen. Die Längsinduktivität einer Netznachbildung für Fahrzeugmessungen beträgt  $5\ \mu\text{H}$  und stellt ungefähr fünf Meter Leitungslänge dar. Der Auskoppelkondensator besitzt eine Kapazität von  $0,1\ \mu\text{F}$ . Die Störungen werden über einem Widerstand von  $1\ \text{k}\Omega$  abgegriffen. Bei einer Hochvolt-Netznachbindung wird der  $1\ \mu\text{F}$  Kondensator an der Versorgungsspannung durch eine Parallelschaltung eines  $1\ \text{M}\Omega$  Widerstandes und einer  $0,1\ \mu\text{F}$  Kapazität ersetzt. Weitere Informationen zu Netznachbildungen finden sich z.B. in [Schwab und Kürner, 2011], [IEC/CISPR 25, 2008] und [BMW Group Standard, 2013b].

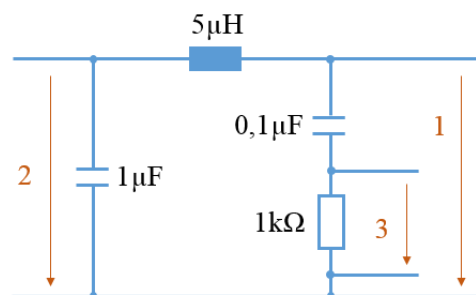


Abb. 2.5: Aufbau einer Netznachbildung für EMV-Messungen

Neben den Emissionsanforderungen müssen für Elektro- und Hybridfahrzeuge und die Fahrzeugkomponenten auch die leitungsgeführten und gestrahlten Störfestigkeitsanforderungen eingehalten werden. Der Fokus dieser Arbeit liegt auf der Analyse und Optimierung von EMV-Emissionen, da sich die Anforderungen an die Störfestigkeit der Elektro- und Hybridfahrzeuge kaum von den herkömmlichen Verbrennungsfahrzeugen unterscheiden und die Einhaltung der Störfestigkeit weniger problematisch ist. Daher werden die Störfestigkeitsanforderungen im Weiteren nicht genauer untersucht.

Abbildung 2.4 veranschaulicht neben den Gesamtfahrzeuganforderungen auch die EMV-Anforderungen für Fahrzeugkomponenten am Beispiel der Ladeelektronik. Die Ladeelektronik von Elektro- und Hybridfahrzeugen kann neben dem AC/DC-Wandler einen DC/DC-Wandler und Filterelemente beinhalten. Sie ermöglicht den Energietransfer zwischen dem 230 V Netz, dem HV-DC Bordnetz und dem 12 V Bordnetz. Die Kombination der unterschiedlichen Spannungsebenen macht die Ladeelektronik von Elektro- und Hybridfahrzeugen zu einer komplexen und anspruchsvollen Komponente für die EMV. Sie unterliegt den Komponentengrenzwerten aus den hausinternen Normen der Fahrzeughersteller (in diesem Fall dem BMW Group Standard [BMW Group Standard, 2013b]) für den Spannungsbereich über 60 V für den Anschluss an das 230 V Netz und an der HV-DC Seite und den Komponentengrenzwerten für den Spannungsbereich  $< 60$  V (in diesem Fall aus dem BMW Group Standard [BMW Group Standard, 2013a]) für ihren 12 V Bordnetzanschluss.

Des Weiteren sind für die Ladeelektronik Dämpfungsanforderungen zwischen AC-Seite und 12 V Bordnetz sowie zwischen AC-Seite und HV-DC Bordnetz definiert. Die Dämpfung zwischen AC- und 12 V Bordnetz wird nicht weiter berücksichtigt, da die Emissionsanforderungen an das Niederspannungsbordnetz bereits sehr streng sind. Die Dämpfung der Ladeelektronik verhindert die Kopplung von leitungsgeführten Störungen zwischen den unterschiedlichen Spannungsebenen, welche durch die Komponente miteinander verbunden werden. Zusätzlich können für Hochvoltkomponenten im Fahrzeug, wie für das Beispiel der Ladeelektronik, so genannte Hochvoltklassen definiert werden. Die Hochvoltklassen beschreiben die Grenzwerte bzw. die Emissionen, welche maximal auf den HV-Leitungen der Komponente zulässig sind. Generell gilt, dass sich die Dämpfungs- und Hochvoltanforderungen einer Fahrzeugkomponente gegenseitig bedingen. Wenn die Dämpfungsklasse einer Fahrzeugkomponente strenger gewählt wird, kann die Hochvoltklasse der Komponente weniger streng gewählt werden und umgekehrt. Deshalb ist es wichtig, die Dämpfungs- und die Hochvoltanforderungen einer Komponente im Zusammenhang zu betrachten.

### 2.3 HV-Kabel und Schirmungseigenschaften

Das elektromagnetische Verhalten eines Elektro- und Hybridfahrzeugs kann durch eine geeignete Schirmung des HV-Systems im Fahrzeug verbessert werden. Allgemeine Informationen und mathematische Grundlagen verschiedener Schirmungsmöglichkeiten sind z.B. in [Wolfsperger, 2011] und [Schwab und Kürner, 2011] präsentiert. HV-Kabel gehören zu den wichtigsten Kopplungspfaden für EMV-Störungen innerhalb der Fahrzeuge. Die Ausfallsicherheit von HV-Systemen im Fahrzeug kann von Einstrahlungen in den Kabelbaum bzw. Abstrahlungen des Kabelbaums signifikant beeinflusst werden. Beide Fälle müssen aus Sicherheits- und Qualitätsgründen verhindert werden. Daher ist die Schirmeffektivität ein wichtiges Merkmal für das elektromagnetische Verhalten von Kabeln.

Die Schirmeffektivität von Kabelschirmen wird durch die Transferimpedanz beschrieben. Sie ist ein Maß dafür, wie viele Störungen in das Kabel einkoppeln bzw. auskoppeln können. Für die Schirmung von HV-Kabeln gibt es verschiedene Schirmtypen wie z.B. Vollmantelschirme, Folienschirme oder Geflechtschirme. Für eine Verbesserung der Schirmwirkung über größere Frequenzbereiche werden meist kombinierte Schirme aus verschiedenen Schirmtypen verwendet. Generell gilt, je niedriger die Transferimpedanz, desto besser ist die Schirmeffektivität. Analytische und empirische Ansätze zur Berechnung der Transferimpedanz sind für verschiedene Schirmtypen z.B. in [Schelkunoff, 1934], [Kley, 1993], [Vance, 1975], [Demoulin et al., 1976] und [Sali, 1991] beschrieben worden.

Abbildung 2.6 zeigt beispielhaft den Querschnitt eines mehrfach geschirmten HV-Kabels mit einem Folienschirm und einem Geflechtschirm. Die beiden Schirme sind kurzgeschlossen und durch eine Isolationsschicht vom Innenleiter getrennt.

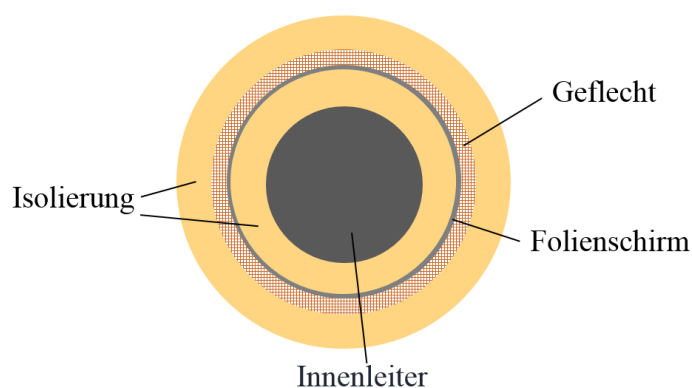


Abb. 2.6: Querschnitt eines Kabels mit einem Folienschirm und einem Geflechtschirm



Die Transferimpedanz eines Kabelschirms kann messtechnisch und simulativ bestimmt werden. Ein gängiges Analyseverfahren für die Schirmwirkung eines Kabels ist die Messung der Transferimpedanz der Schirmung. Allgemeine theoretische Grundlagen zur Kabelschirmung und zu verschiedenen Messverfahren der Schirmungsparameter sind z.B. in [Wolfsperger, 2011] präsentiert. Konkrete Messaufbauten und Beschreibungen von Messverfahren zur Bestimmung der Transferimpedanz von Kabelschirmen finden sich z.B. in [Mushtaq und Frei, 2016], [Kreisch et al., 2014] und [Hoeft et al., 1998].

Abbildung 2.7 zeigt beispielhaft ein geschirmtes Kabel mit der Beschaltung für die Bestimmung der Transferimpedanz der Kabelschirmung. Der parasitäre Strom  $I_1$  wird auf dem Schirm eingepreßt und der Spannungsabfall  $U_2$  wird zwischen dem Schirm und dem Innenleiter an einem Kabelende bestimmt. Am anderen Ende wird das Kabel und die Schirmung kurzgeschlossen. Der Aufbau ist unabhängig vom Schirmtyp. Bei einer mehrfachen Schirmung des Kabels sind die Schirme miteinander verbunden und daher kurzgeschlossen.

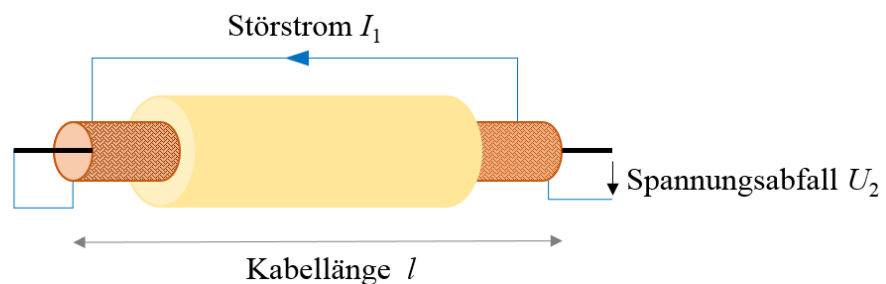


Abb. 2.7: Beschaltung eines geschirmten Kabels für die Bestimmung der Transferimpedanz der Schirmung

Der einfachste Schirmtyp ist ein Vollmantelschirm. Er besteht aus einem metallischen Rohr um den Innenleiter mit einem konstanten Durchmesser und einer konstanten Wandstärke [Kaden, 2006]. Für die Berechnung der Transferimpedanz eines Vollmantelschirms  $Z_{\text{Solid}}$  wird in dieser Arbeit die Formel

$$Z_{\text{Solid}} = \frac{kd}{\sinh(kd)} R_0 = \frac{1}{2\pi r \sigma} \frac{k}{\sinh(kd)} \quad (2.8)$$

mit

$$k = \sqrt{\mu \varepsilon \omega^2 - j \omega \mu \sigma} \quad (2.9)$$

benutzt. Der Parameter  $r$  beschreibt den Außenradius des Schirms, der Parameter  $d$  die Schirmdicke,  $\sigma$  die elektrische Leitfähigkeit des Schirmmaterials,  $\mu$  die Permeabilität und  $\varepsilon$  die Permittivität des Materials. In [Wolfsperger, 2011] wird  $k$  als Wirbelstromkonstante des

Schirms definiert. Die Berechnung der Transferimpedanz für den Vollmantelschirm bezieht sich auf den Gleichstromwiderstand  $R_0$  eines homogenen Rohres, welcher mit

$$R_0 = \frac{1}{2\pi dr\sigma} \quad (2.10)$$

beschrieben wird. Für die Bestimmung der Transferimpedanz werden die elektrischen Felder an der Schirminnenseite und an der Schirmaußenseite bestimmt und anschließend miteinander ins Verhältnis gesetzt. Detaillierte Informationen zu den Herleitungen sind z.B. in [Wolfsperger, 2011] gegeben.

Einen typischen Verlauf der Transferimpedanz eines Vollmantelschirms zeigt Abbildung 2.8 im Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 100 MHz. Der beispielhafte Verlauf ist für ein geschirmtes Kabel mit der Länge 10 cm und dem Außendurchmesser von 11,7 mm sowie einem Innenleiterdurchmesser von 5,5 mm gezeigt. Der Vollmantelschirm ist aus Aluminium und besitzt eine Schirmdicke von 0,081 mm.

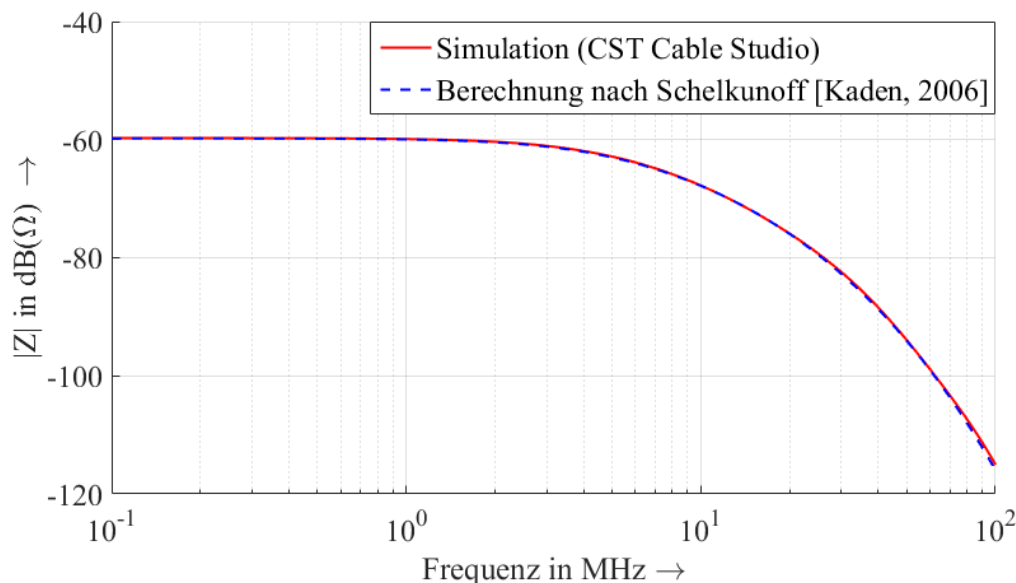


Abb. 2.8: Typischer Verlauf der Transferimpedanz eines Vollmantelschirms im Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 100 MHz

Die Kurve der Transferimpedanz beginnt mit dem Gleichstromwiderstand des Schirms. Mit steigender Frequenz sinkt die Transferimpedanz des Vollmantelschirms auf Grund des Skin-Effekts im Kabelschirm ab. Die Abbildung 2.8 zeigt das Simulationsergebnis eines Vollmantelschirms mit dem Aufbau nach Abbildung 2.7 mit der Software CST Cable Studio [CST, 2016a] und im Vergleich dazu das Ergebnis der Berechnungen mit den gleichen Parametern durch die Formeln (2.8) und (2.9).

Der große Vorteil des Vollmantelschirms ist die gleichmäßige Schirmwirkung des Metallrohrs. Der Nachteil einer massiven Schirmung ist die geringe Biegsamkeit, wodurch zum einen die Produktion der Kabel und zum anderen die Montage erschwert wird. Für eine Verlegung von Kabeln im Fahrzeug sind Vollmantelschirme auf Grund der Biegeradien kaum geeignet. Daher wird eine Vollmantelschirmung von Kabeln meist durch eine sehr dünne Kupferfolie realisiert, welche mit einer Überlappung um den Innenleiter gewickelt wird. Der Folienschirm hat den Vorteil, dass er aufgrund der Folie keine Löcher aufweist und er durch die überlappende Wicklung den Vollmantelschirm annähert. Durch seine geringe Materialdicke von wenigen Mikrometern besitzt er einen geringen elektrischen Leitwert, was bei tiefen Frequenzen eine geringe Schirmwirkung zur Folge hat. Im hohen Frequenzbereich hat er eine sehr gute Schirmwirkung.

Ein komplexerer Schirmtyp ist der Geflechschirm. Der Geflechschirm besteht aus einer Anzahl dünner Drähte, welche so miteinander verwoben sind, dass sie eine Geflechtstruktur mit einer bestimmten Bedeckungsdichte formen. Ein Strang oder Leitungsbündel besitzt dabei eine bestimmte Anzahl von parallelen Filamenten, welche unter einem bestimmten Winkel miteinander verwoben werden. Die rautenförmigen Löcher, welche sich auf Grund der Geflechtstruktur zwischen den verwobenen Leitungsbündeln ergeben, werden Aperturen genannt. Abbildung 2.9 veranschaulicht die Struktur von Geflechschirmen.

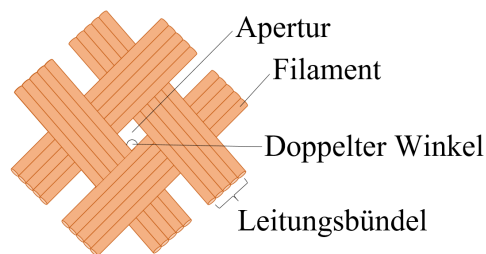


Abb. 2.9: Veranschaulichung der Struktur eines Geflechschirms

Für den Verbau von geschirmten Kabeln im Fahrzeug ist beim Geflechschirm vorteilhaft, dass er sich durch die dünnen Drähte deutlich besser biegen und sich somit den Verlegewegen des Kabelbaums im Fahrzeug anpassen lässt. Nachteilig ist, dass durch die Aperturen im Geflechschirm keine vollkommen gleichmäßige Schirmwirkung erzielt werden kann.

Für die Berechnung der Transferimpedanz von Geflechschirmen wird in dieser Arbeit die Formel von Kley herangezogen. Eine Zusammenfassung der Berechnungen ist in [Kley, 1993] gegeben. Ergänzende Angaben zur Herleitung der Formeln und zur Bestimmung der Konstanten sowie der zu Grunde liegenden Messergebnisse sind in [Kley, 1991] präsentiert.

Die Formel für die Transferimpedanz von Geflechschirmen  $Z_{\text{Braid}}$  ist durch die Übertragungsimpedanz eines äquivalenten Vollmantelschirms  $Z_{\text{R}}$ , die Kopplungsinduktivität  $L_{\text{T}}$  und die Skininduktivität  $L_{\text{S}}$  mit Hilfe von

$$Z_{\text{Braid}} = Z_{\text{R}} + j\omega L_{\text{T}} + (1 + j)\omega L_{\text{S}} \quad (2.11)$$

sowie

$$Z_{\text{R}} \approx \frac{1}{\sigma G_0 \cos(\alpha)} \frac{2}{\pi^2 D_{\text{m}} d} \frac{d_{\text{R}}(1 + j)/\delta}{\sinh(d_{\text{R}}(1 + j)/\delta)}, \quad (2.12)$$

$$L_{\text{T}} \approx \frac{\mu_0}{m} \left[ 0,875 \frac{\pi}{6} (2 - \cos(\alpha))(1 - G^3)e^{-\tau_{\text{H}}} - \frac{0,11}{n} \cos(1k_1 \alpha) \right], \quad (2.13)$$

$$\omega L_{\text{S}} \approx \frac{1}{\pi \sigma \delta} \frac{1}{D_{\text{m}}} \left[ 10\pi G_0^2 \cos(\alpha)(1 - G)e^{-\tau_{\text{E}}} - \frac{3,3}{2\pi G_0} \cos(2k_2 \alpha) \right] \quad (2.14)$$

definiert.

Ergänzende Formeln sind durch

$$d_{\text{R}} = \frac{0,67d}{\sqrt{\cos(\alpha)}}, \quad (2.15)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma}}, \quad (2.16)$$

$$e^{-\tau_{\text{E}}} = 12 G^3 \sqrt{\frac{B^2 d}{D_{\text{m}}}}, \quad (2.17)$$

$$e^{-\tau_{\text{H}}} = 9,6 G^3 \sqrt{\frac{B^2 d}{D_{\text{m}}}}, \quad (2.18)$$

$$k_1 = \frac{\pi}{4} \left[ \frac{2}{3} G_0 + \frac{\pi}{10} \right]^{-1}, \quad (2.19)$$

$$k_2 = \frac{\pi}{4} \left[ \frac{2}{3} G_0 + \frac{3}{8} \right]^{-1} \quad (2.20)$$

gegeben.

Des Weiteren kann die optische Bedeckung des Geflechtschirms, in dieser Arbeit mit  $O$  bezeichnet, durch

$$O = G(2 - G) \quad (2.21)$$

mit dem Füllfaktor  $G$  des Geflechtschirms bestimmt werden.

Die Bedeckung des Geflechtschirms wird in Prozent angegeben und berechnet sich aus den Schirmparametern. Weitere Informationen und detaillierte Angaben über die Zusammenhänge zwischen dem mittleren Geflechtsdurchmesser  $D_m$ , der Schirmfüllung  $G$ , der minimalen Schirmfüllung  $G_0$ , dem Geflechtswinkel  $\alpha$  und der optischen Bedeckung  $O$  sowie die Bestimmung der Parameterwerte sind [Kley, 1993] und [Kley, 1991] zu entnehmen.

Ein typischer Verlauf der Transferimpedanz eines Geflechtschirms zeigt Abbildung 2.10 im Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 100 MHz. Die Abbildung zeigt das Simulationsergebnis für die Transferimpedanz eines Geflechtschirms mit dem Aufbau nach Abbildung 2.7 mit der Software CST Cable Studio [CST, 2016a] und im Vergleich die Ergebnisse für die Berechnung der Transferimpedanz durch die Formel (2.11). Die Parameter für die Veranschaulichung der Transferimpedanz eines Geflechtschirms sind beispielhaft gewählt: 5 Filamente aus Kupfer mit einem Einzahldrahtdurchmesser von 0,15 mm je Leitungsbündel, 16 Leitungsbündel und eine optische Bedeckung von 85%. Das geschirmte Kabel hat einen Außendurchmesser von 11,7 mm, einen Innenleiterdurchmesser von 5,5 mm und eine Kabellänge von 10 cm.

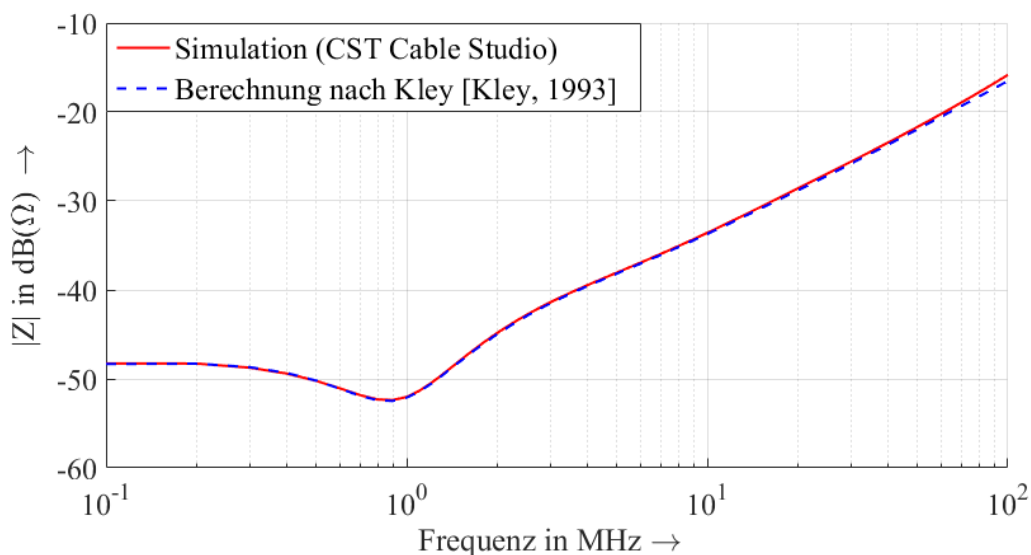


Abb. 2.10: Typischer Verlauf der Transferimpedanz eines Geflechtschirms im Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 100 MHz

Die Kurve der Transferimpedanz des Geflechschirms aus Abbildung 2.10 beginnt, wie die des Vollmantelschirms, mit dem Gleichstromwiderstand (in diesem Fall der Gleichstromwiderstand des Geflechts). Mit steigender Frequenz sinkt die Transferimpedanz auf Grund des Skin-Effekts ein wenig ab, um dann anschließend auf Grund der Induktion durch die Aperturen im Schirm stark anzusteigen.

Die Transferimpedanz von Kabelschirmen ist, wie an den beiden Beispielen für einen Vollmantelschirm und einen Geflechschirm gezeigt, frequenzabhängig. Jeder Schirmtyp hat unterschiedliche Frequenzbereiche, in denen er besonders wirksam ist. Dies führt zu der logischen Konsequenz verschiedene Schirmtypen miteinander zu kombinieren, um in größeren Frequenzbereichen eine bessere Schirmwirkung erzielen zu können. In Elektro- und Hybridfahrzeugen kommen daher meist Hochvoltkabel mit mehrfachen Schirmungen aus unterschiedlichen Schirmtypen zum Einsatz.

Die Optimierung der Schirmeffektivität ist die Basis für Verbesserungen des elektromagnetischen Verhaltens des Hochvoltsystems im Fahrzeug und ist daher sehr wichtig für die EMV des Gesamtfahrzeugs. Besonders im Bereich geschirmter Leitungen gibt es mit Hilfe der EMV-Simulation ein großes Analysepotential. Besonders wichtig ist die richtige Herangehensweise an die Modellierung von geschirmten Kabeln. In der Literatur werden Untersuchungen und Bewertungen von numerischen Simulationen von Kabeln und geschirmten Leitungen unter anderem in [Tesche et al., 1996] und [Giese, 2006] diskutiert. Informationen und Analysen über die Einflussparameter auf die Transferimpedanz von verschiedenen Schirmtypen mit Hilfe der statistischen Versuchsplanung sind in [Hein et al., 2017b] und [Hein et al., 2018a] präsentiert.

## 2.4 EMV-Simulation und Durchführung von virtuellen Analysen bei Elektro- und Hybridfahrzeugen

EMV-Simulationen bieten vielfältige Möglichkeiten das elektromagnetische Verhalten von Störquellen, Kopplungspfaden und Störsenken auf Komponenten- und Systemebene zu analysieren und dadurch Zusammenhänge aufzuzeigen und geeignete Anforderungen abzuleiten. Sie bringen den Vorteil, dass gezielte Simulationen auf Komponenten- und Fahrzeugebene bereits in sehr frühen Entwicklungsstadien durchgeführt werden können, wodurch eine aktive EMV-Prävention ermöglicht wird.

Die in der Automobilindustrie gängigsten kommerziell verfügbaren Simulationstools für EMV-Simulationen sind CST Studio Suite von CST [CST, 2016b], EMC Studio von EMCoS [EMCoS, 2016] und Feko von Altair [Altair Engineering Inc., 2018]. In dieser Arbeit wird CST Cable Studio [CST, 2016a] aus der CST Studio Suite verwendet, da sich das Cable Studio gut für die Simulationen von Kabelbaumkonfigurationen in einer dreidimensionalen metallischen oder dielektrischen Umgebung eignet. In [CST Studio Suite, 2017] ist der Workflow und die Grundlagen von CST Cable Studio beschrieben: Die zentrale Methode des Cable Studios basiert auf der klassischen Leitungstheorie.

Abbildung 2.11 zeigt zur Veranschaulichung der Leitungstheorie ein infinitesimales Stück eines Hin- und Rückleiters und das dazugehörige Ersatzschaltbild.

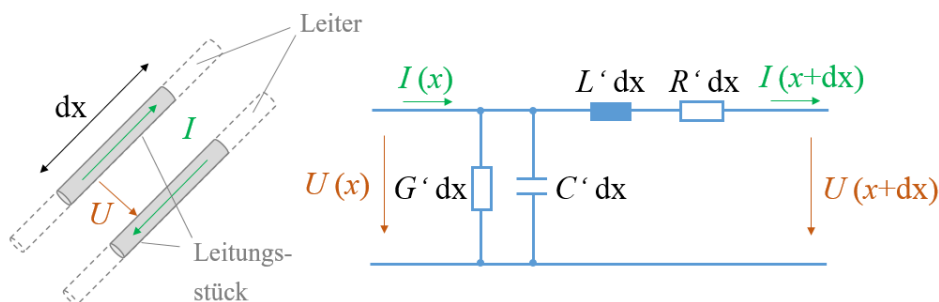


Abb. 2.11: Veranschaulichung eines Hin- und Rückleiters und des dazugehörigen Ersatzschaltbildes für ein kurzes Stück der Zweidrahtleitung

Die Spannung zwischen den Leitern wird mit  $U(x)$  und der Strom mit  $I(x)$  bezeichnet, wobei angenommen wird, dass die Summe aus hin- und rücklaufendem Strom für jedes  $x$  stets gleich Null ist. Die Kapazität zwischen den Leitern des Zweileitersystems wird durch

$$C = C' dx \quad (2.22)$$

beschrieben, wobei  $C'$  als Kapazitätsbelag bezeichnet wird.

Entsprechend werden der Induktivitätsbelag  $L'$ , der Widerstandsbelag  $R'$  und der Leitwertbelag  $G'$  gemäß

$$L = L' dx, \quad (2.23)$$

$$R = R' dx, \quad (2.24)$$

$$G = G' dx \quad (2.25)$$

definiert. Im Bereich des betrachteten Leitungsstückes werden dabei konstante Werte der Beläge angenommen. Weitere Informationen zu den Grundlagen der Leitungstheorie und zum Ersatzschaltbild einer Leitung sind z.B. in [Heuermann, 2009] und [Gustrau, 2011] beschrieben.

In CST Cable Studio werden die geometrischen und materiellen Eigenschaften eines Kabels in eine äquivalente Schaltung umgewandelt, die im Zeit- und Frequenzbereich simuliert werden kann [CST Studio Suite, 2017]. Im ersten Schritt wird das definierte Kabel in eine endliche Anzahl von Segmenten unterteilt. Für jedes Segment prüft das Programm, ob das Kabel von Metall- und Isolationsmaterialien umgeben ist. Alle Kabel in einem Segment, in Kombination mit den zusätzlichen Modellteilen aus der 3D-Umgebung, definieren den Querschnitt des Segments. Im zweiten Schritt werden die primären Leitungsparameter  $R'$ ,  $L'$ ,  $C'$  und  $G'$  pro Längeneinheit von jedem Segment des Kabels berechnet. Anschließend wird jedes Segment in eine äquivalente Schaltung umgewandelt, wie in Abbildung 2.11 beispielhaft veranschaulicht ist. Schließlich werden alle Schaltungen zu einem einzigen elektrischen Modell verbunden, welches das gesamte Kabel repräsentiert.

Im nächsten Schritt kann das elektrische Modell des Kabels in der Schaltungssimulation weiterverarbeitet werden. Um dies zu ermöglichen, wird das Modell automatisch in einen Schaltungssimulator übertragen, wo der Anwender Lastverhältnisse definieren und das Übertragungsverhalten des Kabels in Zeit- und Frequenzbereich berechnen kann.



CST Cable Studio nutzt einen zusätzlichen Workflow für die Simulation von unidirektionaler und bidirektionaler Kabel-Feld-Kopplung [CST Studio Suite, 2017]. Das Fahrzeugchassis ist von besonderer Bedeutung für die EMV der Fahrzeugkomponenten und des Gesamtfahrzeugs, da es als Massepfad dienen kann. Bei Vorhandensein eines Referenzleiters (in diesem Fall die Fahrzeugkarosserie) ist der Gleichtaktmode von besonderem Interesse. Dieser Mode besteht aus der Summe der Ströme aller Drähte innerhalb des Kabelbündels und dem entsprechenden Rückstrom durch den Referenzleiter.

Wenn eine Referenzmasse Teil des Simulationsmodells ist, kann die von CST Cable Studio verwendete Methode die Gleichtaktstörungen berechnen, indem alle Ströme im Kabelbündel aufsummiert werden. Der Gleichtaktstrom entlang des Kabelpfades kann automatisch an einen 3D-Vollwellenlöser weitergegeben werden, wo er als Quelle verwendet werden kann. Dieses Verfahren wird als unidirektionale Kabel-Feld-Kopplung bezeichnet.

Wenn das Kabel für eine unidirektionale Kopplung modelliert wurde, ist das Kabel selbst während einer AC-Aufgabe nicht physisch vorhanden. Aus diesem Grund wird die Reaktion des erzeugten Feldes auf das Kabel vernachlässigt. Dieser Ansatz begrenzt den Anwendungsbereich auf Konfigurationen, bei denen der größte Teil der abgestrahlten Energie nicht auf das Kabel zurück gestreut wird. Dies gilt für viele Simulationsmodelle mit Konfigurationen mit Kabeln in einem offenen metallischen Chassis.

Das beschriebene Verfahren kann auch verwendet werden, um die Einwirkungen eines externen elektromagnetischen Feldes auf ein Kabel zu untersuchen. Hier berechnet der 3D-Vollwellenlöser das tangentielle elektrische Feld entlang des Kabels, während das Kabel selbst physikalisch nicht im Modell vorhanden ist. Im nächsten Schritt wandelt der Solver diese Werte automatisch in Spannungen um und leitet die Spannungen schließlich an einen Schaltungssimulator weiter. Während einer AC-Aufgabe können die berechneten Spannungen verwendet werden, um die induzierten Ströme auf dem Kabel zu bestimmen. Die Einschränkungen dieser Feldsubstitutionsmethode sind identisch mit denen der Substitutionsmethode der Ströme. Die Kabel-Feld-Kopplung funktioniert umgekehrt auch für die Berechnung der Abstrahlung eines Kabels. Hierbei werden die Ströme auf der Oberfläche des Kabels bestimmt. Anschließend werden die bestimmten Ströme als Feldquelle in die 3D-Simulation eingespeist.

Wenn die beschriebenen unidirektionalen Kopplungsmethoden nicht ausreichen, bietet CST Cable Studio mit der bidirektionalen Kopplung zwischen Kabel- und Feldlöser im Zeitbereich auch eine Kombination beider Methoden. In diesem Fall werden in jedem Zeitschritt zwischen dem 3D-Vollwellensimulator und der Schaltungssimulation die Ströme und Spannungen ausgetauscht. Diese Methode sollte bei resonanten Strukturen angewendet werden, bei denen Einstrahlungs- und Abstrahlungseffekte gleichzeitig wirken.

Die allgemeinen Prozessschritte für die Durchführung von EMV-Simulationen sind in Abbildung 2.12 veranschaulicht. Sie beschreiben den Bezug von Daten zur elektromagnetischen Simulation, die Analyse und Aufbereitung dieser Daten für die Verwendung in der EMV-Simulation, die Durchführung der Berechnungen und die Bewertung sowie das Berichten der generierten Ergebnisse.

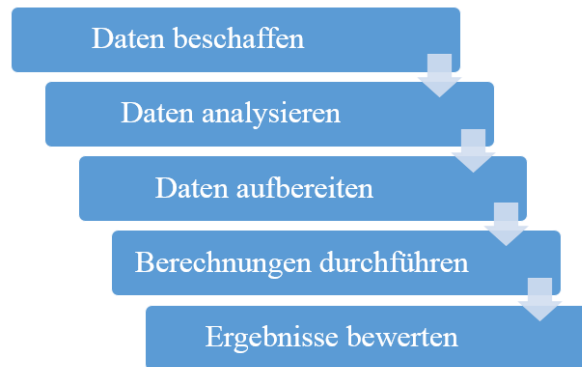


Abb. 2.12: Prozessschritte der EMV-Simulation

Der Einsatz von virtuellen EMV-Analysen setzt voraus, dass die notwendigen Daten und Modelle für eine erfolgreiche Erstellung von Simulationsmodellen und die Durchführung der Simulationen zur richtigen Zeit im Entwicklungsprozess des Fahrzeugs verfügbar sind. Die Datenbeschaffung für die Erstellung von Fahrzeugmodellen bezieht sich hauptsächlich auf die Beschaffung der Karosseriedaten, der Kabelbaumdaten, der Komponentendaten und der Antennendaten. Der nächste Schritt ist die Analyse der Daten. Hierzu gehört auch die passende Aufbereitung der Daten für die Weiterverarbeitung und das Zusammenfügen der Daten zu einem Simulationsmodell. Die Daten aller Bestandteile können entweder direkt in die Simulationstools eingelesen werden oder benötigen eine Aufbereitung, um sie simulationsgerecht anwendbar zu machen. Danach können die Berechnungseinstellungen im Simulationstool vorgenommen und die Simulationen ausgeführt werden. Abschließend können die Ergebnisse bewertet, validiert und diskutiert werden.

Für die Erstellung von EMV-Simulationsmodellen für Elektro- und Hybridfahrzeuge werden eine Vielzahl von Daten und Modellen benötigt. Abbildung 2.13 veranschaulicht die Komplexität und die hohe Anzahl von Parametern für die Erstellung der EMV-Simulationsmodelle für Elektro- und Hybridfahrzeuge. Für die plausible Generierung und Bewertung von Simulationsergebnissen muss das Simulationsmodell die Störquellen, Kopplungspfade und Störquellen im Fahrzeug abbilden. Neben den exakten Geometriedaten der Karosserie und der Kabelbaumdaten (Materialien, Verlegung der Kabel im Fahrzeug, Schirmungen der Kabel etc.) werden auch die elektromagnetischen Materialeigenschaften (z.B. Permittivität, Permeabilität, elektrische Leitfähigkeit) von allen relevanten Strukturen benötigt. Des Weiteren

ren liegt ein besonderer Fokus auf den elektronischen Komponenten im Fahrzeug sowie deren elektromagnetischem Verhalten. Auch der Verbauort der Komponenten zu einander und im Bezug zur Fahrzeugkarosserie (Packagegestaltung der Komponenten) spielt eine Rolle für die EMV des Gesamtfahrzeugs. Für EMV-Simulationen auf Gesamtfahrzeugebene muss auch das Antennensystem (Antenneneigenschaften, Verbau der Antennen etc.) des Fahrzeugs detailliert modelliert und definiert werden. Die große Anzahl der Inputparameter für die Modellerstellung ist eine große Herausforderung für die EMV-Simulation.

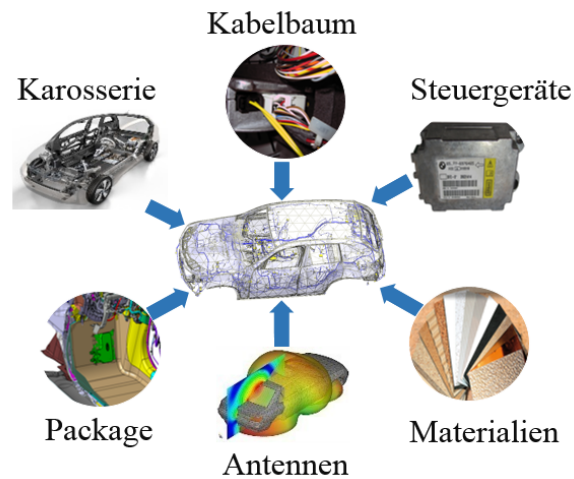


Abb. 2.13: Veranschaulichung der hohen Anzahl von Parametern für die Erstellung der EMV-Simulationsmodelle für Elektro- und Hybridfahrzeuge

## 2.5 Qualitätsmethoden nach der Six-Sigma-Strategie und Grundlagen der statistischen Versuchsplanung

Die Six-Sigma-Strategie ist ein einheitlicher Ansatz zur Analyse und Optimierung von Prozessen in Unternehmen. Detaillierte Informationen und Beispiele zur Six-Sigma-Strategie lassen sich unter anderem in [Kleppmann, 2016], [Toutenberg et al., 2009], [Wappis und Jung, 2016] und [Staudter et al., 2013] finden. Unter Six-Sigma wird ein Managementsystem zur Produkt- und Prozessverbesserung sowie zur Definition und Analyse von statistischen Qualitätszielen und zugleich eine Methode des Qualitätsmanagements verstanden. Anwendung finden die Qualitätsmethoden nach Six-Sigma in fast allen Bereichen der qualitativen Absicherung. Der Name Six-Sigma beruht auf der Standardabweichung einer Gaußschen Normalverteilung. Eine Abweichung von sechs Sigma strebt eine Null-Fehler-Absicherung an [Wappis und Jung, 2016]. Die Six-Sigma-Methoden lassen sich nach der Define-Measure-Analyze-Improve-Control-Methodik (DMAIC-Methodik) in unterschiedliche Bereiche einteilen. Die Kernziele der Six-Sigma-Strategie sind die Beschreibung, Messung, Analyse, Verbesserung und Überwachung von Prozessen und Versuchen mit statistischen Mitteln.

Die statistische Versuchsplanung ist eine Six-Sigma Qualitätsmethodik, die ihre Stärken in der Optimierung von Produkten und Prozessen besitzt. In [Kleppmann, 2016] werden die Schwerpunkte der statistischen Versuchsplanung in den Schritten der Analyse und der Verbesserung der Six-Sigma-Strategie beschrieben, aber auch die Einsatzmöglichkeiten in den Phasen der Beschreibung und Messung diskutiert. Der Six-Sigma-Schritt der Kontrolle wird mit der statistischen Versuchsplanung nicht behandelt.

Die Durchführung von Versuchen kostet Zeit und Ressourcen, daher sollte die Anzahl der Versuche möglichst klein sein. Ist der Versuchsumfang jedoch zu klein gewählt, können relevante Unterschiede oder Einflüsse unter Umständen nicht erkannt werden [Kleppmann, 2016]. Der Kern der Versuchsplanung ist daher die geeignete Festlegung des Versuchsumfangs. Die Vorteile dieser Qualitätsmethodik liegen zum einen in der geringen Anzahl von Versuchen bei einem hohen Erkenntnisgewinn und zum anderen in der leichten Identifikation von Einflussparametern, deren Einflussstärke auf die Zielgröße und deren Wechselwirkungen untereinander [Kleppmann, 2016], [Staudter et al., 2013]. Des Weiteren bieten die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung aussagekräftige Zukunftsprognosen über Konzeptentscheidungen. Die Methodik lässt sich ebenso auf praktische Versuche wie auf Simulationen anwenden.

In den Analysen dieser Arbeit werden d-optimale Testpläne genutzt. Der große Vorteil der d-optimale Testpläne ist die relativ kleine Anzahl an Versuchen im Vergleich zum vollfaktoriellen Testplan, wobei dennoch alle gewünschten Effekte abgedeckt werden können. Dies reduziert den Aufwand für die Modellerstellung und die Berechnungszeit bei der Ausführung der Simulationsmodelle.

Bei einem vollfaktoriellen Testplan werden alle möglichen Einstellungen von Parametern betrachtet. Die Anzahl  $n_v$  der hierfür benötigten Versuche ist mit der Anzahl der Parameter  $p$  und unterschiedlichen Einstellungen  $z$  durch

$$n_v = z^p \quad (2.26)$$

definiert.

D-optimale Testpläne betrachten einfache Wechselwirkungen zwischen Parametern. Bei den beispielhaft gewählten Parametern  $A$ ,  $B$  und  $C$  würden die Wechselwirkungen zwischen  $A$  und  $B$ , zwischen  $B$  und  $C$  und zwischen  $A$  und  $C$  betrachtet werden. Höhere Wechselwirkungen (z.B.  $ABC$  oder bei einem weiteren Parameter  $D$  auch  $ABD$  oder  $BCD$ ) werden in der Regel nicht für die Erstellung von d-optimale Testplänen berücksichtigt, da die höheren Wechselwirkungen meist einen geringeren Einfluss auf die Zielgröße haben als die einfachen Wechselwirkungen [Ronniger, 2018].

Die Anzahl  $n_d$  der einfachen Wechselwirkungen von d-optimale Testplänen lässt sich für einen Versuchsplan mit zwei Einstellungsmöglichkeiten der Parameter durch

$$n_d = p + \frac{p(p-1)}{2} + 1 \quad (2.27)$$

berechnen. Im Falle einer weiteren (mittleren) Einstellungsmöglichkeit kommen noch einmal  $p$  Versuche zur Anzahl der Versuche  $n_d$  im Testplan hinzu.

Des Weiteren werden bei der Erstellung von d-optimale Testplänen ca. 3-5 zusätzliche Versuche benötigt, um die Streuung der Parameter zwischen unterschiedlichen Messungen zu erhalten. Diese können bei Simulationen unter der Voraussetzung, dass die Berechnungen identischer Modelle gleiche Ergebnisse liefern, vernachlässigt werden. Ein d-optimale Testplan wird iterativ im Hinblick auf verschiedene Eigenschaften aufgebaut, was mit Hilfe eines geeigneten Softwareprogramms leicht durchgeführt werden kann. Detaillierte Informationen über die wichtigsten Eigenschaften sowie die Vor- und Nachteile von d-optimale Testplänen sind z.B. in [Ronniger, 2018] präsentiert.

Ein Beispiel kann die deutlich reduzierte Anzahl von Versuchen bei der Verwendung von d-optimalen Testplänen aufzeigen. Für einen beispielhaften Testplan werden  $p=4$  Parameter mit  $z=3$  unterschiedlichen Einstellungen benötigt. Der vollfaktorielle Testplan nach (2.26) beschreibt  $n_v=81$  unterschiedliche Versuche. Im Vergleich dazu beschreibt der d-optimale Testplan eines quadratischen Modells inklusive der Parameterwechselwirkungen nach (2.27) nur  $n_d=15$  Versuche. Eine Testplanerstellung für  $p=6$  Parametern mit  $z=4$  unterschiedlichen Einstellungen liefert einen vollfaktoriellen Testplan mit einer Anzahl von  $n_v=4096$  Versuchen und einen d-optimalen Testplan mit  $n_d=34$  Versuchen.

Die Modellbildung der statistischen Versuchsplanung findet mittels multipler Regressionsanalyse statt. Aus den Einflussparametern und der Zielgröße wird eine Funktion erzeugt, die die Versuchsergebnisse und alle anderen möglichen Kombinationen im Versuchsraum abbildet. Darauf aufbauend können die Einflussstärken bestimmter Parameter und Wechselwirkungen zwischen den Parametern bestimmt sowie gezielte Optimierungen hinsichtlich der Zielgröße durchgeführt werden.

Die Auswertung und Analyse der Versuchsergebnisse kann mit Hilfe von geeigneten Softwaretools erleichtert werden. In [Kleppmann, 2016] ist ein Überblick über geeignete Softwareprogramme sowie deren Vor- und Nachteile für die Anwendung der statistischen Versuchsplanung präsentiert.

Die Regressionsanalyse ist ein statistisches Analyseverfahren, welches die Zusammenhänge und Wechselwirkungen zwischen Parametern aufzeigt [Wappis und Jung, 2016]. Das generierte Regressionsmodell beschreibt die Beziehung zwischen der Zielgröße und den Konstanten sowie den Einflussparametern. Mit Hilfe der Regression wird auf der Basis der kleinsten Fehlerquadrate eine Anpassung einer beliebigen Funktion an die Datenpunkte ermöglicht.

Im einfachsten Fall ist die Funktion der Zielgröße  $y$  eine Ausgleichsgerade, welche durch

$$y = a + bx \tag{2.28}$$

definiert ist. Mit  $y$  ist in diesem Fall der Schätzwert für die abhängige Zielgröße beschrieben, mit  $a$  der Schnittpunkt der Geraden durch die  $Y$ -Achse bei  $x=0$ , mit  $b$  die Steigung der Geraden und mit  $x$  eine unabhängige Einflussgröße.

Bei der multiplen Regressionsanalyse wird das einfache Regressionsmodell aus (2.28), welches den Zusammenhang zwischen zwei Parametern beschreibt, um beliebige Einflussfaktoren erweitert. Um eine Vielzahl an Einflussfaktoren abbilden zu können, kann das Modell um praktisch beliebige zusätzliche Einflussparameter  $x_0, \dots, i$  erweitert werden.

Die Formel

$$y = b_0 + b_1x_0 + b_2x_1 + \dots \quad (2.29)$$

beschreibt das Modell der multiplen Regression für die Zielgröße  $y$  mit den Konstanten  $b_{0,\dots,i}$  und den Einflussparametern  $x_{0,\dots,i}$ . Die Koeffizienten  $b_{0,\dots,i}$  werden auch hier über die Methode der kleinsten Fehlerquadrate ermittelt.

Bei Wechselwirkungen zweier Parameter wird das Modell wie in

$$y = b_0 + b_1x_0 + b_2x_1 + b_{12}x_0x_1 + \dots \quad (2.30)$$

um die Produkte der Einflüsse erweitert. Die Formel (2.30) zeigt eine beispielhafte Wechselwirkung der Parameter  $x_0$  und  $x_1$  auf die Zielgröße  $y$ .

Des Weiteren kann das Regressionsmodell um quadratische Ansätze erweitert werden, um nichtlineare Einflüsse von Parametern beschreiben zu können. In der Regressionsgleichung taucht dann ein quadratischer Term auf wie in

$$y = b_0 + b_1x_0 + b_2(x_1)^2 + \dots \quad (2.31)$$

am Beispiel des Parameters  $x_1$  gezeigt ist.

Die Vorteile der statistischen Versuchsplanung im Vergleich zu anderen stochastischen Analysemethoden, wie z.B. der häufig zur Erzeugung statistischer Daten genutzten Monte Carlo Methode, ist die viel kleinere Menge von generierten Daten für die Analyse der Einflussparameter. Informationen zur Monte Carlo Methode sind z.B. in [Nahrstedt, 2015] und [Chen und Chen, 2017] gegeben. Im Vergleich zu zufällig ausgewählten Parameterkombination werden bei der statistischen Versuchsplanung optimierte Testpläne erzeugt und daher wird nur eine reduzierte Anzahl von Versuchen benötigt. Detaillierte Informationen über die Erstellung und die unterschiedliche Arten von Versuchsplänen für die statistische Versuchsplanung sind in [Kleppmann, 2016] und [Ronniger, 2018] präsentiert.

## 2.6 S-Parameter und mathematische Grundlagen der De-embedding

### Methode

Zwei- und Mehrport lassen sich mit Streuparametern (S-Parameter) charakterisieren. Die S-Parameter einer Komponente beschreiben das Übertragungs- und Reflexionsverhalten. Mit Hilfe der S-Parameter eines Zweitors werden die komplexen Zusammenhänge zwischen den einlaufenden Wellen  $a_1$  und  $a_2$  und den auslaufenden Wellen  $b_1$  und  $b_2$  beschrieben. Detaillierte Informationen zu S-Parametern sind unter anderem in [Agilent Technologies, 2000] und [Khan, 2014] gegeben.

Die S-Parameter eines Zweitors sind definiert durch den Eingangsreflexionsfaktor  $S_{11}$ , den hinlaufenden Transmissionsfaktor  $S_{21}$ , den rücklaufenden Transmissionsfaktor  $S_{12}$  und den Ausgangsreflexionsfaktor  $S_{22}$ . Abbildung 2.14 veranschaulicht das Signalfussdiagramm eines Zweitors. Die Variable  $a_1$  beschreibt die am Tor 1 einlaufende Welle und  $a_2$  die am Tor 2 einlaufende Welle. Des Weiteren beschreibt die Variable  $b_1$  die vom Tor 1 auslaufende Welle und  $b_2$  beschreibt die vom Tor 2 auslaufende Welle.

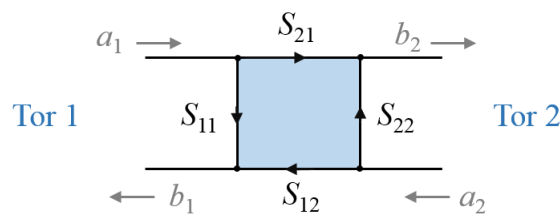


Abb. 2.14: Signalfussdiagramm für ein Zweitor

Der Eingangsreflexionsfaktor  $S_{11}$  beschreibt die Reflexion an Tor 1 ohne Anregung an Tor 2 durch

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.32)$$

und der Ausgangsreflexionsfaktor  $S_{22}$  stellt die Reflexion an Tor 2 ohne Anregung an Tor 1 durch

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.33)$$

dar.



Der hinlaufende Transmissionsfaktor  $S_{21}$  ist durch

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.34)$$

und der rücklaufenden Transmissionsfaktor  $S_{12}$  durch

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.35)$$

beschrieben.

Die zugehörige S-Parameter-Matrix ist durch

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

gegeben.

Während S-Parameter die auslaufenden Wellengrößen eines Zweitores in Abhängigkeit der einlaufenden Wellengrößen beschreiben, stellen die Transmissionsparameter (T-Parameter) eine alternative Schreibweise zur Verfügung, welche die ein- und auslaufenden Wellengrößen an einem Tor als Funktion der Wellengrößen am anderen Tor beschreiben. Detaillierte Informationen zu T-Parametern sind unter anderem in [Agilent Technologies, 2000], [Khan, 2014] und [Resso und Bogatin, 2009] gegeben.

Die Umrechnung von S-Parametern in Kettenparameter (T-Parameter) ist nach [Agilent Technologies, 2004] und [Resso und Bogatin, 2009] durch

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{12} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{S_{11}S_{22}-S_{12}S_{21}}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

gegeben. Die Rücktransformation der T-Parameter zu den S-Parametern ist durch

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{12}}{T_{22}} & \frac{T_{11}T_{22}-T_{12}T_{21}}{T_{22}} \\ \frac{1}{T_{22}} & -\frac{T_{21}}{T_{22}} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

definiert.

Für die messtechnische Bestimmung der S-Parameter von Komponenten wird in der Regel ein Netzwerkanalysator verwendet. Die Messergebnisse beinhalten neben den Charakteristiken des Messobjekts meist Eigenschaften, welche auf den Messaufbau zurückzuführen sind. Eine große Herausforderung ist die Definition der Komponenteneigenschaften ohne die Einflüsse des Messaufbaus. Die De-embedding Methode kann genutzt werden, um die Eigenschaften eines Messobjekts besser zu bestimmen, indem die Einflüsse des Messaufbaus aus dem Messergebnis herausgerechnet werden [Agilent Technologies, 2004].

Für die De-embedding Methode werden Umrechnungen von S-Parametern in T-Parameter genutzt. Detaillierte Informationen über die De-embedding Methode sind unter anderem in [Agilent Technologies, 2004] und [Resso und Bogatin, 2009] beschrieben. Für die Anwendung der Methode werden die S-Parameter des gesamten Messaufbaus inklusive des Messobjekts und zusätzlich die S-Parameter des linken sowie die S-Parameter des rechten Messaufbaus benötigt. Abbildung 2.15 veranschaulicht den Messaufbau für die Anwendung der De-embedding Methode.

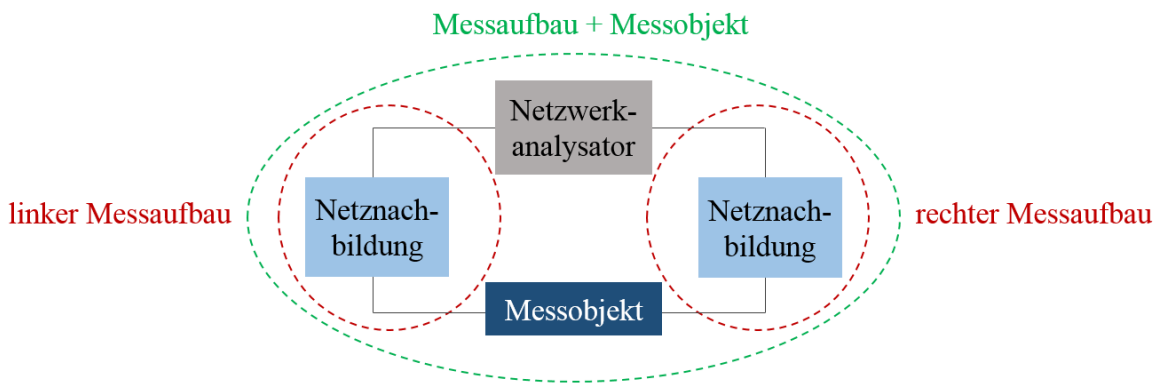


Abb. 2.15: Messaufbau für die Anwendung der De-embedding Methode

Abbildung 2.16 präsentiert das Signalflussdiagramm für das Messobjekt  $[S_{DUT}]$  sowie die linke und rechte Seite des Messaufbaus  $[S_L]$  und  $[S_R]$  in S-Parametern. Das Signalflussdiagramm zeigt den Signalfluss kaskadierter Netzwerke auf.

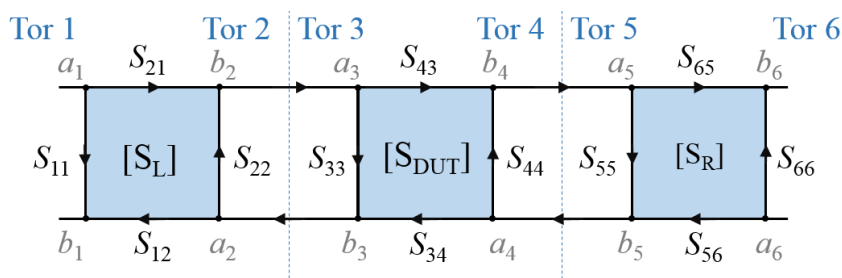


Abb. 2.16: Signalflussdiagramm für kaskadierte Netzwerke

Das Signalflussdiagramm für kaskadierte Netzwerke repräsentiert, wie die einfallenden Wellen an einem Zweitor transformiert werden. Eine ausgehende Welle von einem Netzwerk wird in eine einfallende Welle des anschließenden Netzwerks transformiert [Agilent Technologies, 2000]. Abbildung 2.16 zeigt, dass die ausgehende Welle  $b_2$  des Tor 2 eine eingehende Welle  $a_3$  an Tor 3 und die ausgehende Welle  $b_3$  an Tor 3 die eingehende Welle  $a_2$  an Tor 2 wird. Da S-Parameter Matrizen nicht direkt miteinander multipliziert werden können, wird die Berechnung von kaskadierten Netzwerken in S-Parametern kompliziert [Resso und Bogatin, 2009]. Um dies zu umgehen, werden die S-Parameter in T-Parameter umgerechnet und anschließend multipliziert. Die T-Parameter-Matrix ist definiert als die Translation der ausgehenden Welle eines Netzwerks in die eingehende Welle des anschließenden Netzwerks [Resso und Bogatin, 2009]. Da die ausgehende Welle eines Netzwerks identisch zu der eingehenden des benachbarten Netzwerks ist, können sie einfach miteinander multipliziert werden [Agilent Technologies, 2000].

Die S-Parameter  $[S_{\text{Mess}}]$  des Messobjektes inklusive des Messaufbaus können nach Abbildung 2.15 bestimmt werden. Für die Anwendung der De-embedding Methode muss der linke Teil  $[S_{\text{L}}]$  und rechte Teil  $[S_{\text{R}}]$  des Messaufbaus separat vermessen werden. Die drei Netzwerke  $[S_{\text{Mess}}]$ ,  $[S_{\text{L}}]$  und  $[S_{\text{R}}]$  müssen in T-Parameter umgerechnet werden. Daraus folgt für das T-Netzwerk

$$[T_{\text{Mess}}] = [T_{\text{L}}][T_{\text{DUT}}][T_{\text{R}}] \quad (2.39)$$

wobei  $[T_{\text{Mess}}]$  das Ergebnis der S-Parametermessung mit Messobjekt darstellt und  $[T_{\text{L}}]$  sowie  $[T_{\text{R}}]$  durch die Messung des Messaufbaus definiert sind. Die Bestimmung der T-Parameter des Messobjekts  $[T_{\text{DUT}}]$  ist durch

$$[T_{\text{DUT}}] = [T_{\text{L}}]^{-1}[T_{\text{Mess}}][T_{\text{R}}]^{-1} \quad (2.40)$$

gegeben. Die Ergebnisse für  $[T_{\text{DUT}}]$  können anschließend zurück in S-Parameter transformiert werden. Daraus ergibt sich das Ergebnis  $[S_{\text{DUT}}]$  für das Messobjekt. Die Ergebnisse der De-embedding Methode beschreiben die Eigenschaften des Messobjekts nach dem Herausrechnen des Einflusses des Messaufbaus.



### **3. Optimierung des EMV-Entwicklungsprozesses von Elektro- und Hybridfahrzeugen**

Dieses Kapitel beschreibt verschiedene Methoden und Analysemöglichkeiten für die Verbesserung des EMV-Entwicklungsprozesses in den wichtigen Stadien des Entwicklungsprozesses von Fahrzeugen. Es wird eine Validierungs- und Verifizierungsstrategie mit verschiedenen konkreten Anwendungs- und Optimierungsmöglichkeiten zur Stärkung der EMV-Entwicklung und der EMV-Absicherung präsentiert. Im ersten Schritt wird der aktuelle EMV-Entwicklungsprozess analysiert und Handlungsfelder und Ergänzungsmöglichkeiten werden aufgezeigt. Anschließend werden die Weiterentwicklung und die Stärkung des Entwicklungsprozesses durch die Anwendung von Methoden in den Bereichen der Messung, der Simulation und der Qualitätsmethodik diskutiert. Die entwickelten Methoden und Anwendungen des gestärkten Prozessmodells werden, sortiert nach ihren zeitlichen Einsatzmöglichkeiten im Entwicklungsprozess, vorgestellt. Abschließend werden jeweils die Anwendungsbereiche und der Nutzen der Methodik herausgestellt und die Vor- und Nachteile der Anwendungen für den EMV-Entwicklungsprozess diskutiert.

#### **3.1 Diskussion des EMV-Entwicklungsprozesses**

Der EMV-Entwicklungsprozess beschreibt alle Tätigkeiten, Formalitäten und Meilensteine, welche in Anlehnung an den Fahrzeugentwicklungsprozess zur Einhaltung der EMV-Grenzwerte und zur Sicherstellung der Zulassungsanforderungen durchlaufen werden. Die Zielvorstellung ist eine plausible EMV-Konzipierung auf Komponentenebene, wodurch auf Systemebene Bestätigungs- und Abnahmemessungen ausreichen. Eine sorgfältige Analyse der Komponenten und ihrer EMV-Spezifikationen, bezogen auf die Anforderungen der EMV, gewährleistet die elektromagnetische Verträglichkeit auf Systemebene.

Die Phasen des EMV-Entwicklungsprozesses lassen sich mit Hilfe des V-Modells strukturieren. Das ursprüngliche V-Modell beschreibt eine Vorgehensweise für die Funktions- und Softwareentwicklung mit einer Top-Down-Strukturierung [Reif, 2009]. Der Name des V-Modells stammt von der V-förmigen Darstellung der Prozessschritte, welche bei der Entwicklung und Absicherung der Reihe nach durchlaufen werden. Von links nach rechts ist das V-Modell im zeitlichen Ablauf strukturiert, von oben nach unten wird der Detaillierungsgrad beschrieben. Allgemeine Informationen und die Historie des V-Modells sowie die Stufen der Weiterentwicklung und Anpassung an aktuelle Normen und Vorschriften sind in [Heinrich, 2007] beschrieben. In der Automobilentwicklung und im Bereich der E/E-Komponentenentwicklung hat sich das V-Modell im Entwicklungsprozess etabliert [Schmitz, 2003]. Es wird insbesondere zur Entwicklung und Absicherung von komplexen elektronischen Systemen und Fahrzeugfunktionen angewendet.

Abbildung 3.1 verdeutlicht die Prozessschritte der EMV-Entwicklung in Anlehnung an das V-Modell für die Entwicklung und Absicherung von E/E-Komponenten im Fahrzeug. Die Abkürzung E/E steht für den gesamten technischen Umfang Elektrik und Elektronik. E/E-Komponenten sind unter anderem Steuergeräte, Aktoren, Sensoren, Niedervoltkomponenten und Hochvoltkomponenten. Die Struktur des V-Modells unterteilt sich in zwei Bereiche: Das EMV-Anforderungsmanagement und das EMV-Testmanagement. Der Bereich des EMV-Anforderungsmanagements untergliedert sich wiederum in die Anforderungen auf Gesamtfahrzeugebene, auf Teilsystemebene und auf Komponentenebene. Es beschreibt den Entwicklungsprozess und die Definition der technischen Anforderungen in der frühen Phase mit der Verfeinerung der Anforderungen vom Gesamtfahrzeug über die Teilsystemanforderungen bis hin zu den Komponentenanforderungen. Zwischen den beiden Bereichen des V-Modells steht die Implementierung der nach den EMV-Anforderungen ausgelegten Komponenten und Systeme. Anschließend können das EMV-Testmanagement und die Integration beginnend mit der Komponentenebene über die Teilsystemqualifikation hin zur Gesamtfahrzeugqualifikation durchgeführt werden.

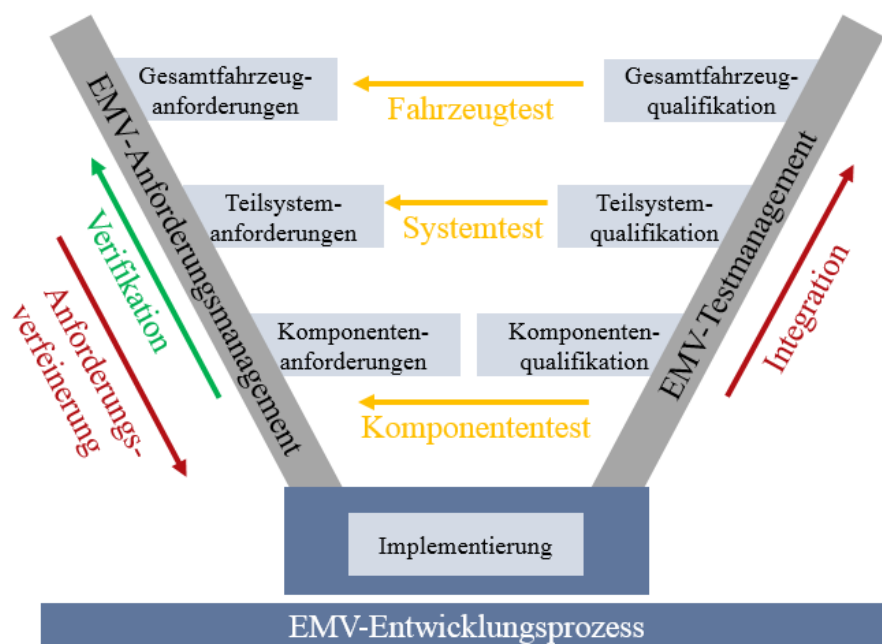


Abb. 3.1: V-Modell der EMV-Entwicklung

Das klassische V-Modell mit seiner klaren Top-Down-Strukturierung erweist sich als problematisch, wenn zu Beginn des Entwicklungsprozesses nicht alle benötigten Informationen vorliegen oder die Komplexität des Systems besonders hoch ist. In diesem Fall kann das V-Modell nicht schrittweise der Reihe nach durchlaufen werden, sondern muss vollständig oder teilweise iterativ abgearbeitet werden [Reif, 2009]. Das weiterentwickelte V-Modell zeigt daher auch iterative Prozessschritte, welche sich in horizontale und vertikale Verifikationsschritte unterscheiden lassen. Das Wort Verifizieren kommt von dem lateinischen Wort Veritas und heißt übersetzt Wahrheit oder Wirklichkeit. Im Zusammenhang mit der

EMV-Entwicklung beschreibt die Verifikation die Analyse der Fragestellung, ob etwas richtig bzw. der Wirklichkeit entsprechend gemacht wurde. Die Schritte der Verifikation werden unterschieden in die vertikale Verifikation, hier in grün dargestellt, und die horizontale Verifikation, hier in gelb dargestellt. Die Hilfsmittel der vertikalen Verifikation sind gezielte Analysen und Reviews sowie die Auslegung und Definition aller relevanten Anforderungen auf Basis von Erfahrungen oder gezielten Simulationen. Die vertikale Verifikation des EMV-Anforderungsmanagements untersucht die Fragestellung, ob die Komponenten und Teilsysteme nach den Anforderungen an das Gesamtsystem korrekt definiert sind. Sie ergänzt die Anforderungsverfeinerung, welche vom Gesamtfahrzeug ausgehend die Anforderungen auf das Teilsystem und die Komponenten herunter bricht. Anschließend wird die Verifikation beginnend mit der Komponente und über das Teilsystem bis hin zum Gesamtfahrzeug durchgeführt. Die horizontale Verifikation kann durch Tests, Versuche und Analysen durchgeführt werden und dient als Abgleich zwischen den Anforderungen und der Qualifikation der Komponenten, Teilsysteme und des Gesamtfahrzeugs. Sie zielt darauf ab, zu untersuchen, ob die Anforderungen an die Komponenten, Teilsysteme und an das Gesamtfahrzeug den Definitionen nach richtig implementiert wurden.

Die Entwicklungsphasen des EMV-Anforderungsmanagements richten sich nach den gesetzlichen und qualitätsspezifischen Anforderungen an das Gesamtfahrzeug. Die Anforderungen an die Teilsysteme und an die Komponenten werden davon abgeleitet. Die Definitionen der Komponentenanforderungen beruhen meist auf langjährigen Erfahrungswerten und Expertenkenntnissen auf Gesamtfahrzeug- und Komponentenebene. Bezüglich der EMV-Anforderungen werden für die Fahrzeugkomponenten Puffer eingeplant. Durch die Wahl geeigneter Puffer werden strengere Komponentenanforderungen definiert als auf Grundlage der Fahrzeuganforderungen benötigt werden, wodurch Probleme auf Fahrzeugebene vermieden werden. Die allgemeine Plausibilisierung der Anforderungen auf jeder Ebene des V-Modells sowie der Auslegung des Puffers zwischen den Komponenten und dem Gesamtfahrzeug stellen eine Herausforderung für das EMV-Anforderungsmanagement dar. Die EMV-Absicherung und Integration der Komponenten und Teilsysteme in das Gesamtfahrzeug erfolgt erst in späten Entwicklungsphasen im Bereich des Testmanagements. Hierfür werden Prototypen benötigt, da das EMV-Testmanagement stark messtechnisch getrieben ist. In der EMV-Absicherung kann das Problem auftauchen, dass es eine Diskrepanz zwischen den Ergebnissen der Komponenten- und der Fahrzeugmessungen gibt. Es kann vorkommen, dass Komponenten im Rahmen der Fahrzeugmessung Auffälligkeiten oder Probleme zeigen, welche bei den Ergebnissen der Komponentenmessungen nicht zu identifizieren sind. Dadurch kann es passieren, dass EMV-Probleme erst bei den Messungen der Fahrzeugprototypen zum Abschluss des Entwicklungsprozesses auftreten. Die EMV-Probleme werden somit erst in sehr späten Entwicklungsstadien identifiziert, was hohe Kosten und Zusatzaufwände für die Verbesserung des elektromagnetischen Verhaltens und die Beseitigung von Problemen zur Folge hat.

Abbildung 3.2 zeigt die zeitlichen Abläufe des derzeitigen EMV-Entwicklungsprozesses für Fahrzeuge. Die Prozessschritte sind, angelehnt an das V-Modell, ebenso unterteilt in die Bereiche der Gesamtfahrzeugebene, der E/E-Teilsystemebene und der E/E-Komponentenebene. Der zeitliche Ablauf der Prozesse ist aufbauend auf dem allgemeinen Entwicklungsplan eines Fahrzeugs durch die Phasen der EMV-Anforderung, der EMV-Umsetzung und der EMV-Absicherung definiert. In den gleichen Zeitabschnitten wird im Entwicklungsprozess des Fahrzeugs die frühe Phase und die Serienentwicklungsphase durchlaufen. Die frühen Entwicklungsphasen sind geprägt durch die Erarbeitung und Definition von Architekturen, Konzepten und Anforderungen. Die Serienentwicklungsphase beschreibt die Produktion, Bestätigung und Absicherung des Gesamtfahrzeugs sowie der Teilsysteme und Fahrzeugkomponenten.

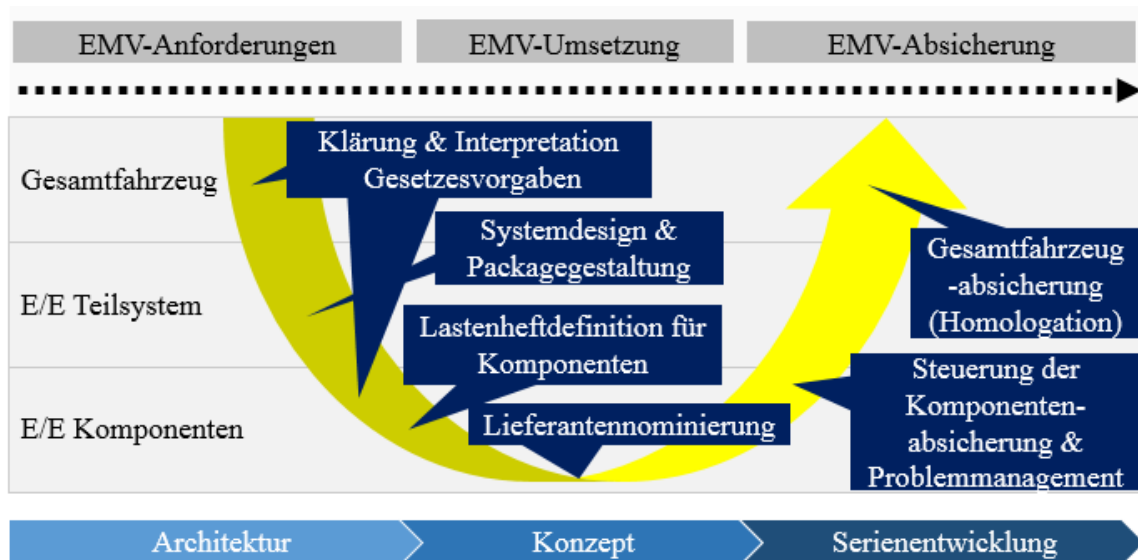


Abb. 3.2: Etablierter EMV-Entwicklungsprozess für Gesamtfahrzeuge, Teilsysteme und Komponenten

In den frühen Phasen des EMV-Anforderungsmanagements stehen die Klärungen und Interpretation der gesetzlichen Anforderungen sowie der Qualitätsanforderungen im Vordergrund. Es wird dafür gesorgt, dass die EMV-Anforderungen für das Systemdesign und die Packagegestaltung berücksichtigt und Konzeptreviews durchgeführt werden. Auf Gesamtfahrzeugebene werden hierzu die normativen Anforderungen analysiert. Als Teilsystem wird ein Verbund verschiedener Komponenten im Fahrzeug verstanden. Typische Beispiele hierfür sind das Teilsystem Antrieb oder die Sitze im Fahrzeug. Teilsystemanforderungen sind in den Normen kaum beschrieben. Sie werden im Austausch der betroffenen Fachabteilungen hinsichtlich der Gesamtfunktion des Teilsystems erarbeitet und definiert. Zusätzlich wird jede einzelne Komponente im Fahrzeug hinsichtlich ihrer Anforderungen analysiert. Die Komponenteneigenschaften werden in den Lastenheften verankert. In der Konzeptphase bzw. während der EMV-Umsetzung findet neben der Definition von Funktionseigenschaf-



ten und der Analyse, Bewertung und Entscheidung zwischen verschiedenen Konzeptvarianten die Nominierung der Lieferanten auf Grundlage der Lastenheftanforderungen statt. Während der Serienentwicklung spielt die EMV-Absicherung eine große Rolle. Die Handlungsschwerpunkte liegen in der Steuerung der Lieferanten, der Komponentenabsicherung und dem Problemmanagement. Die Umsetzung der messtechnischen Anforderungen aus den Normen erfolgt zur Qualifikation aller Fahrzeugbestandteile. Die Absicherungsphase beinhaltet die messtechnische Qualifikation der Komponenten, der Teilsysteme und des Gesamtfahrzeugs. Der EMV-Entwicklungsprozess mündet in der Fahrzeughomologationsmessung sowie weiterer qualitativer EMV-Messungen, auf dessen Grundlage die Fahrzeuge die Anlaufbestätigung und die Zulassung erhalten.

### **3.2 Weiterentwicklung und Stärkung des EMV-Entwicklungsprozesses**

Der allgemeine digitale Fortschritt, die Fokussierung der Fahrzeughersteller auf Elektromobilität, der Trend hin zur Entwicklung und Absicherung am virtuellen Fahrzeug und eine Vielzahl neuer Technologien sowie dazugehöriger neuer Gesetzgebungen führen zu Verlagerungen der Schwerpunkte der Unternehmensstrategien und zu Umstrukturierungen innerhalb der Organisation von Fahrzeugherstellern. Die EMV-Entwicklung von Gesamtfahrzeugen unterliegt daher ständig neuen Herausforderungen, wodurch auch der Entwicklungsprozess kontinuierlich weiterentwickelt werden muss. Zum einen weisen moderne Fahrzeuge, insbesondere Elektro- und Hybridfahrzeuge, einen stetig ansteigenden Anteil an elektronischen Systemen auf und zum anderen nimmt die Derivatvielfalt kontinuierlich zu. Die hohe Komplexität der elektromagnetischen Phänomene und die Kombination verschiedener Spannungsebenen sind eine große Herausforderung für die elektromagnetische Verträglichkeit im Fahrzeug. Die Ladeelektronik verbindet das 230 V Versorgungsnetz, das Hochvoltbordnetz und die Niedervoltbordnetze (12 V und 48 V) im Fahrzeug. Des Weiteren müssen für Elektro- und Hybridfahrzeuge auf Grund des Ladekabels auch Grenzwerte bezüglich der leitungsgeführten Emissionen eingehalten werden, was bei den klassischen Verbrennungsfahrzeugen keine Rolle spielt. Durch die direkte Verbindung des Elektro- und Hybridfahrzeugs zum Versorgungsnetz werden außerdem auch die Normen und Anforderungen für Haushaltsgeräte und Unterhaltungselektronik für die Automobilbranche relevant. Um unter diesen Bedingungen ungewollte Abstrahlung zu verhindern und die Robustheit gegenüber der elektromagnetischen Umwelt sowie hohe Qualitätsanforderungen für die Elektro- und Hybridfahrzeuge gewährleisten zu können, muss der EMV-Entwicklungsprozess der Fahrzeuge fortlaufend angepasst und weiterentwickelt werden.

Der Fokus der Stärkung des EMV-Entwicklungsprozesses liegt darauf, die hohe Komplexität der EMV von Elektro- und Hybridfahrzeugen durch gezielte Analysen und strukturierte Anwendungen und Methoden in allen Phasen des Entwicklungsprozesses zu reduzieren. Alleine durch Messungen ist der Absicherungsprozess von Fahrzeugen in Zukunft nicht effizient darstellbar. Für eine systematische Anforderungsdefinition und somit aktive Fehlerprävention sind EMV-Simulationen und virtuelle Auswertemethoden besonders gut geeignet. Frühzeitige Analysen mit Hilfe virtueller Untersuchungen und ein optimiertes Anforderungsmanagement für die Komponenten und Systeme im Fahrzeug ebnen den Weg zur erfolgreichen Produktentwicklung. Durch geschickte Erweiterung der messtechnischen Absicherung durch Simulationsverfahren und Qualitätsmethodik wird eine Strategie entwickelt, über die sich die EMV-Reife im gesamten Entwicklungsprozess eines Fahrzeugs durchgängig, verlässlich und effizient steigern lässt. Abbildung 3.3 veranschaulicht das Zusammenspiel von Messung, Simulation und Qualitätsmethodik zur Stärkung des EMV-Entwicklungsprozesses.



Abb. 3.3: Kombination von Messung, Simulation und Qualitätsmethodik zur Optimierung des EMV-Entwicklungsprozesses

Der gezielte Einsatz von EMV-Simulationen und die Anwendungen von Qualitätsmethoden ergänzen den etablierten und stark messtechnisch getriebenen EMV-Entwicklungsprozess. Ein Schwerpunkt ist die Nutzung der frühen Entwicklungsphasen mit Hilfe von virtuellen Analysen zum Erreichen einer frühen Produktreife. In frühen Phasen der Fahrzeugentwicklung sind Änderungen einfacher und kostengünstiger umsetzbar als in der späten Phase. Das Potential der Simulation besteht darin, mit Hilfe von Berechnungsergebnissen aktive Fehlerprävention zu leisten und frühzeitige Konzeptstudien durchführen zu können. Eine große Herausforderung ist derzeit das Beziehen und Verarbeiten von Daten und Modellen für die EMV-Simulation. Für virtuelle Analysen muss nicht nur auf eine Vielzahl von Daten und Modellen aus unterschiedlichen Fachbereichen, sondern zum Teil auch auf sehr detaillierte

Angaben zurückgegriffen werden. Neben den exakten Geometrien und den elektromagnetischen Materialeigenschaften (z.B. Permittivität, Permeabilität, elektrische Leitfähigkeit) von allen relevanten Strukturen, werden für die Schaltungs- oder Systemsimulation auch die physikalischen Eigenschaften oder Verhaltensparameter (z.B. S-Parameter oder Übertragungsfunktionen) von Komponenten benötigt. Um das große Potential der EMV-Simulation nutzen zu können, werden daher Ansätze und Methoden benötigt, durch die der hohe Aufwand der Modellerstellung beherrschbar gemacht wird.

Ein weiterer Schwerpunkt der Prozessoptimierung ist die effiziente Auslegung von Teilsystemen und Komponenten für eine optimierte Gesamtlösung. Hierfür muss zuerst die Definition der Komponentenanforderungen untersucht werden. Mit Hilfe von EMV-Simulationen können eine Vielzahl von Parametern und Varianten geprüft, gegenübergestellt und plausibel bewertet werden. Dadurch werden die langjährigen Erfahrungs- und Expertenkenntnisse sowie Erkenntnisse aus EMV-Messungen untermauert, welche zuvor als Bewertungsgrundlage für die Definition der Komponentenanforderungen galten. Der Fokus dieser Arbeit liegt auf der Analyse von EMV-Emissionen, da die Einhaltung der Störfestigkeit der Elektro- und Hybridfahrzeuge weniger problematisch ist. Für verbesserte Simulationsergebnisse sind exakte Störquellenmodelle von Vorteil, welche bisher kaum verfügbar sind. Ohne Störquellenmodelle können nur Fehlerabschätzungen oder vergleichende Analysen zwischen unterschiedlichen Varianten oder Konzepten durchgeführt werden. Messtechnisch können mit Hilfe der Komponenten Störquellenmodelle bestimmt werden, um die EMV-Simulation zu stärken. Diese Methodik lässt sich sowohl für das Anforderungsmanagement als auch für die EMV-Absicherung nutzen. Die Qualitätsmethodik unterstützt sowohl die messtechnische als auch die virtuelle Absicherung. Sie soll sicherstellen, dass die Kombination aus Messung und Simulation zu einer belastbaren, vollständigen und möglichst effizienten EMV-Produktqualifikation führt. Dadurch wird eine Beherrschung der Komplexität für eine breite und tiefe EMV-Entwicklung gewährleistet.

Abbildung 3.4 zeigt eine Weiterentwicklung und Klassifizierung der Absicherungsschritte innerhalb des V-Modells durch die Veranschaulichung einer durchgängigen Validierungs- und Verifizierungsstrategie für einen iterativen EMV-Entwicklungsprozess. Das V-Modell mit seinen horizontalen und vertikalen Verifizierungsschritten wird um weitere Validierungsschritte ergänzt. Das Wort Validieren stammt von dem lateinischen Adjektiv *validus* und bedeutet so viel wie wirksam oder bedeutend. Die Validierungsschritte beschreiben im EMV-Entwicklungsprozess Analysen und Vergleiche, ob die generierten Ergebnisse mit den Erwartungen und dem EMV-Fachwissen übereinstimmen. Die Motivation für die Verifizierungsschritte im V-Modell der EMV-Entwicklung liegt in der Vermeidung zufälliger und systematischer Fehler. Die horizontalen und vertikalen Verifizierungsschritte werden aus dem ursprünglichen V-Modell aus Abbildung 3.1 übernommen und um weitere iterative Schritte ergänzt.



und plausibler definiert werden können. Die Kernfragen der virtuellen Validierungsschritte sind die Überprüfungen, ob die Simulationsergebnisse plausible Ergebnisse liefern und diese mit den Messungen vergleichbar sind, ob die physikalischen Randbedingungen und die Solvereinstellungen korrekt definiert sind und ob weitere Ungenauigkeiten und Einschränkungen für das Simulationsmodell bekannt sind. Bezogen auf virtuelle Modelle stellt die Validierung sicher, dass die physikalischen Eigenschaften und Zusammenhänge richtig abgebildet werden. Die Validierungsschritte können zwischen allen Ebenen (Fahrzeug, Teilsystem, Komponente) durchgeführt werden. Bezüglich der Emissionen der Komponenten werden Puffer eingeplant, so dass die Komponenten strenger ausgelegt werden als die gesetzlichen Anforderungen an das Gesamtfahrzeug definiert sind und sie somit auf Systemebene keine Probleme bereiten. Die Definition der Puffer kann mit Hilfe virtueller Validierungen zwischen den Ebenen plausibilisiert werden. Für das ursprüngliche EMV-Testmanagement werden Prototypen benötigt, da die Absicherung stark messtechnisch getrieben ist. Auch im Bereich des EMV-Testmanagements können durch virtuelle Analysen weitere Aspekte und Einflüsse aufgezeigt und Problemstellungen genauer untersucht werden. Der Schwerpunkt der virtuellen Validierung liegt in diesen Entwicklungsphasen in der Analyse und Bestätigung der Qualifikationsziele der Komponenten, der Teilsysteme und des Gesamtfahrzeugs. Am Ende des EMV-Entwicklungsprozesses steht die Produktvalidierung des Gesamtfahrzeugs durch die Fahrzeughomologation.

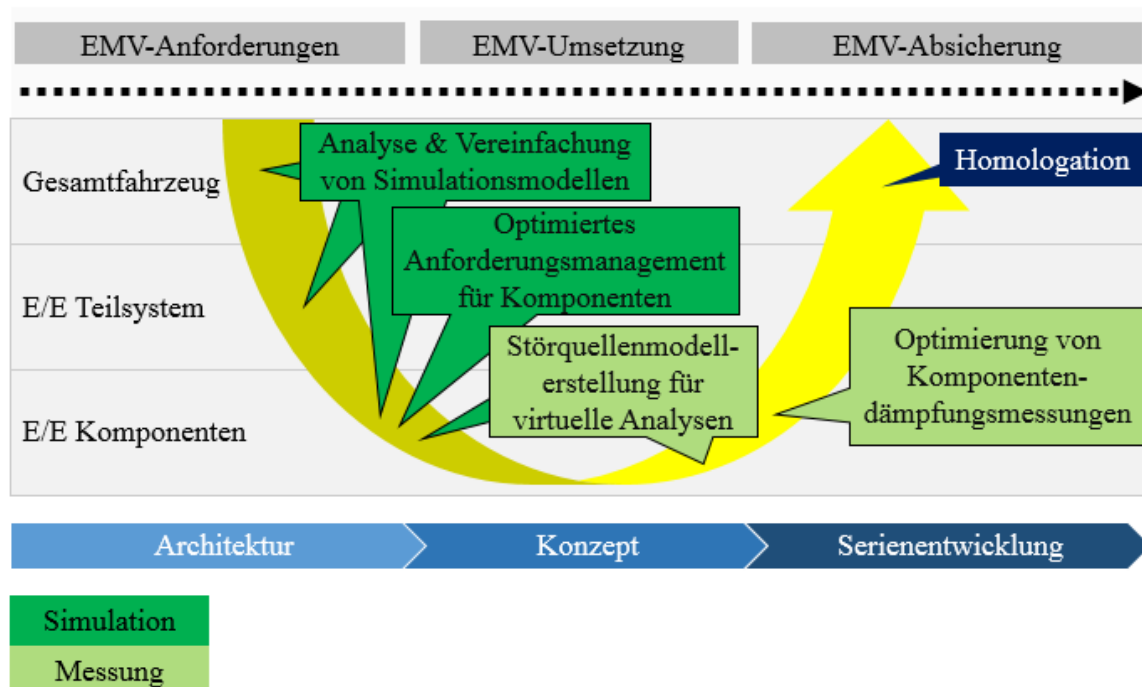


Abb. 3.5: Anwendungen und Methoden zur Optimierung des EMV-Entwicklungsprozesses

Abbildung 3.5 präsentiert die vielfältigen Einsatzmöglichkeiten von Anwendungen und Methoden zur Ergänzung und Optimierung des etablierten EMV-Entwicklungsprozesses. Die Methoden und Anwendungen sind farblich den Hauptkategorien Simulation und Messung zugeordnet, wobei die Methoden auch beides kombinieren können. Ebenso kann die Kombination mit Qualitätsmethoden in der messtechnischen und der simulativen Kategorie erfolgen. Beschrieben sind die Einsatzmöglichkeiten der Anwendungen und Methoden in der zeitlichen Reihenfolge des Entwicklungsprozesses mit Einordnung in die Phasen des EMV-Anforderungsmanagements, der EMV-Umsetzung und der EMV-Absicherung. In Anlehnung an das V-Modell aus Abbildung 3.1 sind die Methoden ebenso der Gesamtfahrzeugebene, der E/E-Teilsystemebene oder der E/E-Komponentenebene zugeordnet.

In Kapitel 3.3 wird die Analyse und Vereinfachung von Simulationsmodellen zur Verbesserung der virtuellen EMV-Entwicklung mit Hilfe der Qualitätsmethodik der statistischen Versuchsplanung präsentiert. Die Optimierung der Simulationsmodelle kann generell allen Prozessschritten zugeordnet werden, in denen virtuelle Analysen durchgeführt werden. Sie hat ihren Schwerpunkt jedoch in der Architekturphase, um durch frühzeitige Analysen und Konzeptstudien aktive EMV-Fehlerprävention leisten zu können. Je mehr Daten verfügbar sind und je detaillierter die Anwendungsfälle definiert sind, desto größer ist der Nutzen der EMV-Simulation. Je komplexer die zu analysierende Fragestellung und je genauer die Simulationsergebnisse sein sollen, desto komplizierter und aufwendiger ist aber auch die Modellerstellung. Der Schwerpunkt liegt in der Analyse und Vereinfachung von Simulationsmodellen, um den Aufwand für die virtuelle Entwicklung und Absicherung im Allgemeinen und die Modellerstellung im Speziellen zu reduzieren. Ebenso ist die Identifikation der stärksten Einflussparameter eine wichtige Voraussetzung für die Analyse komplexer EMV-Probleme und für die Reduktion der Berechnungszeit bei der Ausführung der Simulation. Die Modellvereinfachungen sorgen für Übersichtlichkeit und eine effiziente Anwendbarkeit. Die Vorteile der statistischen Versuchsplanung im Vergleich zu anderen stochastischen Analysemethoden, wie z.B. der häufig zur Erzeugung statistischer Daten genutzten Monte Carlo Methode [Nahrstedt, 2015][Chen und Chen, 2017], ist die viel kleinere Menge von generierten Daten für die Analyse der Einflussparameter. Im Vergleich zu zufällig ausgewählten Parameterkombination werden bei der statistischen Versuchsplanung optimierte Testpläne erzeugt und entsprechend wird nur eine reduzierte Anzahl von Modellen und Simulationen benötigt werden. Die mathematischen Grundlagen der statistischen Versuchsplanung und der Regressionsanalyse sind in Kapitel 2.5 beschrieben. Generell kann die Methodik gleichermaßen auf Versuche wie auf Simulationen angewendet werden. Die Vor- und Nachteile der Anwendung der Methodik auf virtuelle und messtechnische Versuche sind in [Siebertz et al., 2010] diskutiert. Ein kurzer Überblick der Methodik wird in [Montgomery, 2009] gegeben, beginnend mit den ersten Anwendungen in den 1920er Jahren. Montgomery definiert vier Zeitabschnitte für die statistische Versuchsplanung: Die landwirtschaftliche Ära zwischen 1918 und den 1940er Jahren, die erste industrielle Ära zwischen 1951 und den späten 1970er

Jahren, die zweite industrielle Ära zwischen den späten 1970er Jahren und 1990 sowie die moderne Ära, welche in den 1990er Jahren beginnt. Die Pionierarbeit der statistischen Versuchsplanung wurde erstmals 1935 veröffentlicht und beschreibt den Einsatz der statistischen Versuchsplanung im Bereich landwirtschaftlicher Systeme [Fisher, 1971]. Heutzutage findet die statistische Versuchsplanung in verschiedenen Bereichen der Ingenieurwissenschaften, der Forschung und der Wirtschaft Anwendung. Der Einsatz der Methodik bringt Vorteile für die Kommerzialisierung von Technologien, die Entwicklung neuer Produkte und die Produktrealisierung in der technischen Entwicklung. Weitere Analyseschwerpunkte sind die Entwicklung robuster Prozesse und gezielte Prozessverbesserungen. Darüber hinaus wird die statistische Versuchsplanung im Geschäftssektor zur Optimierung allgemeiner Geschäftsvorgänge, des Marketing und der Marktforschung angewendet [Montgomery, 2009]. In der Literatur finden sich vielfältige Anwendungsfälle, zum Beispiel in der Landwirtschaft [Fisher, 1971], in der Biomedizin und Biochemie [Montgomery, 2009], in der Luft- und Raumfahrt [Uy und Telford, 2009], in der Messtechnik [Venkateshan, 2015] sowie in der Elektronikentwicklung [Coenen und Derikx, 2003]. Ein Beispiel für die Anwendung der Methodik in der Automobilbranche zeigt [Montevecchi et al., 2007] mit einer Analyse und Optimierung des Produktionsprozesses von Fahrzeugen. Eine Zuverlässigkeitsanalyse von elektronischen Systemen wird in [Rafaila et al., 2010] am Beispiel eines Fensterhebersystems gezeigt. In [Perrin et al., 2013] wird präsentiert, wie die Störfestigkeit eines Flugzeugs, das von einem Blitz getroffen wird, verbessert werden kann, indem ein einzelner Parameter (die Belastung des Kabelbaums) variiert und so gut wie möglich definiert wird. Weitere Anwendungsbeispiele im Bereich der EMV sind mit der Optimierung eines Twisted-Pair-Kabelmodells hinsichtlich der Strahlungsempfindlichkeit in [Bdour et al., 2014] und mit der faktoriellen Analyse und Gestaltung einer Modenverwirbelungskammer in [Lunden und Backstrom, 2003] präsentiert. Die unterschiedlichen Beispiele zeigen die vielfältige Anwendbarkeit der statistischen Versuchsplanung. Neben den genannten Veröffentlichungen werden in dieser Arbeit detaillierte Anwendungsschritte für die Anwendung der Methodik in der virtuellen EMV-Analyse vorgestellt. Die Vorteile der Methode können für Simulationsmodelle zur virtuellen Untersuchung von Fahrzeugen, beginnend mit den Teilsystemen und einer schrittweisen Erweiterung bis hin zum Gesamtsystem, gezeigt werden. Außerdem werden verschiedene Aspekte und spezielle Anwendungsfälle im Bereich der EMV-Simulation aufgezeigt und diskutiert, um gezielt Prozessschritte der EMV-Entwicklung von Elektro- und Hybridfahrzeugen zu verbessern. Anstatt alle benötigten Parameter für die Modellerstellung im Detail zu spezifizieren, müssen nur die relevanten detailliert beschrieben werden, welche durch die Anwendung der statistischen Versuchsplanung auf die EMV-Simulationsmodelle identifiziert werden. Parameter, die keinen oder einen vernachlässigbar geringen Einfluss auf das Simulationsergebnis haben, können zum Teil als Standardwerte definiert werden. Dadurch kann der Aufwand für die Modellerstellung deutlich reduziert werden. Die Genauigkeit der Simulationsergebnisse wird davon kaum beeinträchtigt. Des Weiteren werden die Stellhebel identifiziert, an denen Änderungen vorgenommen werden sollten, um die gewählte Zielgröße

ße entscheidend optimieren zu können. In [Kleppmann, 2016] ist ein Überblick über geeignete Softwareprogramme sowie deren Vor- und Nachteile für die Anwendung der statistischen Versuchsplanung präsentiert. Ebenfalls wird der Gebrauch von bestehender Software empfohlen, damit der Anwender sich durch Vereinfachungen der Berechnungen und aussagekräftige Darstellungen der Ergebnisse auf die sorgfältige Planung und Durchführung der Versuche sowie das Ableiten von Maßnahmen aus den Ergebnissen konzentrieren kann [Kleppmann, 2016]. In dieser Arbeit wird das Statistikpaket Visual-XSel [Ronniger, 2016] verwendet, da die Software die Erstellung von vollautomatischen Regressionsmodellen für die statistische Versuchsplanung unterstützt. Damit können die professionellen Funktionen von Visual-XSel für die eigenen Anwendungen genutzt und die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung leicht exportiert werden. Es gibt spezielle und vielfältige grafische Möglichkeiten zur Veranschaulichung von Wechselwirkungen zwischen Parametern und von Darstellungen von optimalen Parametereinstellungen.

Kapitel 3.4 beschreibt die Optimierung des Anforderungsmanagements für Komponenten mit Hilfe von virtueller EMV-Entwicklung. Ein Überblick über die normativen Anforderungen und die Zusammenhänge zwischen den Fahrzeug- und Komponentengrenzwerten ist in Kapitel 2.2 gegeben. Bei der EMV-Absicherung kann das Problem auftauchen, dass es eine Diskrepanz zwischen den Ergebnissen der Komponenten- und der Fahrzeugmessungen gibt. Es kann vorkommen, dass Komponenten im Rahmen der Fahrzeugmessung Auffälligkeiten zeigen, welche bei der Komponentenmessung nicht auftreten. Dies kann daran liegen, dass der Messaufbau für die Komponenten nicht geeignet definiert oder die Messung nicht richtig durchgeführt wurde, oder daran, dass die Anforderungen und Grenzwerte für die Komponente nicht geeignet definiert wurden. Dadurch kann es passieren, dass EMV-Probleme erst bei den Messungen der Fahrzeugprototypen in sehr späten Entwicklungsphasen auftreten. Um dieser Problematik entgegen wirken zu können, müssen zum einen die Messaufbauten und Messverfahren hinsichtlich der Messergebnisse analysiert werden und zum anderen die Komponenteneigenschaften auf Grundlage der normativen Fahrzeuganforderungen von Beginn an geeignet definiert werden.

Durch präzise Anforderungsbeschreibungen der Komponenten kann ein zielführendes EMV-Verhalten auf Gesamtfahrzeugebene erreicht werden. Dazu muss das Zusammenspiel zwischen dem Fahrzeug und den Komponenten sowie zwischen den Fahrzeug- und Komponentengrenzwerten genau analysiert werden. Durch die virtuelle Analyse und Plausibilisierung der Grenzwerte mit Hilfe einer Systemsimulation kann die Integrationsumgebung des Fahrzeugs bei den Anforderungen zwischen Komponente und Fahrzeug berücksichtigt werden. Die Methodik bezieht sich auf die gestrahlten oder leitungsgeführten Störungen, welche die Komponenten im Fahrzeug maximal abgeben dürfen, um die elektromagnetischen Anforderungen an das Gesamtfahrzeug zu erfüllen. Im Allgemeinen werden an den Komponentengrenzwert für elektromagnetische Störemissionen strengere Anforderungen gestellt als an das Gesamtfahrzeug. Dadurch wird der Grenzwert des Fahrzeugs, welches alle Störun-



gen der Komponenten und Systeme vereint, nicht überschritten. Dieser Puffer zwischen den Komponenten- und den Fahrzeuggrenzwerten kann mit Hilfe der präsentierten Methodik plausibel bewertet und geeignet festgesetzt werden, was deutliche Vorteile für die korrekte Definition der Komponentenanforderungen bringt. Spezifisch für jede Komponente und die betrachteten Frequenzbereiche lassen sich somit Anforderungen hinsichtlich des Puffers definieren. Der Vorteil gegenüber einem pauschalen Grenzwert für alle Hochvolt- bzw. Niedervoltkomponenten liegt darin, dass der Komponentengrenzwert in kritischen Frequenzbereichen strenger angefordert werden kann, aber auch lockerer in unkritischeren Frequenzbereichen. Für ein systematisches Anforderungsmanagement sind virtuelle Analysen und deren methodische Auswertungen besonders gut geeignet. Auf Grundlage der gesetzlichen Anforderungen für das Gesamtfahrzeug, welche die Voraussetzungen für die Zulassung der Fahrzeuge beschreiben, können geeignete und spezifische Komponenteneigenschaften definiert werden. Das bedeutet, dass die Komponenten genau so ausgelegt sind, dass sie im Zusammenspiel mit anderen Komponenten im Systemverbund des Gesamtfahrzeugs die Grenzwerte für das Gesamtfahrzeug unterschreiten. Die Festlegung der Komponentenanforderungen erfolgt durch die technischen Lieferbedingungen und das Lastenheft. Die Optimierung des Anforderungsmanagements für Komponenten mit Hilfe von virtueller Absicherung bringt Vorteile im Bereich der E/E-Komponenten in der Phase der EMV-Anforderungen. Die Bestimmung der Komponentenanforderungen kann systematisch und plausibel durchgeführt werden, was bisher auf Expertenkenntnissen der EMV auf Gesamtfahrzeug und Komponentenebene, Erfahrungswerten (Lessons Learned) und messtechnischen Analysen basierte.

In Kapitel 3.5 wird die Stärkung der virtuellen Absicherung durch die Erstellung und Nutzung von leitungsgeführten Störquellenmodellen präsentiert. Die leitungsgeführten Emissionen spielen bei der EMV von Elektro- und Hybridfahrzeugen eine große Rolle, da das Fahrzeug zum einen durch das Ladekabel direkt mit dem Versorgungsnetz verbunden ist und zum anderen unterschiedliche Spannungsebenen in den verschiedenen Bordnetzen vorherrschen. Detaillierte Beschreibungen der unterschiedlichen Spannungsebenen im Fahrzeug sind in Kapitel 2.2 präsentiert. Für die plausible Generierung und Bewertung von Simulationsergebnissen muss das Simulationsmodell die Störquellen, Koppelpfade und Störsenken im Fahrzeug abbilden. Für die Modellerstellung komplexer EMV-Simulationen wird eine Vielzahl von Daten benötigt, wie in Kapitel 2.4 am Beispiel des Elektro- und Hybridfahrzeugs beschrieben ist. Viele Konstruktionsdaten für das Gesamtfahrzeug werden beim Fahrzeughersteller selbst entworfen und generiert, was die hausinterne Ableitung von Daten und Modellen ermöglicht. Für Karosserien, Kabelbäume und Antennensysteme sind daher meist virtuelle Daten und Modelle vorhanden, welche in die EMV-Simulationsmodelle importiert werden können. Bisher sind jedoch kaum Störquellenmodelle für Fahrzeugkomponenten verfügbar, da die Entwicklung von Fahrzeugkomponenten oft beim Zulieferer stattfindet. Ohne komponentenspezifische Störquellenmodelle, welche im Simulationsmodell als Störanregung integriert werden können, können in der EMV-Simulation nur vergleichende Analy-

sen zwischen unterschiedlichen Konzepten durchgeführt oder Tendenzen bestimmt werden. Die Simulationsergebnisse können in Abhängigkeit einer beliebig gewählten Störanregung generiert werden. Es können z.B. Aussagen darüber getroffen werden, wie sich das elektromagnetische Verhalten in Relation zu einer gewählten Störanregung verhält oder es können zwischen verschiedenen Varianten Unterschiede ausgemacht werden. Die Simulationsergebnisse sind im Bezug auf die gewählte Störanregung bewertbar. Im Vergleich dazu können mit komponentenspezifischen Störquellenmodellen detailliertere Simulationsergebnisse erzielt werden. Die Generierung von leitungsgeführten Störquellenmodellen für Fahrzeugkomponenten bildet die Grundlage für Simulationsergebnisse, welche näher an der Realität sind und mit Messergebnissen auf System- und Fahrzeugebene vergleichbar werden. Das Ziel der Methodik ist die Verbesserung von Simulationsergebnissen auf Systemebene durch eine geeignete Anforderungsdefinition der Störquellenmodelle der Komponenten. Aktuell gibt es keine geeigneten normativen Anforderungen und Definitionen für die Erstellung von Störquellenmodellen auf Komponentenebene. Es gibt Fahrzeugkomponenten, welche vom Komponentenentwickler als Blackbox angeliefert werden. Ein Modell, welches das genaue Störverhalten der Komponenten abbildet, ist nicht verfügbar. Verhaltensmodelle für Störemissionen könnten die Lösung für die Integration von Störquellen in die Simulationsmodelle darstellen. Das Verhaltensmodell bildet nicht die originalen Parameter und Funktionen innerhalb der Komponenten ab, aber es zeigt das gleiche Störverhalten wie die Komponenten. Die Erstellung von Verhaltensmodellen erfordert eine messtechnische Methode, die das Potential hat, das Emissionsverhalten von Fahrzeugkomponenten abzubilden. Dadurch können qualifizierte EMV-Modelle von E/E-Lieferanten angefordert werden, ohne dass von ihm entwicklungsbezogene Daten veröffentlicht werden müssen. Für plausible Ergebnisse der EMV-Simulation auf Systemebene ist es ausreichend, das Störverhalten der Komponenten zu definieren. Die große Anzahl wissenschaftlicher Publikationen zur Störquellenbeschreibung zeigt das große Interesse an einer Charakterisierung leitungsgebundener Störquellen für die EMV-Analyse, z.B. in [Zhang et al., 2000], [See und Deng, 2004], [Liu et al., 2006], [Rebholz, 2010]. Im Vergleich zu den genannten Veröffentlichungen wird in dieser Methodik ein Verhaltensmodell für die Komponente erstellt, welches das Störverhalten der Komponente abbildet. Mit der Anwendung der Methodik kann für Fahrzeugkomponenten mit Hilfe der Messung der leitungsgeführten Emissionen von Komponenten ein leitungsgeführtes Störquellenmodell generiert werden. Die Integration der Störquellenmodelle in die EMV-Simulation führt zu genaueren und verlässlicheren Simulationsergebnissen.

Kapitel 3.6 präsentiert eine Methodik, mit deren Hilfe die Messergebnisse für Komponentendämpfungen durch die Minimierung des Einflusses des Messaufbaus verbessert werden können. Im EMV-Absicherungsprozess von Elektro- und Hybridfahrzeugen muss das System als Ganzes und jede Komponente im Einzelnen bestimmte Anforderungen einhalten. Im Bereich der Serienentwicklung spielt die messtechnische Komponentenabsicherung eine wichtige Rolle. Neben den gestrahlten und leitungsgeführten Emissionen sind die Dämpf-

fungsanforderungen der Komponenten wichtig für das elektromagnetische Verhalten. Die Dämpfung einer Komponente verhindert die Weitergabe von leitungsgeführten Störungen zwischen unterschiedlichen Spannungsebenen im Fahrzeug, wie in Kapitel 2.2 ausführlich am Beispiel einer Fahrzeugkomponente beschrieben ist. Sie kann mit dem Messverfahren zur Bestimmung der Komponentendämpfung aus [BMW Group Standard, 2013b] bestimmt werden. Der Messaufbau enthält neben den Verkabelungen Netznachbildungen, welche durch hohe Reflexionen im Messaufbau das Messergebnis beeinflussen können. Die Netznachbildungen werden zur Messung aktiver Komponenten benötigt. Das Ziel ist es, die Einflüsse des Messaufbaus aus dem Messergebnis herauszufiltern. Es gibt zwei verschiedene Ansätze, die Einflüsse des Messaufbaus aus dem Messergebnis zu reduzieren [Agilent Technologies, 2004][Agilent Technologies, 2007]: Präventive Maßnahmen vor der Durchführung der Messung und Aufbereitung der Ergebnisse nach dem Messvorgang. Vorkehrungen können mit Hilfe des Kalibrierkits des Messgeräts durchgeführt werden. Zusätzlich zur Kalibrierung kann nach der Messung die De-embedding Methode auf die Messergebnisse angewendet werden, um die Einflüsse des Messaufbaus zu minimieren. Die wichtigste Grundlage dafür ist, dass möglichst akkurate Informationen über den Messaufbau bekannt sind, um diesen anschließend aus dem Messergebnis herausfiltern zu können. Die De-embedding Methode findet z.B. Anwendung in der Halbleitertechnologie. Sie hilft bei der Charakterisierung von Halbleitern ohne den Einfluss des Testaufbaus. Beispiele für die Anwendung der Methodik gibt es bei der Charakterisierung von Leiterbahnen, Halbleitern, Verbindungssteckern und diskreten Komponenten. Beispiele sind unter anderem in [Agilent Technologies, 2007], [Ye, 2012] und [Maeda et al., 2009] gegeben. Die mathematischen Grundlagen der Methodik sind in Kapitel 2.6 beschrieben. Im Vergleich zu den genannten Literaturangaben wird in dieser Analyse der Messaufbau für die Komponentendämpfung untersucht. Mit Hilfe der Applikation der De-embedding Methode auf Komponentendämpfungsmessungen können die Netznachbildungen aus dem Messergebnis herausgerechnet werden. Durch die Optimierung der Auswertung der Messdaten können plausible Dämpfungswerte für Komponenten ermittelt werden.

Am Ende des EMV-Entwicklungsprozesses stehen die Homologationsmessungen des Gesamtfahrzeugs und die internen Freigabemessungen zur Produktbestätigung des Fahrzeugs. Die Messverfahren und Messaufbauten unterliegen den gesetzlichen Anforderungen. Eine Übersicht über die zu Grunde liegenden Normen ist in Kapitel 2.2 gegeben. Der optimierte EMV-Entwicklungsprozess endet in Anlehnung an den Fahrzeugentwicklungsprozess mit der Homologationsmessung und dem Produktionsstart der Fahrzeuge.

Im Folgenden werden die entwickelten Anwendungen und Methoden entlang des gestärkten EMV-Entwicklungsprozesses im Detail beschrieben. Dafür werden jeweils die Anwendungsbereiche und der Nutzen der Methoden herausgestellt und die Vor- und Nachteile der Anwendungen für die EMV-Absicherung diskutiert. Die Umsetzung der Prozessverbesserungen führt zu einer Reduktion von Risiken, Kosten und Entwicklungszeiten. Es kommt

zu frühzeitigen Fehleridentifikationen und Präventionen, nachhaltigen Reifegradverbesserungen sowie zu einer Minimierung oder Vermeidung von Problemlösungsteams sowie resultierender Folgekosten durch Terminverschiebungen. In Kapitel 4. werden konkrete Applikationen der Methoden am Beispiel von Elektro- und Hybridfahrzeugen mit Ladetechnik gezeigt.

### **3.3 Analyse und Vereinfachung von Simulationsmodellen zur Verbesserung der virtuellen Absicherung mit Hilfe statistischer Versuchsplanung**

Virtuelle Analysen verbessern den EMV-Absicherungsprozess, indem bereits in frühen Entwicklungsstadien Risiken erkannt und eliminiert werden. Detailliertes Wissen über die Einflussparameter und deren Wechselwirkungen kann die EMV-Analyse von komplexen Systemen stark vereinfachen und in Summe optimieren. Die Anwendung der statistischen Versuchsplanung auf EMV-Simulationsmodelle identifiziert die wichtigsten Einflussparameter und führt zu einer Reduktion der Anzahl und Aufwände der Simulationen. Die Einflussstärke von Parametern und die Wechselwirkungen zwischen Parametern können gezielt definiert und analysiert werden. Die Identifizierung der stärksten Einflussparameter ermöglicht eine Fokussierung auf die Parameter, welche detailliert beschrieben werden sollten, um zuverlässige Simulationsergebnisse zu generieren. Folglich können Parameter, welche keinen oder einen geringfügigen Einfluss auf das Simulationsergebnis haben, als Standardwerte definiert werden, wodurch die Anwendung und Durchführung der Simulationen deutlich vereinfacht wird. Die schrittweise Analyse und Vereinfachung von Simulationsmodellen beginnend mit den Teilsystemen hin zum Gesamtfahrzeug führt zu einer verbesserten virtuellen EMV-Absicherung.

#### **3.3.1 Anwendungsbereich und Nutzen der statistischen Versuchsplanung im EMV-Absicherungsprozess**

Der EMV-Entwicklungsprozess von Elektro- und Hybridfahrzeugen ist aufgrund der vielen Einflussparameter auf das elektromagnetische Verhalten und deren Wechselwirkungen im Fahrzeug sehr komplex. Um hohe Kosten und große Aufwände kurz vor Produktionsstart zu vermeiden, wird eine präventive Absicherung in frühen Entwicklungsstadien benötigt. Eine intuitive Vorgehensweise bei Versuchen, wie das Ändern einzelner oder weniger Parameter zur Untersuchung der Einflussstärke auf eine Zielgröße, wird durch die statistische Versuchsplanung ergänzt und plausibilisiert. Die Planung von Versuchen wird systematisch durchgeführt und die Ausführungen werden so kombiniert, dass Funktionen oder Prozesse für nachfolgende Untersuchungen aufbereitet werden [Ronniger, 2018]. Es werden bestimmte Parameterkonstellationen definiert, welche repräsentativ für die Vielzahl an möglichen Kombinationen im gesamten Versuchsraum stehen. Eine statistische Methode ist der einzige Weg, um aus einer großen Datenmenge plausible und objektive Aussagen treffen zu können [Montgomery, 2009]. Die Vorteile der statistischen Versuchsplanung lassen sich sehr gut nutzen, um die hohe Komplexität der virtuellen EMV-Modelle auf ein beherrschbares Maß zu reduzieren und eine strukturierte Validierung der Einflussparameter auf das Simulationsmodell durchführen zu können.

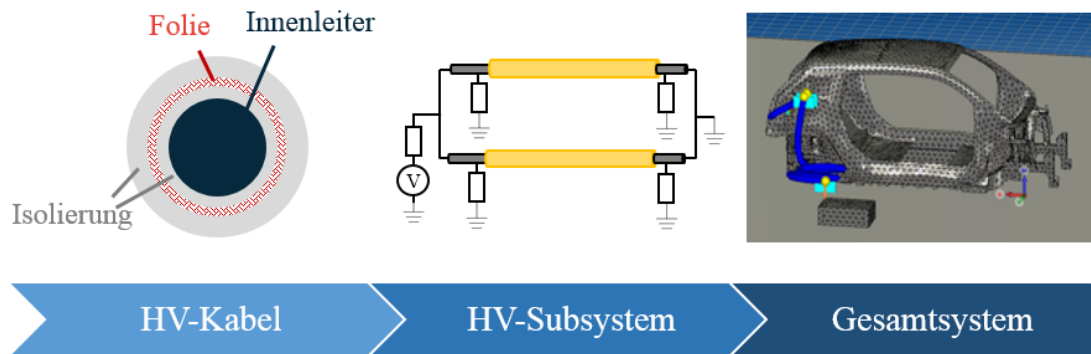


Abb. 3.6: Schrittweise Anwendung der statistischen Versuchsplanung auf EMV- Simulationsmodelle

Das große Potential der statistischen Versuchsplanung bei der Entwicklung eines Fahrzeugs liegt in der schrittweisen Analyse und Optimierung der Modelle und Einflussparameter. Abbildung 3.6 veranschaulicht das schrittweise Vorgehen bei der Anwendung der Methodik im Bereich der virtuellen EMV-Absicherung von Elektro- und Hybridfahrzeugen. Für eine Optimierung des Gesamtsystems, wird die Methodik schrittweise von detaillierten und abgegrenzten Fragestellungen, wie z.B. die Auslegung von HV-Kabeln und deren Schirmung, über die Analyse von Teilsystemen, wie z.B. die Auslegung des HV-Systems des Fahrzeugs, angewendet. Teilsysteme des Fahrzeugs können im Detail analysiert und optimiert werden. Dadurch kann die Erstellung der Simulationsmodelle auf Systemebene stark vereinfacht werden, da die Ergebnisse der Teilsysteme übernommen werden können. Die Vorgehensweise ist hierbei vom Feinen zum Groben, was bedeutet, dass im Falle der Elektrofahrzeuge die Methodik zu erst auf kleine Teile oder Komponenten wie z.B. HV-Kabel und der Effektivität der Schirmungen der Kabel angewendet werden kann, um diese gezielt zu optimieren. Anschließend können die Ergebnisse für die Analyse der Kabel und Kabelschirmungen für die HV-Subsysteme übernommen werden, um im nächsten Schritt die Teilsysteme zu verbessern. Bei der Analyse der Kabelverlegung können weitere EMV-relevante Einflüsse wie Kabelabstände, Steckerverbindungen und Massekonzepte analysiert werden. Auch diese Erkenntnisse können in die Systemsimulation auf Fahrzeugebene übernommen werden. Im letzten Schritt kann die Methodik gleichermaßen bei der Analyse vom Gesamtsystem Anwendung finden.

Diese schrittweise Analyse und Optimierung von komplexen Systemen ermöglicht eine stabile und effiziente EMV-Absicherung. Anstatt alle benötigten Parameter für die Modellerstellung im Detail zu spezifizieren müssen nur die relevanten Parameter detailliert beschrieben werden. Parameter, die keinen oder vernachlässigbar geringen Einfluss auf das Simulationsergebnis haben, können zum Teil als Standardwerte definiert werden, wodurch der Aufwand für die Modellerstellung deutlich reduziert werden kann. Die Genauigkeit der Simulationsergebnisse wird davon kaum beeinträchtigt. Des Weiteren werden die Stellhebel

identifiziert, an denen Änderungen vorgenommen werden sollten, um das Ergebnis entscheidend optimieren zu können. In gleicher Weise, wie hier bzgl. der Eigenschaften von Kabeln, Kabelschirmungen und Kabelverlegungen gezeigt wird, kann die statistische Versuchsplanung schrittweise auf weitere Teilsysteme des Elektro- und Hybridfahrzeugs angewendet werden, um diese bzgl. einer bestimmten Zielgröße optimieren zu können. Allgemeine Informationen über die statistische Versuchsplanung und die mathematischen Grundlagen der Regressionsanalyse sind in Kapitel 2.5 präsentiert.

### 3.3.2 Analyse von EMV-Simulationsmodellen und Identifizierung der Einflussparameter durch statistische Versuchsplanung

Der Ablauf der statistischen Versuchsplanung auf Simulationsmodelle lässt sich in 10 Schritte unterteilen, wie Abbildung 3.7 zeigt. Die blauen Felder beschreiben die Schritte, welche vom Anwender ausgeführt werden müssen. Die grauen Felder können softwaregestützt durchgeführt werden. In [Kleppmann, 2016] ist ein Überblick über geeignete Softwareprogramme sowie deren Vor- und Nachteile für die Anwendung der statistischen Versuchsplanung präsentiert. In dieser Arbeit wird das Statistikpaket Visual-XSel [Ronniger, 2016] verwendet. Detaillierte Informationen über das statistische Programm und die eingebundenen Berechnungsmethoden sind in [Ronniger, 2018] beschrieben. Für die Anwendung der Methodik zur Analyse von EMV-Simulationsmodellen werden im Folgenden für jeden Schritt Hinweise gegeben.

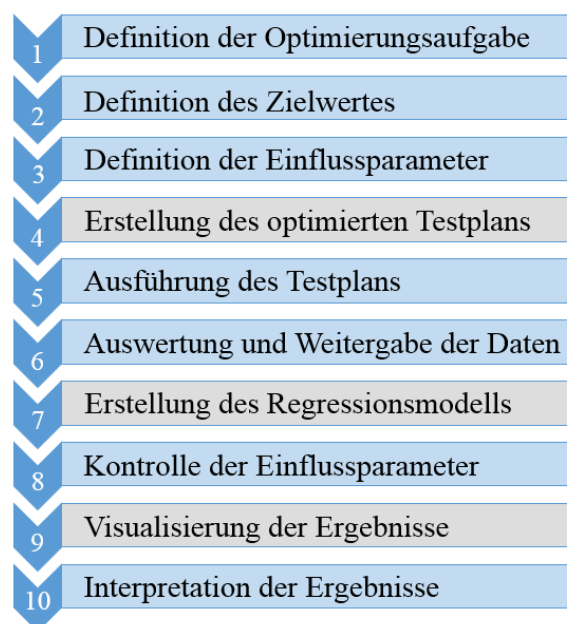


Abb. 3.7: Ablaufdiagramm für die statistische Versuchsplanung auf EMV-Simulationsmodelle

**Definition der Optimierungsaufgabe:** Der Ablauf der statistischen Versuchsplanung beginnt mit der genauen Festlegung und Abgrenzung der Fragestellung. Dies schließt die Wahl und die klare Abgrenzung der Problemstellung ein.

**Definition des Zielwertes:** Der Zielwert ist die Basis für die Durchführung und Analyse der statistischen Versuchsplanung. Je Analyse kann nur ein Zielwert definiert werden, daher ist es besonders wichtig, dass er sinnvoll und für die Optimierung passend gewählt wird. Ein möglicher Ansatz für die Anwendung der statistischen Versuchsplanung auf EMV-Simulationsmodelle ist die Wahl des Durchschnittswertes über einen bestimmten Frequenzbereich. Für eine detailliertere Analyse kann der Zielwert für Teile des Frequenzbereiches oder einzelne Frequenzpunkte spezifiziert werden, wobei dann jeweils eine statistische Versuchsplanung durchgeführt werden muss. Eine weitere Möglichkeit für die Analyse von frequenzabhängigen Parametern ist die Wahl eines Minimum- oder Maximumwertes als Zielwert, wodurch die Grenzen der Zielgröße analysiert werden können. Für die Betrachtung mehrerer Zielparameter müssen entsprechend auch mehrere Auswertungen durchgeführt werden. Der Schritte 1-4 der Testplanerstellung aus Abbildung 3.7 können hierbei beibehalten werden, die Schritte 5-10 müssen in Abhängigkeit jedes Zielparameters durchgeführt werden.

**Definition der Einflussparameter:** Die Definition der Einflussparameter und deren Parameterbereiche ist eine der schwierigsten Aufgaben bei der Durchführung der statistischen Versuchsplanung. Die Wahl der Parameter beeinflusst die Qualität der Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung. Falls wichtige Parameter nicht in Betracht gezogen werden, kann die Regressionsanalyse keine plausiblen Ergebnisse liefern. Jeder Parameter muss einen anderen Aspekt beschreiben und unabhängig von den anderen Parametern schrittweise veränderbar sein. Außerdem müssen sinnvolle Parameterbereiche definiert werden. Die Dimensionen des Testraums sind durch die Anzahl der Parameter und deren Parameterbereiche definiert. Um die Anzahl von Freiheitsgraden zu minimieren, können bestimmte Parameter als Konstanten angenommen werden. Dies empfiehlt sich jedoch nur, wenn diese Parameter keinen Einfluss auf die gewählte Zielgröße haben. Gängige Praktiken des Qualitätsmanagements wie z.B. Brainstorming oder Ursache-Wirkungs-Diagramme können helfen, die Einflussparameter vollständig und sinnvoll zu definieren. Beispiele hierfür werden in [Staudter et al., 2013] und [Montgomery, 2009] gezeigt.

**Erstellung des optimierten Testplans:** Die Software unterstützt den Anwender bei der Erstellung von optimierten Testplänen indem verschiedene Einflussparameter einzeln und zusammen variiert werden. Dadurch wird eine statistisch homogene Verteilung im Testraum gewährleistet. In den folgenden Analysen werden d-optimale Testpläne genutzt. Die Vor- und Nachteile und der mathematische Hintergrund von d-optimalen Testplänen sind in [Kleppmann, 2016] und [Ronniger, 2018] präsentiert. Der große Vorteil der d-optimalen Testpläne ist die relativ kleine Anzahl an Versuchen im Vergleich zum vollfaktoriellen Testplan, wo-



bei dennoch alle gewünschten Effekte abgedeckt sind. Dies reduziert den Aufwand für die Modellerstellung und die Berechnungszeit bei der Ausführung der Simulationsmodelle.

**Ausführung des Testplans:** Auf Grundlage des zuvor erstellten Testplans werden die Simulationen mit den definierten Parameterkombinationen durchgeführt. Die Reihenfolge der Ausführungen ist für die virtuelle Analyse nicht relevant. Des Weiteren werden auch keine Wiederholungen von gleichen Parameterkombinationen benötigt, da im Fall von virtuellen Analysen im Vergleich zu Messversuchen keine Änderungen und Varianzen (z.B. Rauschen oder keine exakte Reproduzierbarkeit der Ergebnisse) auftreten.

**Auswertung und Weitergabe der Daten:** Die Simulationsergebnisse werden für den gewählten Zielparameter ausgewertet. Bezogen auf Ergebnisse, welche im Frequenzbereich bestimmt werden, heißt dies, dass ein Durchschnittswert oder der Maximal- oder Minimalwert aus allen Simulationen bestimmt wird. Die Ergebniswerte für die Simulationsmodelle aus dem Testplan werden anschließend in Visual-XSel für die Erstellung des Regressionsmodells importiert.

**Erstellung des Regressionsmodells:** Die mathematischen Grundlagen für die Regressionsanalyse sind in Kapitel 2.5 gegeben. Die Erstellung des Regressionsmodells wird mit Hilfe der multiplen Regressionsanalyse auf der Basis des Zielparameters und der Einflussparameter durchgeführt. Die Adaption einer Funktion und der Datenpunkte wird mit Hilfe der Methode der kleinsten Quadrate gewährleistet. In der multiplen Regressionsanalyse kann das Modell beliebig durch zusätzliche Einflussparameter ergänzt werden. Außerdem kann das Modell durch quadratische Terme ergänzt werden, um nichtlineare Zusammenhänge abzubilden. Multiplikationen von Einflussparametern beschreiben in der Regressionsgleichung Parameterwechselwirkungen [Montgomery, 2009].

**Kontrolle der Einflussparameter:** Eine Kontrolle der Vollständigkeit der Einflussparameter kann durch die Evaluation des Korrelationskoeffizienten  $R^2$  erfolgen. Der Korrelationskoeffizient beschreibt den Zusammenhang zwischen den Einflussparametern und dem Zielwert der Analyse und daher die Vollständigkeit der Einflussparameter bezogen auf die Optimierungsaufgabe. Der Parameterwert des Korrelationskoeffizienten liegt zwischen 0 und 1. Je näher der berechnete Wert an 1 ist, desto besser repräsentiert das Modell alle Zusammenhänge und Wechselwirkungen. Um die Güte des Modells zu verbessern, müssen weitere Einflussparameter identifiziert werden. Die mathematischen Grundlagen zur Berechnung des Korrelationskoeffizienten sind in [Ronniger, 2018] beschrieben.

**Visualisierung der Ergebnisse:** Die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung sind durch die generierten Regressionsgleichungen beschrieben, welche den Zusammenhang zwischen dem Zielwert und den untersuchten Einflussparametern abbilden. Anstatt einer detaillierten Analyse der Regressionsgleichung, lassen sich die Ergebnisse für die Einflussstärke und die Einflusswechselwirkungen gut in Kurvendiagrammen visualisieren. Der Zielwert wird hierbei auf der  $Y$ -Achse angezeigt und auf der  $X$ -Achse werden die einzelnen Einflussparameter

aufgetragen. Abbildung 3.8 zeigt exemplarisch ein Kurvendiagramm für die Parameter  $A$ ,  $B$  und  $C$  in Abhängigkeit einer beliebig gewählten Zielgröße  $Z$ , welche für dieses Beispiel im Wertebereich von  $-40$  bis  $-120$  dargestellt ist. Die Parameter  $A$ ,  $B$ ,  $C$  und  $Z$  sind im Beispielwerte ohne Einheit. Für den Parameter  $A$  ist ein Wertebereich von  $0,01$  bis  $0,21$  definiert, für den Parameter  $B$  von  $8$  bis  $11$  und für den Parameter  $C$  im Bereich von  $1$  bis  $7$ . Je stärker der Einfluss eines Parameters auf die Zielgröße, desto größer ist der Gradient des Kurvenverlaufs im Kurvendiagramm. Für Abbildung 3.8 bedeutet dies, dass der Parameter  $A$  den größten Einfluss auf die Zielgröße  $Z$  hat. Der Parameter  $B$  einen deutlich geringeren Einfluss und der Parameter  $C$  hat keinen erkennbaren Einfluss auf die Zielgröße. Die hellgrauen Linien, welche die bunten Linien für die Parameter  $A$ ,  $B$  und  $C$  umgeben, repräsentieren die Vertrauensbereiche des Regressionsmodells. Die mathematischen Grundlagen zur Berechnung der Vertrauensbereiche sind in [Ronniger, 2018] beschrieben. Zusätzlich kann im Kurvendiagramm mit Hilfe einer horizontalen Linie (hier die rote gestrichelte Linie) direkt der Zielwert für jede Parameterkombination abgelesen werden. Unter der Annahme, dass in diesem Fall eine Minimierung des Zielparameters  $Z$  angestrebt wurde, ergibt sich ein optimierter Wert von  $Z = -108$  für die untersuchten Parameter. Als Ergebnis kann für das hier gewählte Beispiel festgestellt werden, dass für eine Minimierung des Zielwertes  $Z$ , der Parameterwert  $A = 0,21$  und der Parameterwert  $B = 11$  gewählt werden sollte. Der Parameter  $C$  kann im betrachteten Beispiel beliebig innerhalb seiner Parametergrenzen gewählt werden, da er die Zielgröße nicht beeinflusst.

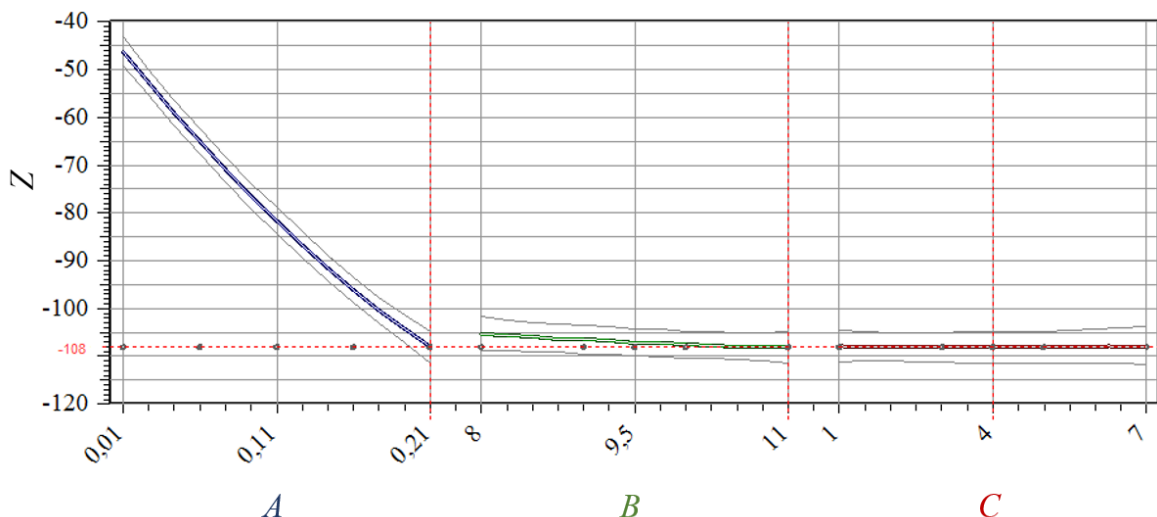


Abb. 3.8: Beispiel für die Visualisierung der Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für eine Zielgröße  $Z$  in Abhängigkeit der Parameter  $A$ ,  $B$  und  $C$

Bei der Visualisierung der Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung im Kurvendiagramm ist es wichtig zu erwähnen, dass die Kurvendiagramme eine statische Parameterkombination visualisieren. Die Ergebnisse werden mit Hilfe der Software dynamisch ausgegeben, was bedeutet, dass sich die Kurven im Diagramm mit der Änderung der Einstellung für den Ziel-

parameter ändern. In Abbildung 3.8 sind die Ergebnisse für eine Minimierung des Zielparameters gezeigt. Würde eine Maximierung des Zielparameters angestrebt werden, würden die vertikalen rot-gestrichelten Linien im Bereich der Parameterbereiche so verschoben werden, dass die horizontale, rot-gestrichelte Linie nach oben verschoben wird. Dadurch können sich veränderte Kurvenverläufe für die Parameter  $A$ ,  $B$  und  $C$  ergeben.

Ist die Wechselwirkung zwischen zwei Parametern signifikant, so bedeutet dies, dass der Einfluss des einen Parameters davon abhängig ist, welchen Parameterwert der andere Parameter besitzt [Kleppmann, 2016]. Die Parameter müssen also gemeinsam betrachtet und in Abhängigkeit voneinander definiert werden. In ähnlicher Form wie bei der Visualisierung der Einflussstärken von Parametern können auch die Parameterwechselwirkungen visualisiert werden, wie Abbildung 3.9 für die Parameter  $A$  und  $B$  veranschaulicht. Die beiden grünen Linien beim Parameter  $A$  repräsentieren den Verlauf des Parameters  $A$ . Falls der kleinste Parameter von  $B$  gewählt würde ( $B = 8$ ), würde die obere Linie mit dem kleinen Minus den Verlauf von Parameter  $A$  beschreiben, falls der größte Parameter von  $B$  gewählt würde ( $B = 11$ ), würde die untere Linie mit dem kleinen Plus den Verlauf von Parameter  $A$  repräsentieren. Bei einer Wahl des Parameterwertes  $B$  innerhalb seiner Grenzen liegt die Kurve des Parameters  $A$  zwischen den beiden grünen Kurven. Der umgekehrte Fall ist mit den blauen Linien im rechten Feld beschrieben. Falls der kleinste Parameter von  $A$  gewählt würde ( $A = 0,01$ ), würde die obere Linie mit dem kleinen Minus den Verlauf von Parameter  $B$  beschreiben, falls der größte Parameter von  $A$  gewählt würde ( $A = 0,21$ ), würde die untere Linie mit dem kleinen Plus den Verlauf von Parameter  $B$  repräsentieren. Detaillierte Angaben zu den Visualisierungsmöglichkeiten in Visual-XSel sind in [Ronniger, 2014] gegeben.

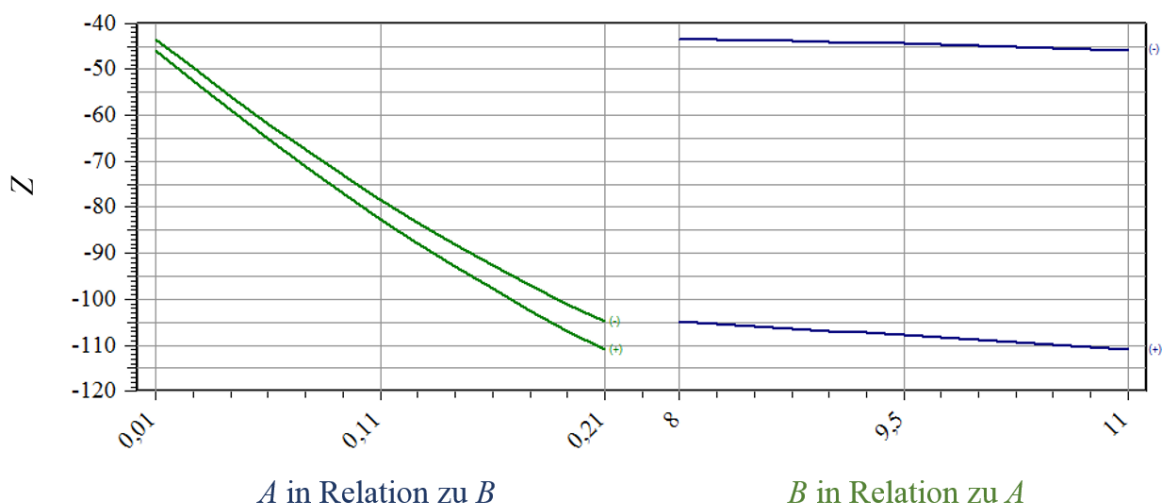


Abb. 3.9: Visualisierung von Parameterwechselwirkungen am Beispiel der Parameter  $A$  und  $B$

**Interpretation der Ergebnisse:** Mit Hilfe der Visualisierungen können die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung analysiert und interpretiert werden. Hierfür muss jedoch beachtet werden, dass das Simulationsmodell Vereinfachungen gegenüber der Realität enthält, welche bei der Interpretation der Ergebnisse berücksichtigt werden müssen.

### 3.3.3 Diskussion der statistischen Versuchsplanung zur Optimierung von EMV-Simulationsmodellen

Die Nutzung der statistischen Versuchsplanung in der virtuellen EMV-Absicherung hat den Vorteil, dass statistisch gesicherten Daten über die Einflussstärken von Parametern generiert werden. Die Vorteile der Methode können für Simulationsmodelle zur virtuellen Untersuchung der EMV von Fahrzeugen, beginnend mit Komponenten und Teilsystemen und einer schrittweisen Erweiterungen bis hin zum Gesamtsystem, genutzt werden. Die Stärke der Einflussparameter sowie die Wechselwirkungen zwischen Parametern eines EMV-Simulationsmodells können identifiziert und strukturiert validiert werden. Das generierte Wissen über die Zusammenhänge der Modellparameter kann genutzt werden, um den Aufwand für die Erstellung von Simulationsmodellen effektiv zu verringern. Anstatt alle benötigten Parameter für die Modellerstellung im Detail zu spezifizieren, müssen nur die relevanten Einflussparameter detailliert beschrieben werden. Parameter, die keinen oder einen vernachlässigbar geringen Einfluss auf das Simulationsergebnis haben, können zum Beispiel als Standardwerte definiert werden. Dadurch kann der Aufwand für die Recherche aller Parameterdaten und für die Modellerstellung deutlich reduziert werden, ohne dass die Genauigkeit der Simulationsergebnisse davon signifikant beeinträchtigt wird. Des Weiteren werden die Stellhebel des Simulationsmodells hinsichtlich einer Zielgröße identifiziert, an denen Änderungen vorgenommen werden sollten, um die gewählte Zielgröße entscheidend optimieren zu können.

Nachteilig ist bei der Anwendung der statistischen Versuchsplanung, dass die Analysen und Optimierungen nur hinsichtlich einer zu Beginn festzulegenden Zielgröße möglich sind. Die leitungsgeführten sowie die gestrahlten Emissionen oder auch die Dämpfungseigenschaften von Komponenten sind Grundlagen für die EMV-Qualifikation. Alle diese Eigenschaften sind typischerweise über EMV-relevante Frequenzbereiche definiert. Dies birgt Schwierigkeiten bei der Anwendung der statistischen Versuchsplanung im EMV-Entwicklungsprozess, da die komplexen Zusammenhänge der elektromagnetischen Phänomene schwer auf nur eine Zielgröße zu reduzieren sind. Die Methodik kann daher nur auf Problemstellungen angewendet werden, welche mit Hinsicht auf nur eine Zielgröße plausibel bewertbar sind. Je nach Anwendungsfall kann es sinnvoll sein, einen Durchschnittswert oder einen Minimal- bzw. Maximalwert als Zielgröße zu definieren. Andernfalls müssten mehrere Analysen mit unterschiedlichen Zielgrößen durchgeführt werden und die Ergebnisse miteinander kombiniert

werden. Eine weitere Herausforderung bei der Durchführung der statistischen Versuchsplanung ist, dass alle Einflussparameter und deren Parameterbereiche vor der Anwendung der Methodik definiert werden müssen. Dafür wird Fachwissen über die technischen Zusammenhänge im Simulationsmodell benötigt. Alle relevanten Parameter müssen untersucht und in ihren relevanten Bereichen variiert werden. Ein Vollständigkeitstest kann mit Hilfe des Korrelationskoeffizienten durchgeführt werden.

Zusammenfassend kann die Methodik sehr gut zur Vereinfachung von komplexen Simulationsmodellen herangezogen werden, welche aber trotzdem für die Optimierung auf einen Zielparameter zu reduzieren sind. Die schrittweise Anwendung der statistischen Versuchsplanung kann die virtuelle EMV-Absicherung vereinfachen und die Ergebnisse der Qualitätsmethodik stärken das Verständnis über die wichtigsten Einflussparameter komplexer Systeme. Die Identifikation der stärksten Einflussparameter ermöglicht eine Fokussierung auf die Modellparameter, welche im Detail spezifiziert werden sollten. Die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung helfen somit das Risiko falscher Simulationsergebnisse durch fehlerhafte Spezifikationen der Parameter bei der Modellerstellung zu minimieren. Die Zuverlässigkeit der Simulationsergebnisse wird erhöht und dadurch die virtuelle EMV-Entwicklung als wichtiger Aspekt des EMV-Entwicklungsprozesses verbessert.

### **3.4 Optimierung des Anforderungsmanagements für Komponenten mit Hilfe einer Systemsimulation**

Zur Stärkung des EMV-Entwicklungsprozesses wird eine plausible EMV-Konzipierung auf Komponentenebene angestrebt, wodurch auf Systemebene Bestätigungs- und Abnahmemessungen ausreichen. Immer wichtiger werden die spezifischen und exakten Definitionen der Komponentenanforderungen bei der Absicherung neuer Systeme, um in späteren Entwicklungsstadien Komplikationen auf Fahrzeugebene zu vermeiden. Ein plausibles und spezifisches Anforderungsmanagement für die Komponenten im Fahrzeug legt den Grundstein für eine gute elektromagnetische Verträglichkeit auf Gesamtfahrzeugebene. Ein pauschaler Komponentengrenzwert für alle Komponenten ist für die Integration in das Gesamtfahrzeug nicht zielführend. Für jede Fahrzeugkomponente und jedes Fahrzeugmodell individuelle Anforderungen zu definieren, widerspricht jedoch dem Baukastenansatz der Automobilentwicklung und führt zu hohen Aufwänden für das Anforderungsmanagement von Fahrzeugkomponenten. Ein Kompromiss ist die Anpassung des allgemeinen Komponentengrenzwertes für kritische Komponenten oder für spezielle Frequenzbereiche, welche im Hinblick auf die Integrationsumgebung der Komponente im Fahrzeug ermittelt werden kann. Der Vorteil gegenüber einem pauschalen Grenzwert für alle Hochvolt- bzw. Niedervoltkomponenten liegt darin, dass der Komponentengrenzwert in kritischen Frequenzbereichen strenger angefordert werden kann, aber auch lockerer in unkritischeren Frequenzbereichen. Durch die virtuelle Analyse und Plausibilisierung der Grenzwerte mit Hilfe einer Systemsimulation kann die Integrationsumgebung des Fahrzeugs bei den Anforderungen zwischen Komponente und Fahrzeug berücksichtigt werden.

#### **3.4.1 Anwendungsbereich und Nutzen des optimierten Anforderungsmanagements für Komponenten**

Die gesetzlichen Anforderungen für das Gesamtfahrzeug nach [IEC/CISPR 25, 2008] und [ECE R10, 2014] sind auf dem Gebiet der EMV die Grundlage für die Zulassung von Fahrzeugen im Straßenverkehr. Die normativen EMV-Anforderungen gelten für das Gesamtfahrzeug und müssen von den Fahrzeugherstellern umgesetzt werden. Die Komponentenanforderungen sind aus den gesetzlichen Anforderungen für das Gesamtfahrzeug abgeleitet und werden vom Automobilhersteller selbst spezifiziert. Der BMW Group Standard für EMV [BMW Group Standard, 2013a] und [BMW Group Standard, 2013b] greift die Anforderungen an das Gesamtfahrzeug aus [IEC/CISPR 25, 2008] und [ECE R10, 2014] auf und ergänzt qualitätsrelevante Anforderungen. Ein Überblick über die gesetzlichen Anforderungen für Elektro- und Hybridfahrzeuge und die Zusammenhänge von Fahrzeug- und Komponentengrenzwerten ist in Kapitel 2.2 präsentiert. Der hausinterne EMV-Standard der Fahrzeughersteller definiert strengere Anforderungen für die Komponenten im Fahrzeug, um EMV-Probleme auf

Systemebene in verschiedenen Varianten und Derivaten zu vermeiden. Der Komponentengrenzwert wird so festgelegt, dass ein Puffer zum Fahrzeuggrenzwert existiert. Die Analyse und Bewertung des Puffers ist eine Herausforderung für die EMV auf Gesamtfahrzeugebene. Das Ziel ist ein virtuelles Analyseverfahren, das in Kombination mit einer geschickten Auswertemethodik aussagekräftige Ergebnisse für die Bewertung der elektromagnetischen Emissionen auf Komponenten- und Systemebene zulässt.

EMV-Simulationen für das Gesamtfahrzeug bringen bei der Untersuchung und Definition der EMV-Anforderungen von Fahrzeugkomponenten den Vorteil, dass bereits in sehr frühen Entwicklungsstadien gezielte Analysen und Konzeptvergleiche auf Komponenten- und Fahrzeugebene durchgeführt werden können. Eine Kernfrage der virtuellen Analyse besteht darin, wie sich die Störemissionen der Komponenten auf der Systemebene auswirken. Durch geeignete und präzise Anforderungsbeschreibungen der Komponenten kann ein zielführendes EMV-Verhalten auf Gesamtfahrzeugebene erreicht werden. Von besonderer Wichtigkeit ist dabei eine verlässliche Methodik, welche von der Systemebene ausgehend Rückschlüsse auf die Komponentenebene zulässt. Der Schwerpunkt der virtuellen Analyse liegt in der Bestimmung der leitungsgeführten und gestrahlten Emissionen und Emissionsgrenzwerte sowie der Dämpfungsanforderungen an und zwischen unterschiedlichen Spannungsebenen. Durch Transparenz über das Zusammenspiel aller Anforderungen auf Komponenten- und Systemebene können plausible Rückschlüsse auf geeignete und kritische Anforderungen der Komponenten gemacht werden. Durch die Anwendung der Methodik wird der Absicherungsprozess im Bereich des Anforderungsmanagements gestärkt und es kann eine EMV-gerechte Komponenten- und Systemgestaltung gewährleistet werden.

### **3.4.2 Methodik zur spezifischen Definition der Anforderungen für Fahrzeugkomponenten**

Mit Hilfe der Methodik zur spezifischen Definition der Komponentenanforderungen wird analysiert, wie viel Puffer oder Defizit zwischen dem Fahrzeuggrenzwert und dem Komponentengrenzwert vorhanden ist. Daraus kann abgeleitet werden, inwiefern der Puffer auf der Grundlage der Simulationsergebnisse geeignet angepasst werden kann. Dadurch können die Komponentenanforderungen besser bewertet und geeignet an die allgemeinen Anforderungen im Hinblick auf die Integrationsumgebung der Komponente im Fahrzeug angepasst werden. Für die Durchführung der Methodik wird ein Simulationsmodell benötigt, welches neben der Karosserie des Fahrzeugs die relevante Verkabelung der zu untersuchenden Komponente enthält. Für das Beispiel des Elektrofahrzeugs wird die Kopplung von Störungen einer Komponente im Fahrzeug zur Netznachbildung oder zu den Feldpunkten außerhalb des Fahrzeugs mit Hilfe des Simulationsmodells bestimmt. Die EMV-Störungen werden auf Fahrzeugebene mit Hilfe einer Systemsimulation bestimmt und mit Hilfe der Methodik bewertet. Anschließend lassen sich auf Grundlage eines Puffers zwischen den Komponenten-

und den Fahrzeuganforderungen geeignete Komponentenanforderungen definieren. Nach der Anwendung der Auswertemethodik lassen sich aus den Analyseergebnissen plausible Aussagen über die Dämpfungsanforderungen und die HV-Klasse der Komponente im Fahrzeug treffen. Abbildung 3.10 zeigt die Vorgehensweise zur spezifischen Definition von Komponentenanforderungen mit Hilfe der Auswertemethodik.



Abb. 3.10: Vorgehensweise zur spezifischen Definition von Komponentenanforderungen

Abbildung 3.11 veranschaulicht die Schritte der Auswertemethodik für die Bewertung der Ergebnisse der virtuellen Analyse von elektromagnetischen Störungen auf Komponenten- und Fahrzeugebene. Die Methodik zur Optimierung des Anforderungsmanagements ist beispielhaft für HV-Komponenten beschrieben. Bei der Definition der Anforderungen an Niedervoltkomponenten ist sie gleichermaßen anwendbar. Für Niedervoltkomponenten müssen die Schritte 7-9 nicht durchgeführt werden, da die Komponenten keine Hochvoltanforderungen erfüllen müssen.

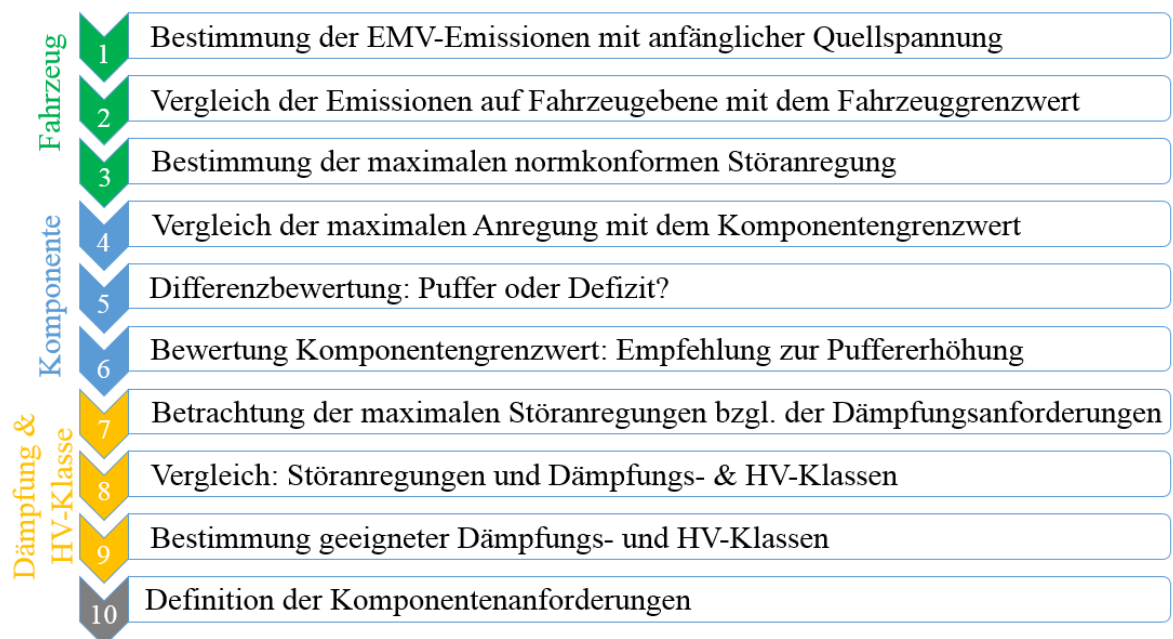


Abb. 3.11: Ablaufdiagramm für die Auswertemethodik zur Definition von Komponentenanforderungen



Die Analyse beginnt mit dem Emissionsgrenzwert des Gesamtfahrzeugs, welcher Rückschlüsse auf den Komponentengrenzwert und anschließend auch auf die Dämpfungsanforderungen der Komponente zulässt. Für die Auswertung der Ergebnisse einer virtuellen Analyse von elektromagnetischen Störungen einer Komponente im Fahrzeug wird die Tabelle von oben nach unten schrittweise abgearbeitet. Die ersten drei Schritte beschreiben Analysen und Auswertungen auf Fahrzeugebene und die folgenden drei Schritte die Übertragung der Anforderungen auf die Komponentenebene. Die Schritte 7-9 beschreiben Untersuchungen von geeigneten Dämpfungs- und HV-Klassen für Fahrzeugkomponenten. Das Ergebnis der Auswertemethodik sind geeignete Definitionen für die Komponentenanforderungen im Fahrzeug.

Der erste Schritt ist die Bestimmung der Emissionen  $U_{\text{sim,Fzg}}$  außerhalb des Fahrzeugs durch die virtuelle Bestimmung der leitungsgeführten Emissionen an der Netznachbildung oder der gestrahlten Emissionen an einer Messsonde mit 3 m Abstand zum Fahrzeug. Die Anregungsspannung der zu untersuchenden Komponente ist hierbei aus Gründen der Einfachheit anfänglich auf  $U_{\text{q,ref}} = 1 \text{ V} = 120 \text{ dB}\mu\text{V}$  festgelegt. Die anfänglich gewählte Störspannung kann beliebig gewählt werden, da sie im Weiteren durch die maximal erlaubte Anregungsspannung ersetzt wird. Anschließend wird ein Vergleich der ausgesandten Störungen mit dem gesetzlichen Fahrzeuggrenzwert für leitungsgeführte bzw. gestrahlte Emissionen durchgeführt und das Delta der Störungen  $\Delta_{\text{Fzg}}$  für das Gesamtsystem durch

$$\Delta_{\text{Fzg}} = U_{\text{sim,Fzg}} - U_{\text{grenz,Fzg}} \quad (3.1)$$

bestimmt. Mit Hilfe der Abweichung  $\Delta_{\text{Fzg}}$  kann die maximale Anregung  $U_{\text{q,erlaubt}}$  der Komponente bestimmt werden, mit der die leitungsgeführten oder gestrahlten Störaussendungen außerhalb des Fahrzeugs die gesetzlichen Vorschriften nicht überschreiten. Durch die Bestimmung der Spannung  $U_{\text{q,erlaubt}}$  wird ermittelt, mit welcher idealen Spannungsquelle angeregt werden darf, um exakt konform zum Fahrzeuggrenzwert zu sein. Somit werden die maximalen Störaussendungen der Komponente definiert. Die Berechnung ist durch

$$U_{\text{q,erlaubt}} = U_{\text{q,ref}} - \Delta_{\text{Fzg}} \quad (3.2)$$

gegeben.

Die Ergebnisse auf Fahrzeugebene werden in den nächsten Schritten der Auswertemethodik auf die Komponentenanforderungen übertragen. Zur Verknüpfung des Komponenten- und des Fahrzeuggrenzwertes wird die bestimmte maximale Anregung  $U_{\text{q,erlaubt}}$  mit dem gesetzlichen Komponentengrenzwert  $U_{\text{grenz,Komp}}$  verglichen und die Abweichung der beiden Werte mit  $\Delta_{\text{Komp}}$  bestimmt. Das Delta  $\Delta_{\text{Komp}}$  wird mit Hilfe von

$$\Delta_{\text{Komp}} = U_{\text{q,erlaubt}} - U_{\text{grenz,Komp}} \quad (3.3)$$

berechnet.

Im Fall,  $\Delta_{\text{Komp}} > 0$  ist ein Puffer zwischen dem Komponenten- und dem Fahrzeuggrenzwert vorhanden. Der Fall  $\Delta_{\text{Komp}} < 0$  beschreibt ein Defizit zwischen dem Komponenten- und dem Fahrzeuggrenzwert, was bedeutet dass der Komponentengrenzwert nicht ausreichend streng definiert ist, um den Fahrzeuggrenzwert einzuhalten. Der Puffer zwischen den Grenzwerten ist eine wichtige Größe für die Definition der Komponentenanforderungen. Der Komponentengrenzwert muss in jedem Fall so gewählt werden, dass der Grenzwert für das Gesamtfahrzeug nicht überschritten wird. Die Abweichung zwischen den Grenzwerten, Puffer genannt, ist bei den Anforderungen an eine Komponente geeignet festzulegen. Die gesamte Formel, welche die Zusammenhänge der Grenzwerte verdeutlicht, ist durch

$$\Delta_{\text{Komp}} = U_{\text{q,erlaubt}} - U_{\text{grenz,Komp}} = U_{\text{q,ref}} - (U_{\text{sim,Fzg}} - U_{\text{grenz,Fzg}}) - U_{\text{grenz,Komp}} \quad (3.4)$$

beschrieben. Hierbei ist wichtig, dass der Puffer ausreichend groß gewählt wird, um EMV-Probleme auf Gesamtfahrzeugebene zu vermeiden. Ein ausreichender Puffer zwischen den Grenzwerten wird in dieser Methodik mit  $\Delta_{\text{Komp}} > 6 \text{ dB}$  angenommen. Des Weiteren sind die Komponentenanforderungen so zu definieren, dass diese nicht übermäßig streng und die Entwicklungskosten nicht unnötig erhöht werden. Falls der Puffer zwischen Fahrzeug- und Komponentengrenzwert nicht ausreichend groß sein sollte, kann es empfehlenswert sein den Komponentengrenzwert in geeigneter Weise zu verschärfen.

Für die Bestimmung geeigneter Dämpfungsanforderungen für die betrachtete Komponente werden die maximalen Störanregungen  $U_{\text{a1-a5}}$  hinsichtlich der normativen Dämpfungsklassen  $A_{1-5}$  zwischen unterschiedlichen Netzformen bestimmt. Die Berechnungen sind mit Hilfe von

$$U_{\text{a1-a5}} = U_{\text{q,erlaubt}} + A_{1-5} \quad (3.5)$$

durchgeführt.

Im nächsten Schritt wird die berechnete Kurvenschar mit den Hochvoltklassen der leitungsgeführten Emissionen  $HV_{1-5}$  aus der Komponentennorm verglichen. Anschließend werden für die Komponente die Dämpfungs- und Hochvoltklassen definiert, welche nur in geeigneter Kombination wirkungsvoll sind, wie in Kapitel 2.2 erläutert. Hierfür werden die Dämpfungs- und Hochvoltklassen für die Komponente anhand von Kriterien wie den Entwicklungskosten und der technischen Machbarkeit bewertet und geeignet festgelegt.

### 3.4.3 Diskussion der Methodik zur spezifischen Definition der Anforderungen an Fahrzeugkomponenten

Die Auswertemethodik ermöglicht eine spezifische Definition der Anforderungen an Fahrzeugkomponenten auf der Grundlage virtueller Analysen. Dadurch können bereits in sehr frühen Entwicklungsstadien des Fahrzeugs geeignete Komponentenanforderungen definiert und angefordert werden. Ein pauschaler und sehr strenger Grenzwert für alle Fahrzeugkomponenten ist für die Integration in das Gesamtfahrzeug nicht zielführend und resultiert in hohen Entwicklungskosten für die Komponenten. Für jede Fahrzeugkomponente und jedes Fahrzeugmodell individuelle EMV-Anforderungen zu definieren widerspricht jedoch dem Baukastenansatz der Automobilentwicklung und führt zu hohen Aufwänden für das Anforderungsmanagement von Fahrzeugkomponenten. Daher wird empfohlen, die Komponentengrenzwerte für kritische Komponenten oder für spezielle Frequenzbereiche, welche im Hinblick auf die Integrationsumgebung der Komponente im Fahrzeug ermittelt werden können, anzupassen. Dafür müssen die aus EMV-Sicht problematischen Komponenten und Fahrzeugderivate identifiziert werden. Gleichmaßen können die Komponentenanforderungen für unkritische Komponenten oder Frequenzbereiche gelockert werden. Die Systemsimulation hilft die Integrationsumgebung der Komponente in die Analyse und Definition der EMV-Anforderungen einfließen zu lassen.

Im Allgemeinen werden an den Komponentengrenzwert für elektromagnetische Störemissionen strengere Anforderungen gestellt, als an das Gesamtfahrzeug, damit der Grenzwert des Fahrzeugs, welches alle Störungen der Komponenten und Systeme vereint, nicht überschritten wird. Dieser Puffer kann mithilfe der präsentierten Methodik plausibel bewertet und geeignet festgesetzt werden, was deutliche Vorteile für die korrekte Definition der Komponentenanforderungen bringt. Die beschriebene Auswertemethodik beruht auf der maximal vom Grenzwert eines Elektro- und Hybridfahrzeugs zugelassenen EMV-Störungen der Fahrzeugkomponenten. Auf der Grundlage des Grenzfalles für die Fahrzeughomologation können anschließend geeignete Komponentenanforderungen abgeleitet werden. Neben den Störspannungsanforderungen können für Hochvoltkomponenten auch Dämpfungs- und Hochvoltklassen methodisch analysiert und spezifiziert werden. Ein weiterer wichtiger Forschungspunkt ist die Validierung des Zusammenhangs zwischen dem Komponentenprüfaufbau und dem Gesamtsystem. Die beschriebene Methodik setzt voraus, dass die Ergebnisse für die Emissionen der Fahrzeugkomponenten äquivalente Ergebnisse wie die Systemtests auf Gesamtfahrzeugebene liefern. In weiteren Untersuchungen muss daher noch überprüft werden, ob die Komponentenaufbauten belastbare Ergebnisse für das Gesamtfahrzeug bieten. Neben den Emissionsanforderungen spielen auch die Dämpfungseigenschaften von Komponenten eine Rolle für die EMV auf Fahrzeugebene. Die Ergebnisse und die Einflussfaktoren auf die Dämpfungsmessung von Komponenten werden in Kapitel 3.6 diskutiert.

Generell ist die Qualität der Simulationsergebnisse von den schematischen Vereinfachungen der Geometrie, der Genauigkeit der Vernetzung, der Verfügbarkeit exakter Daten abhängig. Der Einfluss dieser Annahmen muss in den Simulationsergebnissen und der anschließenden Interpretation berücksichtigt werden, jedoch lassen sich durch virtuelle Analysen klare Tendenzen bestimmen. In der Systemsimulation wird anfänglich eine ideale Spannungsquelle definiert und durch die weiteren Berechnungen eine maximale Störanregung bestimmt. Die Bestimmung der EMV-Anforderungen für die Komponente müsste mit unterschiedlichen Anregungsformen im Gleich- und Gegentakt durchgeführt und die Ergebnisse müssten miteinander konsolidiert werden. Die Analyse der Störquellen und Störarten spielt eine wichtige Rolle für die EMV auf Gesamtfahrzeugebene. In Kapitel 3.5 wird diese Thematik genauer diskutiert.

Die vorgestellte simulationsbasierte Auswertemethodik trägt dazu bei, die Absicherungslücke zwischen Komponenten- und Systemabsicherung zu schließen. Die Methodik berücksichtigt die Wirkkette der unterschiedlichen EMV-Grenzwerte und Anforderungen in Abhängigkeit der Anregungsformen Gleich- und Gegentakt. Die Bestimmung der Komponentenanforderungen kann systematisch und plausibel durchgeführt werden, was bisher auf Erfahrungswerten (Lessons Learned), Expertenkenntnissen der EMV auf Gesamtfahrzeug und Komponentenebene sowie messtechnischen Analysen basiert.

### **3.5 Erstellung von leitungsgeführten Störquellenmodellen auf Basis des Normaufbaus für leitungsgeführte EMV-Messungen**

Für die plausible Generierung und Bewertung von Simulationsergebnissen muss das Simulationsmodell die Störquellen, Koppelpfade und Störsenken im Fahrzeug abbilden. Die korrekte Definition von Störquellenmodellen ist eine wichtige Voraussetzung für plausible Simulationsergebnisse bei der virtuellen EMV-Analyse von Fahrzeugen. Genaue Informationen über zugekaufte Komponenten sind den Fahrzeugherstellern oft nicht zugänglich und Störquellenmodelle für Fahrzeugkomponenten sind kaum verfügbar. Ohne komponentenspezifische Modelle können mit Hilfe der EMV-Simulation nur vergleichende Analysen zwischen unterschiedlichen Konzepten durchgeführt oder generelle Tendenzen bestimmt werden. Das Ziel ist es für E/E-Komponenten mit Hilfe des Normaufbaus der leitungsgeführten Emissionsmessung aus [IEC/CISPR 25, 2008] ein leitungsgeführtes Störquellenmodell zu generieren. Es wird eine Methodik zur Entwicklung und Verwendung von leitungsgeführten Störquellenmodellen auf Komponentenebene präsentiert, welche für die virtuelle EMV-Absicherung auf Komponenten- und Fahrzeugebene eingesetzt werden kann.

#### **3.5.1 Anwendungsbereich und Nutzen der Erstellung von leitungsgeführten Störquellenmodellen**

Mit Hilfe der Methodik wird durch Messungen auf Komponentenebene ein Störquellenmodell für Fahrzeugkomponenten erstellt. Es wird ein Verhaltensmodell vorgestellt, welches verschiedene Formen von leitungsgeführten EMV-Störungen repräsentiert. Das generierte Modell kann anschließend im Systemmodell als Störquelle verwendet werden und somit für die virtuelle Fahrzeugabsicherung genutzt werden. Die virtuelle EMV-Absicherung kann durch die Erstellung von Störquellenmodellen gestärkt werden, da anstelle von vergleichenden Analysen oder Tendenzbestimmungen ohne komponentenspezifische Modelle konkrete Simulationsergebnisse für das elektromagnetische Verhalten von Komponenten generiert und analysiert werden können. Des Weiteren können aus dem Messergebnis zur Modellerstellung direkte Erkenntnisse über die EMV-Störungen und Störarten abgeleitet werden.

Es werden folgende Anforderungen an das Störquellenmodell gestellt: Das Verhaltensmodell für die Fahrzeugkomponenten soll periodische, leitungsgeführte EMV-Störungen repräsentieren. Des Weiteren soll es Gleichtakt-, Gegentakt- und gemischte Störemissionen abbilden können. Eine weitere Anforderung an das Störquellenmodell ist die Lastunabhängigkeit, da die Komponenten im Fahrzeug unterschiedlichen Lastverhältnissen ausgesetzt sind und auch das äquivalente Verhaltensmodell diese abbilden soll. Für das Störquellenmodell wird anschließend der Gültigkeitsbereich diskutiert, da das Verhaltensmodell abhängig von der Messumgebung (z.B. Streukapazitäten, Massebezug, elektromagnetische Umgebung) ist.

### 3.5.2 Erstellung von leitungsgeführten Störquellenmodellen zur Optimierung der virtuellen EMV-Absicherung

Die Methodik ermöglicht, mit Hilfe von EMV-Messungen der Fahrzeugkomponenten ein generisches Störquellenmodell zu ermitteln. Abbildung 3.12 veranschaulicht beispielhaft das Ziel der Methodik am Beispiel einer Komponente und ihrem äquivalenten Störquellenmodell. Das Störquellenmodell besteht aus einer Störspannungsquelle und einer Impedanz für jeden Anschluss der zu charakterisierenden Komponente. In diesem Fall wird eine Komponente mit zwei Anschlüssen analysiert. Das Störquellenmodell bildet periodische, leitungsgeführte EMV-Störungen einer Komponente in einem gemessenen Betriebspunkt nach.

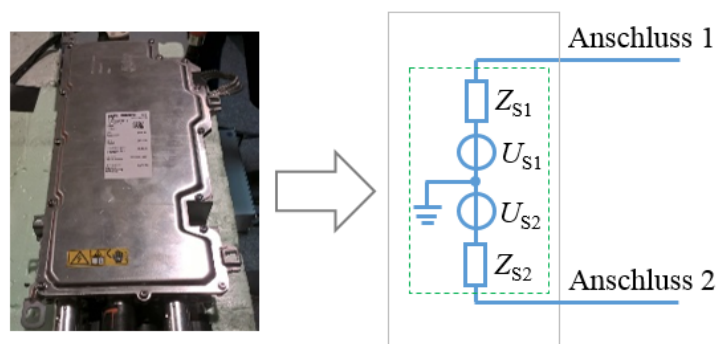


Abb. 3.12: Beispiel für eine Komponente und äquivalentes Störquellenmodell mit zwei Anschlüssen

Zur Bestimmung der Parameter des Störquellenmodells werden zwischen den Anschlüssen einer Komponente leitungsgeführte Emissionsmessungen durchgeführt und mit Hilfe der Messergebnisse wird auf die Störquelle bzw. Impedanz zurück geschlossen.

Abbildung 3.13 zeigt schematisch den Ablauf der Methodik zur Erstellung von Störquellenmodellen für Fahrzeugkomponenten. Für die Erstellung des generischen Störquellenmodells wird ein Messaufbau erstellt und die leitungsgeführten Emissionen eines Messobjekts werden mit zwei verschiedenen Lastverhältnissen bestimmt. Anschließend kann durch das Lösen des Gleichungssystems auf die Eigenschaften des Störquellenmodells zurück gerechnet werden.

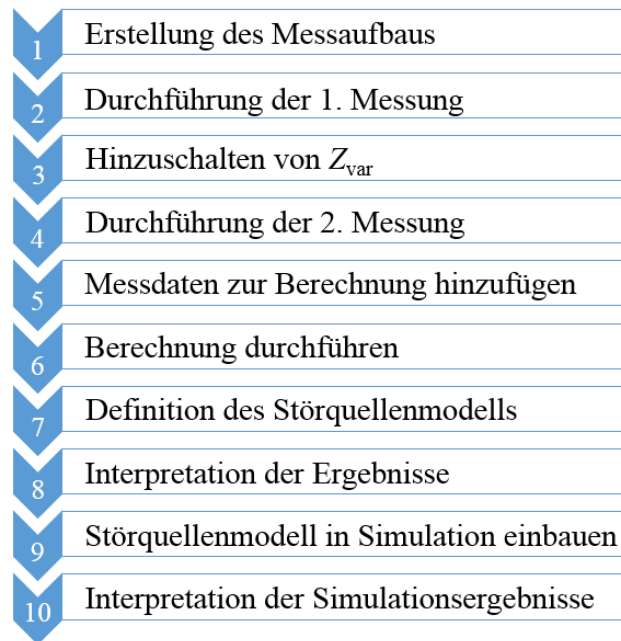


Abb. 3.13: Ablaufdiagramm der Methodik zur Erstellung von Störquellenmodellen für Fahrzeugkomponenten

Für die Störquellenmodellerstellung wird eine Schaltung mit einer Quelle mit Innenwiderstand, zwei Netznachbildungen und einem Port für den Messanschluss in einem Schaltungssimulator aufgebaut. Der Prüfaufbau für die Messung der leitungsgeführten Emissionen ist der Norm [IEC/CISPR 25, 2008] entnommen.

Abbildung 3.14 zeigt die Schaltung des Messaufbaus für die Erstellung eines generischen Störmodells für ein Messobjekt mit zwei Anschlüssen. Der Messaufbau enthält zwei Netznachbildungen. Die Netznachbildungen können entweder mit Hilfe einer Schaltungssimulation oder durch gemessene S-Parameter in der Schaltungssimulation berücksichtigt werden.

Für die Anwendung der Methodik werden die bestimmten S-Parameter der Netznachbildung in Z-Parameter transformiert, um ein äquivalentes T-Ersatzschaltbild zu generieren. Dadurch sind die äquivalenten Impedanzen  $Z_1$ ,  $Z_2$  und  $Z_3$  der Netznachbildungen zur einfacheren Berechnung von Strömen und Spannungen verfügbar. Das T-Ersatzschaltbild ermöglicht eine Berechnung der Spannungen  $U_{N1}$  und  $U_{N2}$  am Eingang der Netznachbildungen über den Spannungsteiler. Dafür werden die zu messenden Spannungen  $U_{M1}$  und  $U_{M2}$  als komplexwertiges Störspannungsspektrum benötigt. Die Impedanzen  $Z_{var}$  können hinzugeschaltet werden und dienen zur Variation der Lastverhältnisse für die Komponente. Die Indizes  $A_1$  und  $A_2$  stehen für die beiden Messungen mit den unterschiedlichen Lastverhältnissen.

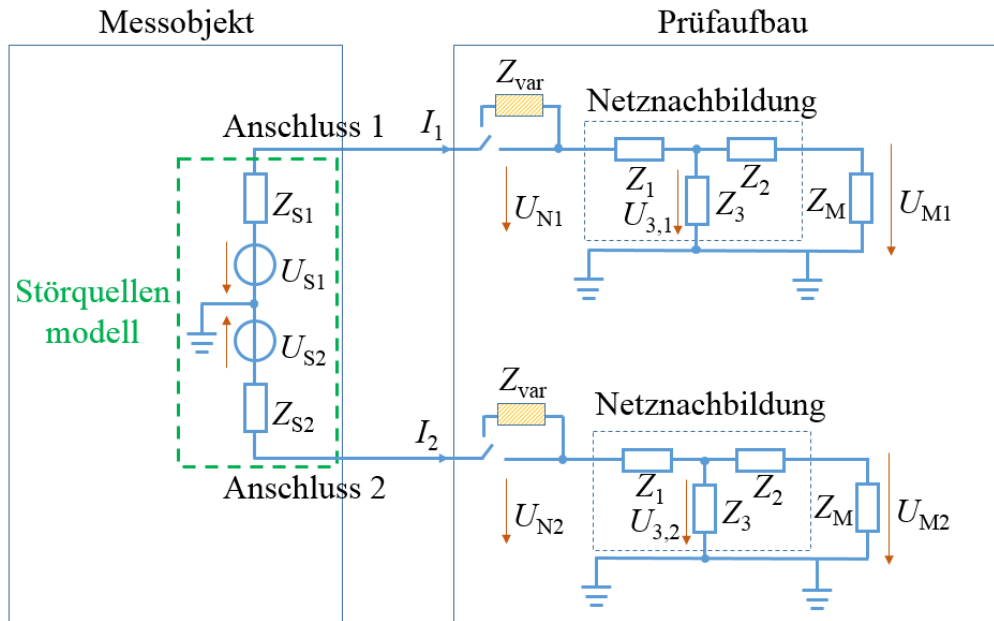


Abb. 3.14: Messaufbau für die Bestimmung von leitungsgeführten Emissionen einer Komponente zur Berechnung von äquivalenten Störquellenmodellen

Die Spannungen  $U_{N1,A1}$  und  $U_{N2,A1}$  am Eingang der Netznachbildungen berechnen sich durch

$$U_{N1,A1} = U_{3,1,A1} \frac{Z_1 + Z_x}{Z_x}, \quad (3.6)$$

$$U_{N2,A1} = U_{3,2,A1} \frac{Z_1 + Z_x}{Z_x} \quad (3.7)$$

mit

$$Z_x = \frac{1}{\frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_2 + Z_M}}, \quad (3.8)$$

$$U_{3,1,A1} = U_{M1,A1} \frac{Z_2 + Z_M}{Z_M}, \quad (3.9)$$

$$U_{3,2,A1} = U_{M2,A1} \frac{Z_2 + Z_M}{Z_M} \quad (3.10)$$

für den Messaufbau aus Abbildung 3.14 ohne Berücksichtigung der Widerstände  $Z_{var}$ .



Die Ströme  $I_{1,A1}$  und  $I_{2,A1}$  berechnen sich durch

$$I_{1,A1} = \frac{U_{N1,A1}}{Z_1 + Z_x}, \quad (3.11)$$

$$I_{2,A1} = \frac{U_{N2,A1}}{Z_1 + Z_x}. \quad (3.12)$$

Für die Schaltung aus Abbildung 3.14 gelten die Maschengleichungen

$$0 = -U_{S1} + Z_{S1}I_1 + U_{N1}, \quad (3.13)$$

$$0 = -U_{S2} + Z_{S2}I_2 + U_{N2}. \quad (3.14)$$

Da in jeder Maschengleichung zwei Unbekannte existieren, werden zwei unterschiedliche Lastverhältnisse für die Komponente gemessen, um die Unbekannten ermitteln zu können. Hierfür werden bekannte Widerstände  $Z_{var}$  in den Messaufbau aus Abbildung 3.14 eingefügt. Je Messanschluss wird dann für beide Arbeitspunkte eine Messung der Spannungen  $U_{M1}$  und  $U_{M2}$  durchgeführt:  $U_{M1,A1}$  und  $U_{M2,A1}$  ohne die Berücksichtigung von  $Z_{var}$  im Messaufbau sowie  $U_{M1,A2}$  und  $U_{M2,A2}$  mit den eingefügten Widerständen  $Z_{var}$  im Messaufbau. Die Berechnungen können für den zweiten Arbeitspunkt analog zur ersten Berechnung mit Hilfe von

$$U_{N1,A2} = U_{3,1,A2} \frac{Z_{var} + Z_1 + Z_x}{Z_x}, \quad (3.15)$$

$$U_{N2,A2} = U_{3,2,A2} \frac{Z_{var} + Z_1 + Z_x}{Z_x}, \quad (3.16)$$

$$I_{1,A2} = \frac{U_{N1,A2}}{Z_{var} + Z_1 + Z_x}, \quad (3.17)$$

$$I_{2,A2} = \frac{U_{N2,A2}}{Z_{var} + Z_1 + Z_x}. \quad (3.18)$$

durchgeführt werden.

Zusätzlich gelten die Formeln

$$U_{3,1,A2} = U_{M1,A2} \frac{Z_2 + Z_M + Z_{\text{var}}}{Z_M}, \quad (3.19)$$

$$U_{3,2,A2} = U_{M2,A2} \frac{Z_2 + Z_M + Z_{\text{var}}}{Z_M}. \quad (3.20)$$

Die Spannungen  $U_{N1,A1}$ ,  $U_{N2,A1}$ ,  $U_{N1,A2}$  und  $U_{N2,A2}$  sind äquivalent zu den Störemissionen des Messobjekts im Bezug zu den unterschiedlichen Lastverhältnisse bestimmt. Auf Basis der vier berechneten Spannungen am Eingang der Netznachbildungen kann anschließend durch die Anwendung der Kirchhoffschen Maschengleichungen die Störspannungsquelle und Quellenimpedanz des Messobjekts berechnet werden.

Für das generierte Störquellenmodell einer Komponente mit zwei Anschlüssen gilt

$$Z_{S1} = \frac{U_{N1,A2} - U_{N1,A1}}{I_{1,A1} - I_{1,A2}}, \quad (3.21)$$

$$U_{S1} = Z_1 I_{1,A1} + U_{N1,A1}, \quad (3.22)$$

sowie

$$Z_{S2} = \frac{U_{N2,A2} - U_{N2,A1}}{I_{2,A1} - I_{2,A2}}, \quad (3.23)$$

$$U_{S2} = Z_2 I_{2,A2} + U_{N2,A1}. \quad (3.24)$$

Durch die Spannungsquellen  $U_{S1}$  und  $U_{S2}$  sowie die Impedanzen  $Z_{S1}$  und  $Z_{S2}$  lässt sich das leitungsgeführte Störverhalten der Komponente abbilden.

In der Schaltungssimulation lässt sich zeigen, dass auf verschiedene Szenarien wie reine Gleichtakt, reine Gegentakt- und gemischte Anregungsformen zurückgerechnet werden kann. Auch der Massepfad über kapazitive Kopplung zum Gehäuse lässt sich im Verhaltensmodell abbilden. Das Bezugssystem der Phasen ist zwischen zwei unabhängigen Messungen verschieden. Zum Test werden daher in der Schaltungssimulation beliebige Phasenoffsets zwischen den unterschiedlichen Lastverhältnissen analysiert.

### **3.5.3 Diskussion der Methodik zur Erstellung von leitungsgeführten Störquellenmodellen**

Bei der Methodik zur Erstellung von Störquellenmodellen wird das Messobjekt als Blackbox angenommen ohne genaue Analyse der Funktion der Schaltung innerhalb der Komponente. Dies ist ein großer Vorteil für die Anforderung und Verfügbarkeit von Verhaltensmodellen für Komponenten, da der Komponentenentwickler sein Know-How nicht offen legen muss. Das Verhaltensmodell bildet nicht die originalen Parameter und Funktionen innerhalb der Komponente ab, aber es zeigt das gleiche Störverhalten. Das Störquellenmodell wird durch die abgegebenen leitungsgeführten Störungen definiert und ist auf Grund der messtechnischen Bestimmung der Emissionen abhängig von der elektromagnetischen Umgebung im Messaufbau. Für die Bewertung des generierten Störquellenmodells ist es wichtig, die Art der Störungen, welche mit Hilfe der Methodik definiert werden können, und ihre Berücksichtigung im Modell zu diskutieren. Das Störemissionsmodell kann Gleichtakt-, Gegentakt- und gemischte Störspektren abbilden [Hein et al., 2018b].

Eine wichtige Einschränkung des hier präsentierten Störquellenmodells ist, dass es nur für zwei Anschlüsse der Komponente gültig ist. Die präsentierte Methodik zeigt beispielhaft die Bestimmung der leitungsgeführten Störungen eines einfachen Messobjekts mit zwei Anschlüssen. Eine Erweiterung der Methodik von zwei Anschlüssen auf weitere Anschlüsse ist für die Anwendung der Methodik auf kompliziertere Komponenten nötig. Dies könnte sich durch eine sternförmige Anordnung zusätzlicher Quellen und Koppelimpedanzen je Anschluss realisieren lassen. Dafür muss auch der Einsatz von Messsystemen mit mehreren Anschlüssen untersucht werden und die Verifizierung der Methode muss für Mehrpole in der Simulation und unter Laborbedingungen getestet werden. Für die Bestimmung der komplexen Quellen und Impedanzen wird neben dem in der Norm geforderten Absolutwert auch die Phase der leitungsgeführten Emissionen benötigt. Die Bestimmung von Absolutwert und Phase ist simulativ gut durchführbar, birgt jedoch Schwierigkeiten in der messtechnischen Umsetzung. Mit Hilfe des FFT-Messverfahrens nach Betrag und Phase der Störspannungen kann dies z.B. mit dem TDEMI eXtreme [Gauss Instruments, 2017] durchgeführt werden. Bedingung ist hier, dass die zwei Ports phasenkohärent messen. Für komplexere Messobjekte müssen entweder mehrere Empfänger phasensynchron zusammen geschaltet werden oder es muss ein Messgerät mit mehr als zwei phasenkohärenten Ports genutzt werden.

Die Methodik zeigt, wie aus Messungen der leitungsgeführten Emissionen für eine Komponente mit zwei Anschlüssen ein Störquellenmodell für virtuelle Analysen erstellt werden kann. Die Integration von Störquellenmodellen in Simulationsmodelle hilft die virtuelle EMV-Absicherung auf Systemebene zu stärken, da anstelle von Tendenzbestimmungen mit beliebig gewählten Störquellen detailliertere Simulationsergebnisse mit komponentenspezifischen Störquellenmodellen generiert werden können.

### **3.6 Minimierung des Einflusses des Messaufbaus mit Hilfe der De-embedding Methode zur Verbesserung der Messergebnisse für Komponentendämpfungen**

Im EMV-Absicherungsprozess von Elektro- und Hybridfahrzeugen muss das System als Ganzes und jede Komponente im Einzelnen bestimmte Anforderungen einhalten. Neben den gestrahlten und leitungsgeführten Emissionen spielen die Dämpfungsanforderungen der Komponenten eine wichtige Rolle. Die Dämpfung einer Fahrzeugkomponente verhindert die Kopplung von leitungsgeführten Störungen zwischen unterschiedlichen Spannungsebenen. Die Anwendung der De-embedding Methode für Komponentenmessungen in automobilen Anwendungen bietet einen Lösungsansatz für verbesserte Ergebnisse bei der Dämpfungsmessung von Komponenten. In Kapitel 2.2 sind die Dämpfungsanforderungen detailliert am Beispiel der Ladeelektronik eines Elektro- oder Hybridfahrzeugs beschrieben. Für das Beispiel der Ladeelektronik sind Dämpfungsanforderungen zwischen AC-Seite und 12 V Bordnetz sowie zwischen AC-Seite und HV-DC Bordnetz definiert. Die Dämpfung zwischen AC- und 12 V Bordnetz wird nicht weiter berücksichtigt, da die Emissionsanforderungen aus [IEC/CISPR 25, 2008] an das 12 V Bordnetz bereits sehr streng sind. In Kapitel 2.6 sind die mathematischen Grundlagen der De-embedding Methode beschrieben.

#### **3.6.1 Anwendungsbereich und Nutzen der De-embedding Methode zur Verbesserung der Messung von Komponentendämpfungen**

Die Dämpfung einer Komponente kann mit dem Messverfahren zur Bestimmung der Komponentendämpfung aus [IEC/CISPR 25, 2008] bestimmt werden. Die Anwendung der De-embedding Methode für EMV-Messungen von automobilen Komponenten stellt eine rechnerische Verbesserung der Ergebnisse von Dämpfungsmessungen dar und stärkt somit die messtechnische EMV-Absicherung in der Serienentwicklung. Der Messaufbau für aktive Fahrzeugkomponenten enthält Netznachbildungen, welche das Messergebnis beeinflussen können. Die Netznachbildungen haben im Messaufbau die Aufgabe, die von bestimmten Netzen gebotenen Eigenschaften künstlich und immer gleichbleibend herzustellen [Stotz, 2013]. Abhängig von der Netzimpedanz der Versorgung des Prüfaufbaus, können EMV-Messungen zu unterschiedlichen Ergebnissen führen. Der Gebrauch von Netznachbildungen im Messaufbau führt zu vergleichbaren und reproduzierbaren Messergebnissen. Sie werden im Messaufbau für die Messung der Dämpfung von aktiven Komponenten benötigt, um das DC-Netz und die hochfrequenten Signale zu entkoppeln. Das Ergebnis der Dämpfungsmessung von Komponenten kann durch den Einsatz der Netznachbildung und durch hohe Reflexionen im Messaufbau beeinflusst werden. Das Ziel ist es daher, die Einflüsse des Messaufbaus, also das Dämpfungsverhalten des Messaufbaus, aus dem Messergebnis für die Komponente herauszufiltern.

Es gibt verschiedene Ansätze die Einflüsse des Messaufbaus aus Messergebnissen zu minimieren [Agilent Technologies, 2004], [Agilent Technologies, 2007]: Ausführungen von präventive Maßnahmen vor der Durchführung der Messung oder Aufbereitungen der Ergebnisse nach dem Messvorgang. Vorkehrungen können mit Hilfe des Kalibrierkits des Messgeräts vor der Durchführung der Messung vorgenommen werden. Die De-embedding Methode hilft bei der Aufbereitung der Messergebnisse nach der Durchführung der Messung. Zusätzlich zur Kalibrierung kann sie nach der Messung auf die Messergebnisse angewendet werden, um die Einflüsse des Messaufbaus aus dem Messergebnis zu minimieren. Die wichtigste Grundlage dafür ist, dass möglichst akkurate Informationen über den Messaufbau bekannt sind, um diesen anschließend aus dem Messergebnis herausfiltern zu können. Die Methodik kann z.B. für einen Messaufbau angewendet werden, welcher Netznachbildungen enthält. Durch Anwendung der De-embedding Methode wird der Messaufbau aus dem Messergebnis herausgerechnet und verlässlichere Ergebnisse werden für die Dämpfung des Messobjekts generiert.

### 3.6.2 Optimierung der Dämpfungsmessungen von Fahrzeugkomponenten mit Hilfe der De-embedding Methode

Für die Reduzierung des Einflusses des Messaufbaus auf die Ergebnisse der Komponentendämpfungsmessung wird die De-embedding Methode herangezogen. Die Methodik wird auf die Dämpfungsmessung von Komponenten im Fahrzeug angewendet, um die Messergebnisse zu verbessern. Abbildung 3.15 zeigt den Ablauf der Methodik.

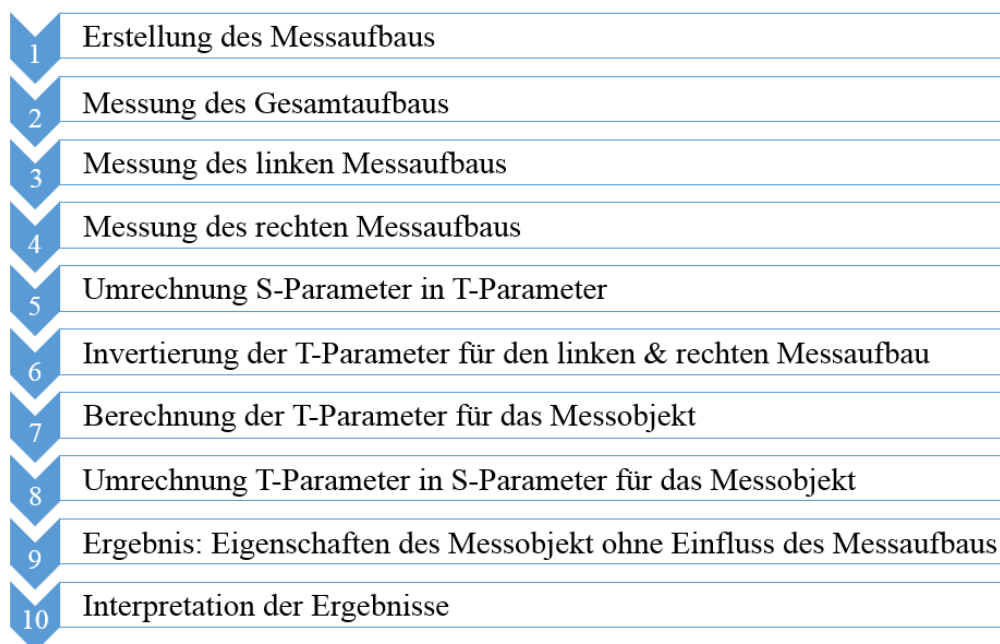


Abb. 3.15: Ablaufdiagramm der Anwendung der De-embedding Methode auf Dämpfungsmessungen von Komponenten

Die Grundlage beschreibt der normative Messaufbau aus [IEC/CISPR 25, 2008] für die Dämpfungsmessung einer Komponente. Anschließend wird die Dämpfungsmessung für den Gesamtaufbau sowie die zusätzlichen Messungen der Dämpfung des linken und des rechten Messaufbaus durchgeführt. Die mathematischen Grundlagen der Methode sind in Kapitel 2.6 präsentiert. Die bestimmten S-Parameter werden für die Anwendung der De-embedding Methode in T-Parameter umgerechnet. Anschließend werden die Matrixmultiplikationen, wie in Kapitel 2.6 beschrieben, durchgeführt. Das Ergebnis der Anwendung der De-embedding Methode beschreibt die Eigenschaften des Messobjekts ohne den Einfluss des Messaufbaus.

Abbildung 3.16 veranschaulicht den Messaufbau für die Dämpfung eines beliebigen Messobjekts. Der Messaufbau enthält zusätzlich zwei gleiche Netznachbildungen. Der linke Teil des Messaufbaus beinhaltet die Verkabelung und die linke Netznachbildung und der rechte Teil die Verkabelung und die rechte Netznachbildung. Für die Bestimmung der S-Parameter einer Komponente wird meist ein Netzwerkanalysator verwendet, welcher für die Messung mit den Ausgängen der Netznachbildungen verbunden ist.

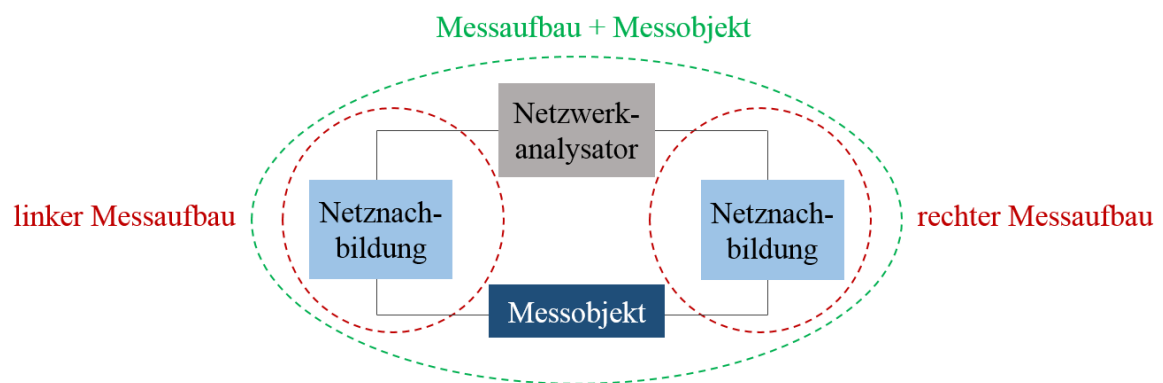


Abb. 3.16: Messaufbau für die Bestimmung der S-Parameter des Gesamtaufbaus und des linken und rechten Aufbaus für die Anwendung der De-embedding Methode

Bei der Messung der Komponentendämpfung nach [IEC/CISPR 25, 2008] werden mit Hilfe des Netzwerkanalysators die S-Parameter durch die Messung des gesamten Aufbaus inklusive Messobjekt bestimmt. Diese Messergebnisse können Dämpfungseigenschaften des Messsetups beinhalten und somit das Ergebnis für die Dämpfung des Messobjekts verändern. Für die Anwendung der De-embedding Methode müssen mehrere Messungen am gleichen Messaufbau hintereinander durchgeführt werden. Neben der Messung des Gesamtaufbaus  $[S_{\text{Mess}}]$  werden zusätzlich die Messergebnisse für die S-Parameter des linken Messaufbaus  $[S_{\text{L}}]$  und des rechten Messaufbaus  $[S_{\text{R}}]$  benötigt.

Auf der Grundlage der drei Messergebnisse kann die De-embedding Methode, wie in Kapitel 2.6 präsentiert, angewendet werden. Die drei S-Parameter Matrizen für die Netzwerke  $[S_{\text{Mess}}]$ ,  $[S_{\text{L}}]$  und  $[S_{\text{R}}]$  werden für die Anwendung der Methodik in T-Parameter umgerechnet. Daraus folgt für das T-Netzwerk

$$[T_{\text{Mess}}] = [T_{\text{L}}][T_{\text{DUT}}][T_{\text{R}}] \quad (3.25)$$

wobei  $[T_{\text{Mess}}]$  das Ergebnis der S-Parametermessung mit Messobjekt darstellt und  $[T_{\text{L}}]$  sowie  $[T_{\text{R}}]$  durch die Messung des Messaufbaus definiert sind. Die Bestimmung der T-Parameter des Messobjekts  $[T_{\text{DUT}}]$  ist durch

$$[T_{\text{DUT}}] = [T_{\text{L}}]^{-1}[T_{\text{Mess}}][T_{\text{R}}]^{-1} \quad (3.26)$$

gegeben. Die Ergebnisse für die T-Matrix  $[T_{\text{DUT}}]$  können anschließend zurück in eine S-Parameter-Matrix transformiert werden. Daraus ergibt sich das Ergebnis  $[S_{\text{DUT}}]$  für das Messobjekt. Das Ergebnis nach Anwendung der Methodik beschreibt die Dämpfungseigenschaften des Messobjekts ohne den Einfluss des Messaufbaus.

### 3.6.3 Diskussion der Anwendung der De-embedding Methode zur Minimierung des Einflusses des Messaufbaus bei Komponentendämpfungsmessungen

Durch Anwendung der De-embedding Methode können verlässlichere Ergebnisse für die Dämpfung einer Fahrzeugkomponente generiert werden. Im Vergleich zur Messung der Komponentendämpfung nach [BMW Group Standard, 2013b] kommt es bei der Anwendung der De-embedding Methode zu einem leicht erhöhten Messaufwand, da drei Messungen anstelle von nur einer Messung durchgeführt werden müssen. Analog lässt sich die De-embedding Methode für alle anderen Messobjekte bzw. auf alle anderen Messaufbauten anwenden, für die die benötigten Messergebnisse (S-Parameter des Gesamtaufbaus inklusive Messobjekt sowie des linken und des rechten Messaufbaus ohne Messobjekt) verfügbar sind. Die Ergebnisse der De-embedding Methode müssen hinsichtlich der Plausibilität der Daten im Bezug auf Fehlanpassungen im Messaufbau und deren Auswirkungen auf die Berechnungsschritte analysiert werden.

Die Anwendung der De-embedding Methode für die Bestimmung der Komponentendämpfung mit Netznachbildungen im Messaufbau ergibt in weiten EMV-relevanten Frequenzbereichen richtige Ergebnisse. Detaillierte Ergebnisse und ein Anwendungsbeispiel sind in [Hein et al., 2017c] präsentiert. Jedoch gibt es EMV-relevante Frequenzbereiche, in denen ein Berechnungsfehler bei der Anwendung der Methode erkennbar wird. In [Hein et al., 2017c] ist gezeigt, dass eine Korrelation zwischen Frequenzbereichen mit sehr hohen Reflexionen



im Messaufbau und dem Berechnungsfehler bei der Anwendung der Methodik gibt. Die hohen Reflexionen sind wiederum auf die Netznachbildungen im Messaufbau zurückzuführen. Eine Fehlanpassung in niedrigeren Frequenzbereichen führt zu großen T-Parameterwerten nach der S- zu T-Parameter-Transformation. Dadurch werden Messunsicherheiten und Berechnungsfehler ebenfalls vergrößert. Die folgende Multiplikation der T-Parameter, um die T-Parameter des Prüflings und die Rücktransformation in S-Parameter zu erhalten, behält den Fehler bei. Dies kann bei der Anwendung der De-embedding Methode zu falschen S-Parameterwerten für das Messobjekt führen. Das Applikationsbeispiel in Kapitel 4.3.2 für ein bekanntes Dämpfungsglied und die Ergebnisse der Dämpfung im Frequenzbereich von 100 kHz bis 0,1 GHz veranschaulicht den Zusammenhang zwischen Fehlanpassungen im Messaufbau und fehlerhaften Werten bei den Berechnungsschritten der De-embedding Methode.

Der Messaufbau nach Abbildung 3.16 für die Bestimmung der Dämpfung eines Messobjekts kann noch hinsichtlich der Verwendung der Netznachbildungen analysiert werden. Die Verwendung von Netznachbildungen im Messaufbau dient der DC-Entkopplung. Der Vorteil der Netznachbildungen ist, dass sie in fast jedem EMV-Prüflabor vorhanden sind und daher eine Vergleichbarkeit von Messergebnissen erzielt werden kann. Hinsichtlich des Messaufbaus kann untersucht werden, ob es alternative Messaufbauten für die Bestimmung der Dämpfung eines Messobjekts gibt. Auch die Auswirkungen des Einflusses aktiver Komponenten im Messaufbau kann analysiert werden.

Zusammenfassend ist bei der Minimierung des Einflusses des Messaufbaus mit Hilfe der De-embedding Methode zu beachten, dass die Dämpfung des analysierten Messaufbaus mit Netznachbildungen aus Abbildung 3.16 für die korrekte Anwendung der Methode in einigen Frequenzbereichen zu groß sein kann. In diesem Fall kann es zu Berechnungsfehlern und falschen Ergebnissen kommen. Die Fehlanpassungen im Messaufbau müssen für bestimmte Frequenzen gezielt analysiert werden. In den übrigen Frequenzbereichen lässt sich die De-embedding Methode sehr gut anwenden, um die Dämpfung von Fahrzeugkomponenten ohne den Einfluss des Prüfaufbaus zu bestimmen. Die Anwendung der Methodik auf Dämpfungsmessungen führt zu einer verbesserten Auswertung der messtechnisch bestimmten der Komponenteneigenschaften und somit zu einer optimierten Absicherung für Komponenten im Fahrzeug.



## 4. Applikationen der Methoden am Beispiel von Elektro- und Hybridfahrzeugen

Das Kapitel präsentiert Beispiele für die Applikationen der Methoden aus dem 3. Kapitel am Beispiel von Elektro- und Hybridfahrzeugen. Es beginnt mit der Analyse und Optimierung der Schirmeffektivität von HV-Kabeln mit Hilfe der statistischen Versuchsplanung. Der Anwendungsbereich der statistischen Versuchsplanung, die Ablaufschritte sowie die Vor- und Nachteile für die EMV-Entwicklung sind in Kapitel 3.3 diskutiert. Die Ergebnisse für die statistische Versuchsplanung bei der Anwendung auf EMV-Simulationsmodelle zur Bestimmung der Transferimpedanz wird in Kapitel 4.1 am Beispiel von Vollmantel- bzw. Folienschirmen, Geflechschirmen und kombinierten Schirmen aus verschiedenen Schirmtypen präsentiert. Das Regressionsmodell, welches die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung repräsentiert, wird anschließend mit Hilfe von Stichproben bestimmter Parameterkombinationen getestet und bestätigt. Die Validierung der EMV-Simulationsmodelle für die Bestimmung der Transferimpedanz der unterschiedlichen Schirmtypen wird mit Hilfe eines Vergleichs mit Messergebnissen durchgeführt. Weitere Ergebnisse zur Analyse und Optimierung der Schirmeffektivität von HV-Kabeln sind [Hein et al., 2017b] und [Hein et al., 2018a] zu entnehmen. Für eine Optimierung des Gesamtsystems kann die statistische Versuchsplanung schrittweise von detaillierten und abgegrenzten Fragestellungen, wie z.B. die Auslegung der Schirmungen von HV-Kabeln, bis hin zur detaillierten Analyse von Teilsystemen, wie z.B. das HV-System des von Elektro- und Hybridfahrzeugen, angewendet werden. Dadurch kann die Erstellung der Simulationsmodelle auf Systemebene stark vereinfacht werden, da die Einflussstärke von Parametern bestimmt werden kann und die Ergebnisse und Vereinfachungen der Teilsysteme für weitere Analysen übernommen werden können. Der nächste Anwendungsschritt ist daher die Analyse und Optimierung von Subsystemen im Fahrzeug, wie in Kapitel 4.2 gezeigt wird. Der Fokus liegt hier auf der Minimierung der feldgekoppelten Emissionen von geschirmten Leitungen und der Analyse der Einflussparameter auf die Schirmeffektivität.

In Kapitel 4.3 werden Anwendungsbeispiele für die Analyse und Optimierung der EMV-Anforderungen von Fahrzeugkomponenten gezeigt. Im ersten Teil wird die Definition von Komponenteneigenschaften am Beispiel der Ladeelektronik im Fahrzeug mit Hilfe der Auswertemethodik aus Kapitel 3.4 und [Hein et al., 2017a] beschrieben. Im zweiten Schritt werden die Simulationsergebnisse für die Anwendung der De-embedding Methode auf Komponentendämpfungsmessungen aus Kapitel 3.6 und [Hein et al., 2017c] präsentiert. Abschließend werden in Kapitel 4.4 die Ergebnisse aus der Schaltungssimulation für die Erstellung von Störquellenmodellen für Komponenten gezeigt. Durch die Applikation der in Kapitel 3.5 und [Hein et al., 2018b] beschriebenen Methodik können die Störquellen und Störarten analysiert werden.

## **4.1 Analyse und Optimierung der Schirmeffektivität von HV-Kabeln am Beispiel unterschiedlicher Schirmtypen**

Das elektromagnetische Verhalten eines Elektro- und Hybridfahrzeugs kann durch die Schirmung des HV-Systems im Fahrzeug verbessert werden. Daher ist die Analyse und optimale Auslegung der Schirmeffektivität ein wichtiges Merkmal für das elektromagnetische Verhalten von HV-Kabeln. Die Schirmeffektivität ist ein Maß dafür, wie viele Störungen in das Kabel von Außen einkoppeln bzw. von Innen nach Außen auskoppeln können. Die Schirmwirkung eines HV-Schirms kann durch die Transferimpedanz über einen Frequenzbereich beschrieben werden. Für die Schirmung von HV-Kabeln gibt es verschiedene Schirmtypen wie z.B. Vollmantelschirme, Folienschirme oder Geflechschirme. Jeder Schirmtyp hat in unterschiedlichen Frequenzbereichen seine beste Schirmwirkung. Für eine Verbesserung der Schirmwirkung über größere Frequenzbereiche werden daher kombinierte Schirmungen aus verschiedenen Schirmtypen verwendet. Ein Überblick über die verschiedenen Schirmtypen und die Berechnungsmöglichkeiten der Transferimpedanzen sind in Kapitel 2.3 präsentiert.

Die Transferimpedanz eines Kabelschirms kann messtechnisch und simulativ bestimmt werden. Abbildung 2.7 in Kapitel 2.3 zeigt die Beschaltung eines geschirmten Kabels für die Bestimmung der Transferimpedanz. Die Simulationsmodelle für die Analyse und Optimierung der Schirmeffektivität von HV-Kabeln sind nach Abbildung 2.7 in CST Cable Studio erstellt [CST, 2016a].

### **4.1.1 Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für verschiedene Schirmtypen und multiple Schirmungen**

Für die Analyse und Optimierung der Schirmeffektivität von HV-Kabeln wird die statistische Versuchsplanung auf die virtuellen Modelle angewendet. Der Schwerpunkt liegt in der Analyse und Vereinfachung von Simulationsmodellen, um den Aufwand für die Modellerstellung zu reduzieren. Die Modellvereinfachungen sorgen für Übersichtlichkeit und eine effiziente Anwendbarkeit von EMV-Simulationen. Sie werden schrittweise von einfachen bis hin zu komplexen Simulationsmodellen durchgeführt. Die Identifikation der stärksten Einflussparameter und deren Wechselwirkungen hinsichtlich einer Zielgröße führt zu einer vereinfachten Analyse komplexer Systeme.

## Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für Vollmantelschirme

Abbildung 4.1 veranschaulicht einen Kabelquerschnitt mit einem einfachen Schirm beliebigen Typs.

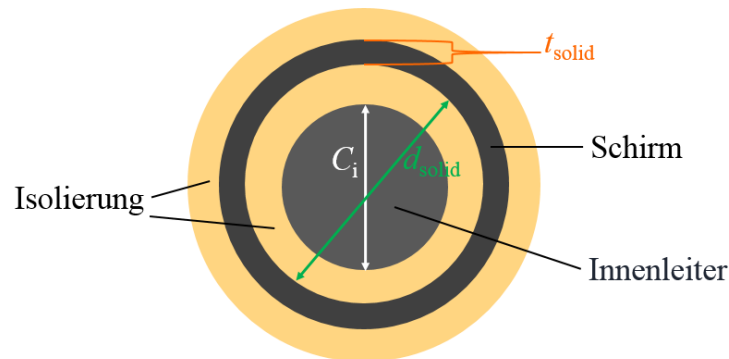


Abb. 4.1: Querschnitt eines Kabels mit einer einfachen Vollmantelschirmung

Für die Analyse und Optimierung eines Vollmantelschirms werden die Einflussparameter auf die Schirmeffektivität variiert. Als konstante Parameter werden das Material des Innenleiters (Kupfer) und das Schirmmaterial (Aluminium) angenommen. Die Kabellänge beträgt bei der Analyse  $l = 1$  m. Als Einflussparameter werden der Durchmesser des Innenleiters  $C_i$ , der Durchmesser des Schirms  $d_{solid}$ , die Dicke des Schirms  $t_{solid}$  und die relative Permittivität des Isolationsmaterials  $p$  definiert. Die untersuchten Parameterbereiche für jeden Parameter sind in Tabelle 4.1 gezeigt. Im Allgemeinen sind die Parameterbereiche durch die Anforderungen an ein funktionales und effizientes System begrenzt.

Tab. 4.1: Parameter für die statistische Versuchsplanung für die Analyse einer Vollmantelschirmung

Parameter	Abkürzung	Parameterwert	Details
Innenleiter	$C_i$	1 - 7 mm	Durchmesser Innenleiter
massiver Schirm	$d_{solid}$	8 - 11 mm	innerer Schirmdurchmesser
	$t_{solid}$	0,01 - 0,21 mm	Schirmdicke
Permittivität	$p$	1 - 7	relative Permittivität des Isolationsmaterials

Die Erstellung des d-optimalen Testplans für die Analyse der Einflussparameter auf die Schirmwirkung des Vollmantelschirms wird mit Hilfe des statistischen Analysetools VisualXSel durchgeführt. Bei der Analyse eines einfachen Vollmantelschirms werden 30 verschiedene Simulationsmodelle in CST Cable Studio erstellt und die Ergebnisse analysiert. Im Vergleich zum d-optimalen Testplan besteht der entsprechende vollfaktorielle Testplan aus 563 Parameterkombinationen, was deutlich die Verringerung des Aufwands für die Modellerstellung und die Durchführung der Tests bei d-optimalen Testplänen zeigt. Der resultierende

Zielparameter  $Y_{\text{solid}}$  dieser Analyse ist der Mittelwert der Transferimpedanz im gesamten definierten Frequenzbereich von 100 kHz bis 30 MHz beschrieben durch

$$Y_{\text{solid}} = -31,425 - 0,007C_i - 400,807t_{\text{solid}} - 0,963d_{\text{solid}} + 0,013p + 412,382t_{\text{solid}}^2. \quad (4.1)$$

Das generierte Regressionsmodell für den Zielparameter  $Y_{\text{solid}}$  hat einen Korrelationskoeffizienten von  $R^2 = 0,995$ , was bedeutet, dass 99,5 % der Simulationsergebnisse mit dem generierten Regressionsmodell abgebildet werden können. Aufgrund dieser hohen Korrelation können die Einflussparameter als validiert und die Anzahl der untersuchten Parameter als vollständig angesehen werden.

Anstelle einer Analyse der Regressionsgleichung bietet sich die Visualisierung im Kurvendiagramm an, wie Abbildung 4.2 zeigt. Der Zielwert, in diesem Fall die durchschnittliche Schirmeffektivität  $Y_{\text{solid}}$ , kann mit Hilfe des Diagramms für jede Parameterkombination veranschaulicht und direkt abgelesen werden. Informationen zur Visualisierung und grafischen Analyse sind in Kapitel 3.3 beschrieben. Abbildung 4.2 zeigt die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für einen Vollmantelschirm im Kurvendiagramm. Die Parameterwerte sind in der Grafik so definiert, dass das Minimum für den Durchschnittswert der Transferimpedanz erzielt wird. Eine Minimierung des Zielparameters  $Y_{\text{solid}}$  repräsentiert eine bestmögliche Schirmwirkung im gesamten betrachteten Frequenzbereich. Je stärker der Einfluss eines Parameters ist, desto größer ist die Steigung der Kurvenform im Kurvendiagramm für jeden Einflussparameter.

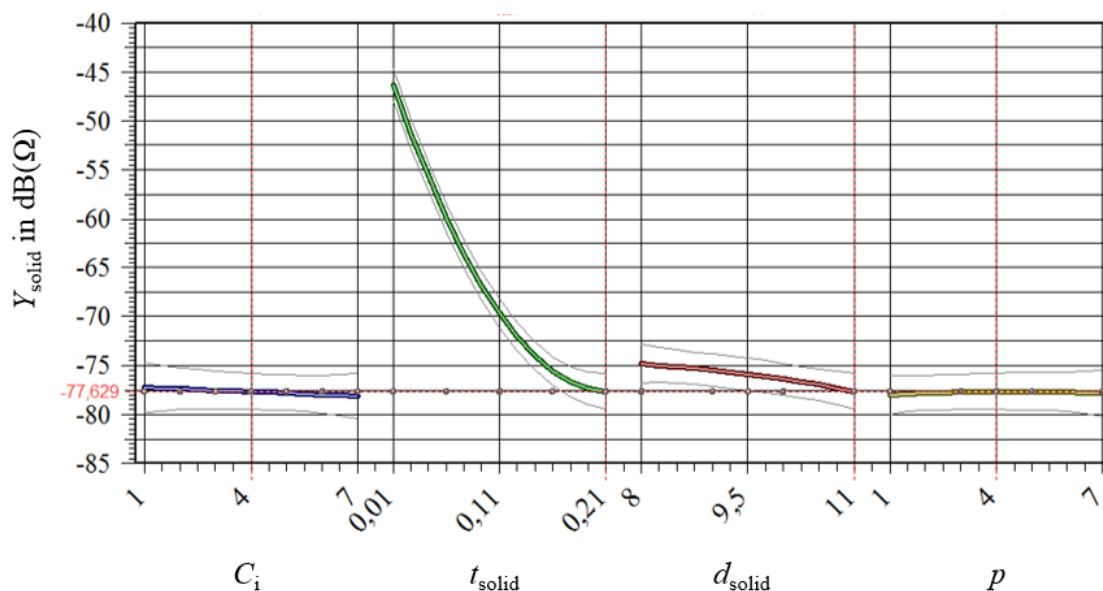


Abb. 4.2: Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für einen Vollmantelschirm

Abbildung 4.2 zeigt, dass die Dicke des Schirms  $t_{\text{solid}}$  der Parameter ist, der die Schirmeffektivität  $Y_{\text{solid}}$  am stärksten beeinflusst. Des Weiteren hat der Durchmesser des Vollmantelschirms  $d_{\text{solid}}$  den zweitstärksten (aber deutlich geringeren) Einfluss auf die Schirmwirkung. Der Durchmesser des Innenleiters  $C_i$  und die Permittivität des Isolationsmaterials  $p$  können in Bezug auf die Übertragungsimpedanz des Schirms als kaum bzw. nicht signifikant angesehen werden.

Dieses Beispiel mit gegebenen Randbedingungen der Parameterwerte zeigt, dass für Vollmantelschirme nur die Schirmdicke und der Schirmdurchmesser als relevante Einflussfaktoren angesehen werden müssen. Das Beispiel zeigt die Anwendbarkeit der statistischen Versuchsplanung bei der virtuellen Analyse der Schirmeffektivität im Allgemeinen und an einem einfachen und plausiblen Beispiel. Bei der Modellierung von massiven Schirmen sollte der Fokus auf die exakte Definition der Schirmdicke gesetzt werden, da dieser Parameter die Schirmeffektivität maßgeblich beeinflusst. Die weiteren Parameter, welche für die Erstellung des Simulationsmodells benötigt werden, haben einen vernachlässigbar kleinen Einfluss auf die Schirmwirkung des HV-Kabels und können somit mit plausiblen Standardwerten belegt werden. Das leicht nachvollziehbare Beispiel des Vollmantelschirms zeigt die Identifikation der stärksten Einflussfaktoren und die Vereinfachung der EMV-Simulationsmodelle durch die statistische Versuchsplanung. Komplexere Schirmungen, wie Geflechschirme oder multiple Schirme mit einer Kombination verschiedener Schirmtypen, haben eine deutliche höhere Anzahl an Einflussparametern und benötigten Daten bei der virtuellen Modellierung. Die statistische Versuchsplanung verspricht einen deutlich höheren Erkenntnisgewinn bezüglich der Einflussparameter und Parameterwechselwirkungen bei der Analyse komplexer Simulationsmodelle.

### Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für Geflechtschirme

Ein etwas komplexeres Beispiel für die Anwendung der statistischen Versuchsplanung auf EMV-Simulationsmodelle ist die Analyse und Optimierung eines Geflechtschirms für HV-Leitungen. Die Schirmwirkung eines Geflechtschirms ist von der Geometrie und den Materialeigenschaften des Geflechts abhängig. Ein Geflechtschirm besteht aus einer Anzahl dünner Drähte, welche so miteinander verwoben sind, dass sie eine geflochtene Struktur mit einer bestimmten Bedeckungsdichte um den Innenleiter formen. Zwischen dem Innenleiter und dem Schirm befindet sich eine dünne Isolationsschicht. Ein Strang des Geflechtschirms besitzt eine bestimmte Anzahl von parallelen Filamenten, welche unter einem bestimmten Winkel miteinander verwoben werden. Der Winkel bestimmt die Öffnungen, Aperturen genannt, im Schirm. Weitere Informationen zur Geometrie und den Schirmungseigenschaften von Geflechtschirmen sind Kapitel 2.3 zu entnehmen.

Die Analyse und Optimierung des Geflechtschirms wird analog zur Untersuchung des Vollmantelschirms mit Hilfe der statistischen Versuchsplanung durchgeführt. Tabelle 4.2 zeigt eine Übersicht der sieben Parameter und Parameterbereiche, welche bei der Analyse der Schirmeffektivität eines Geflechtschirms betrachtet werden.

Für die Analyse des Geflechtschirms werden 63 Simulationsmodelle im d-optimalen Testplan definiert und die Simulationen durchgeführt und ausgewertet. Der vollfaktorielle Versuchsplan für die Parameter aus Tabelle 4.2 enthält im Vergleich dazu 2190 Modelle. Das mit Hilfe des d-optimalen Testplans generierte Regressionsmodell hat einen Korrelationskoeffizienten  $R^2 = 0,94$ .

Tab. 4.2: Parameter für die statistische Versuchsplanung für die Analyse eines Geflechtschirms

Parameter	Abkürzung	Parameterwert	Details
Innenleiter	$C_i$	1 - 7 mm	Durchmesser Innenleiter
Geflecht- schirm	$d_{\text{braid}}$	8 - 11 mm	innerer Schirmdurchmesser
	$d_w$	0,08 - 0,2 mm	Drahtdurchmesser Filament
	$C_N$	2 - 6	Anzahl Stränge
	$F_N$	2 - 20	Anzahl Filamente
	$O$	0,75 - 0,9	optische Bedeckung
Permittivität	$p$	1 - 7	relative Permittivität des Isolationsmaterials



Der resultierende Zielparame-ter  $Y_{\text{braid}}$  der statistischen Versuchsplanung für den betrachteten Geflechtschirm ist der Mittelwert der Transferimpedanz im definierten Frequenzbereich von 100 kHz bis 30 MHz. Die Regressionsgleichung ist (gerundet auf 4 Nachkommastellen) beschrieben durch

$$\begin{aligned}
 Y_{\text{braid}} = & -33,9141 + 1,1386 \frac{\ln(C_i - 0,9730)}{0,9730} - 9,6497 \frac{\ln(d_w) + 2,0676}{0,4581} \\
 & - 12,7913 \frac{\ln(C_N) - 1,8444}{1,1513} - 5,4401 \frac{\ln(F_N) - 1,2425}{0,5493} - 0,5637 \\
 & \cdot \frac{O - 0,825}{0,075} + 4,9230 \frac{\ln(d_w) + 2,0676}{0,4581} \frac{\ln(C_N) - 1,8444}{1,1513} - 1,7623 \\
 & \cdot \frac{\ln(d_w) + 2,0676}{0,4581} \frac{O - 0,825}{0,075} - 1,6694 \frac{\ln(F_N) - 1,2425}{0,5493} \\
 & \cdot \frac{O - 0,825}{0,075} + 3,3120 \left( \frac{\ln(C_N) - 1,8444}{1,1513} \right)^2 + 3,2707 \\
 & \cdot \left( \frac{\ln(F_N) - 1,2425}{0,5493} \right)^2 + 1,5688 \left( \frac{O - 0,825}{0,075} \right)^2.
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Das Beispiel eines einzelnen Geflechtschirms zeigt im Vergleich zum Vollmantelschirm eine deutlich erhöhte Komplexität der Regressionsgleichung. Zur Analyse und Optimierung der Einflussparameter für die Schirmeffektivität bietet sich eine Visualisierung der Ergebnisse an. Abbildung 4.3 zeigt die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für einen Geflechtschirm.

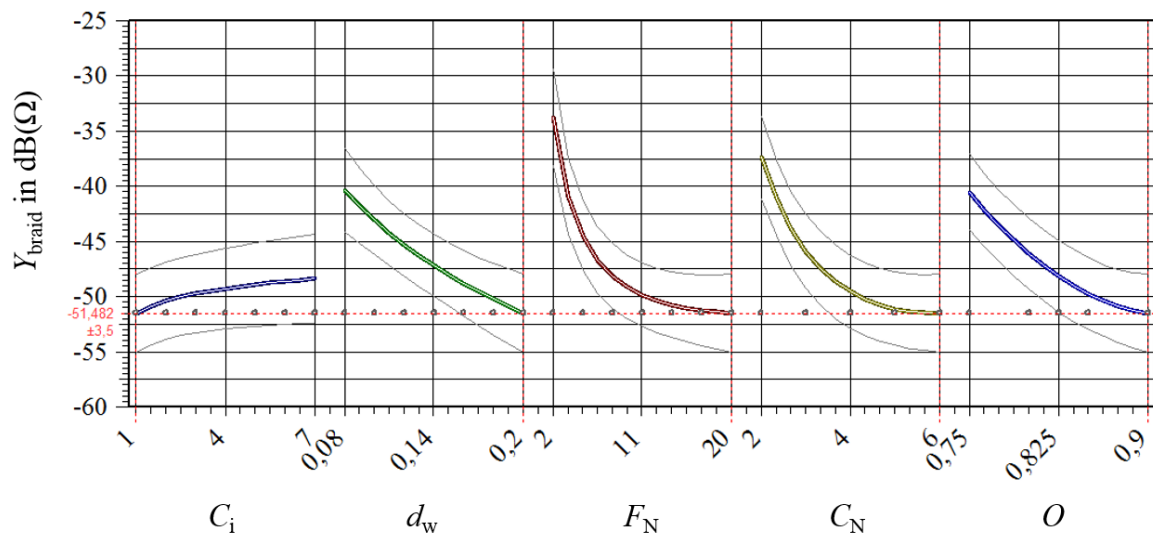


Abb. 4.3: Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für einen Geflechtschirm

Die Abbildung 4.3 veranschaulicht die Ergebnisse für den Durchmesser des Innenleiter  $C_i$ , den Drahtdurchmesser der Filamente  $d_w$ , die Anzahl der Stränge  $C_N$ , die Anzahl der Filamente  $F_N$  und die optische Bedeckung  $O$ , welche einen bewertbaren Einfluss auf die Zielgröße (Durchschnittswert der Transferimpedanz im betrachteten Frequenzbereich) haben.

Den fünf präsentierten Parametern kann mit Hilfe der statistischen Versuchsplanung ein Einfluss auf die untersuchte Zielgröße nachgewiesen werden. Der innere Durchmesser des Geflechtschirms  $d_{\text{braid}}$  und die Permittivität des Isoliermaterials  $p$  haben einen vernachlässigbar kleinen Einfluss auf den Durchschnitt der Transferimpedanz im betrachteten Frequenzbereich. Der Durchmesser des Innenleiters  $C_i$  hat einen sehr kleinen Einfluss auf die Schirmwirkung. Die Parameter mit einem stärkeren Einfluss auf die Zielgröße sind die Anzahl an Strängen  $C_N$ , die Anzahl an Filamenten  $F_N$ , der Drahtdurchmesser der Filamente  $d_w$  und die optische Bedeckung des Geflechtschirms  $O$ . Je größer die Parameterwerte dieser vier Parameter in den untersuchten Bereichen gewählt werden, desto höher ist die Schirmeffektivität des Geflechtschirms.

Für die Modellierung von Geflechtschirmen bedeutet dies, dass für den inneren Durchmesser des Geflechtschirms und die Permittivität des Isoliermaterials auch plausible Standardwerte definiert werden können, ohne dass das Simulationsergebnis für die Transferimpedanz dadurch wesentlich beeinflusst wird. Ein besonderer Fokus sollte auf die genaue Definition der stärksten Einflussparameter gelegt werden. Die Anzahl der Stränge und Filamente sowie die optische Bedeckung und der Durchmesser der Filamentdrähte müssen exakt definiert werden, um die Qualität der Simulationsergebnisse zu erhöhen. Des Weiteren sollte auch der Durchmesser des Innenleiters des geschirmten Kabels mit Bedacht gewählt werden.

### Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für mehrfach geschirmte HV-Leitungen

Für eine verbesserte Schirmwirkung in größeren Frequenzbereichen werden bei HV-Kabeln multiple Schirmungen eingesetzt. Abbildung 4.4 zeigt den Querschnitt eines mehrfach geschirmten Kabels mit zwei Folienschirmen und einem Geflechtschirm. Die drei Schirme sind kurzgeschlossen und durch eine Isolierungsschicht vom Innenleiter getrennt.

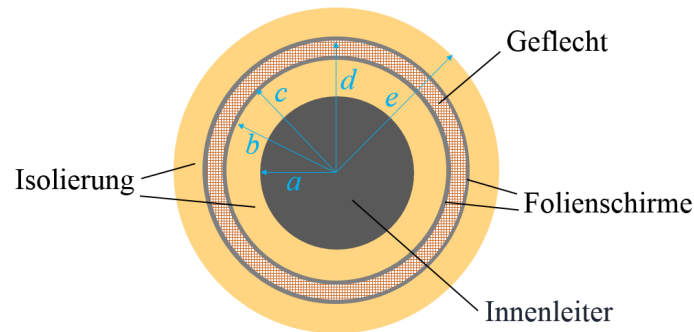


Abb. 4.4: Querschnitt eines mehrfach geschirmten Kabels mit zwei Folienschirmen und einem Geflechtschirm

Der Innenleiter wird als massiver Draht mit dem Radius  $a = 5,5$  mm angenommen. Der Radius des Innenleiters wird bei der Analyse der multiplen Schirmungen als konstanter Wert angenommen, da zuvor bei den Analysen einzelner Schirme gezeigt wurde, dass der Einfluss des Parameters auf die Transferimpedanz der Schirmungen sehr gering ist.

Der Innenradius des inneren Folienschirms und demnach der Außenradius der inneren Isolierschicht ist mit  $b = 7,9$  mm definiert. Der Radius  $c$  beschreibt den Innenradius des Geflechtschirms und der Radius  $d$  den Innenradius des äußeren Folienschirms. Die geometrischen Daten für den Radius  $c$  und den Radius  $d$  sind abhängig von den Schirmparametern, die in der Analyse zur Optimierung der Schirmeffektivität variiert werden. Der Außenradius des HV-Kabels ist auf  $e = 11,7$  mm festgelegt und beschreibt den äußeren Rand der Isolierung.

Die Kabellänge beträgt  $l = 1$  m. Das Isolationsmaterial ist als Polyethylene (PE) mit  $\epsilon_{PE} = 2,3$  als konstanter Wert definiert, da zuvor gezeigt werden konnte, dass das Material einen vernachlässigbar kleinen Einfluss auf die Transferimpedanz hat.

Die Folienschirme der mehrfach geschirmten Leitungen bestehen aus einer Schicht aus Aluminium und einer Schicht aus Polyethylenterephthalat (PET) mit  $\epsilon_{\text{PET}} = 4,3$ , welche direkt aufeinander geklebt sind. Der innere Folienschirm hat die PET-Schicht nach Innen und die Aluminium-Schicht nach Außen gerichtet. Der äußere Folienschirm ist andersherum angeordnet: Die Aluminiumschicht ist nach Innen gerichtet und die PET-Schicht nach Außen. Der Geflechschirm besitzt eine Anzahl aus dünnen Kupferdrähten, welche unter einem bestimmten Winkel miteinander verwoben sind und eine bestimmte optische Bedeckung definieren. Die Schirmwirkung des Geflechschirms wird durch die Eigenschaften und Anordnungen der verflochtenen Drähte bedingt, wie im Kapitel zuvor gezeigt ist.

Ein Überblick über die untersuchten Einflussparameter und deren Parameterbereiche für die statistische Versuchsplanung bei einer mehrfachen Kabelschirmungen mit drei Schirmen und zwei unterschiedlichen Schirmtypen zeigt Tabelle 4.3. Für die beiden Folienschirme werden drei Parameter variiert: Die Dicke der Aluminiumschicht  $d_A$  sowie die Dicke der PET-Schicht  $d_{P1}$  und die Überlappung der Folien  $l$ , welche der Länge nach um den Innenleiter gewickelt sind. Für den Geflechschirm werden die folgenden Parameter variiert: Der Drahtdurchmesser der Filamente  $d_w$ , die Anzahl der Filamente  $F_N$  sowie die Anzahl der Stränge  $C_N$  und der Winkel der Aperturen  $\alpha$ .

Tab. 4.3: Parameter für die statistische Versuchsplanung bei einer multiplen Schirmung

Parameter	Abkürzung	Parameterwert	Details
Folienschirm (innen)	$d_{A1}$	0,003 - 0,021 mm	Dicke Aluminium
	$d_{P1}$	0,003 - 0,021 mm	Dicke PET
	$l_1$	0 - 0,012 mm	Überlappung
Geflechschirm	$d_w$	0,145 - 0,175 mm	Drahtdurchmesser Filament
	$C_N$	19 - 25	Anzahl Stränge
	$F_N$	4 - 10	Anzahl Filamente
	$\alpha$	26 - 32°	Winkel
Folienschirm (außen)	$d_{A1}$	0,003 - 0,021 mm	Dicke Aluminium
	$d_{P1}$	0,003 - 0,021 mm	Dicke PET
	$l_1$	0 - 0,012 mm	Überlappung

Der d-optimale Testplan für die statistische Analyse wurde mit Hilfe von Visual-XSel erstellt. Die resultierende Anzahl an Simulationsmodellen für die Analyse beträgt 112. Im Vergleich dazu beinhaltet der vollfaktorielle Testplan mit den gleichen Parametern und Parameterbereichen 280 Millionen Testfälle mit unterschiedlichen Parameterkombinationen.

Die Definition des Zielparameters hat einen großen Einfluss auf die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung. Er muss für jeden Analysefokus gezielt und plausibel definiert werden. Für die Analyse aller Parameter wird der Durchschnittswert der Transferimpedanz im betrachteten Frequenzbereich ausgesucht, um die Schirmeffektivität in Summe zu verbessern. Die Funktion für die Minimierung (und Maximierung) wird in Visual-XSel benutzt. Dies bedeutet, dass der Minimal- oder Maximalwert unter Berücksichtigung aller Wechselwirkungen und Abhängigkeiten zwischen den Parametern und der Einflussstärke der Parameter definiert wird. Der Vorteil der Betrachtung des Durchschnittswertes ist die Optimierung des Zielwertes im gesamten betrachteten Frequenzbereich. Auf der anderen Seite hat dies den Nachteil, dass die Optimierung durch die statistische Versuchsplanung nur den Durchschnittswert betrifft, was bedeutet, dass Beziehungen zwischen den Parametern zum Teil nicht im Detail analysiert werden können. Für die Analyse der Wechselwirkungen zwischen Parametern kann für eine detailliertere Analyse ein bestimmter Frequenzpunkt für die Transferimpedanz ausgewählt werden.

Der resultierende Zielparameter  $Y_{\text{Kombi}}$  dieser Analyse ist der Mittelwert der Transferimpedanz im gesamten definierten Frequenzbereich von 100 kHz bis 30 MHz. Die Regressionsgleichung des Modells ist (gerundet auf 4 Nachkommastellen) beschrieben durch

$$\begin{aligned}
Y_{\text{Kombi}} = & -42,8201 - 2,2065 \frac{d_{A1} - 12}{9} - 0,0246 \frac{d_{P1} - 12}{9} - 0,5204 \frac{l_1 - 6}{6} \\
& - 1,9051 \frac{d_w - 0,16}{0,015} - 2,3527 \frac{C_N - 22}{3} - 8,7968 \frac{F_N - 7}{3} + 0,1669 \frac{\alpha - 29}{3} \\
& + 1,0561 \frac{d_{P2} - 12}{9} - 2,9196 \frac{d_{A2} - 12}{9} - 0,3841 \frac{l_2 - 6}{6} + 1,8827 \frac{d_{A1} - 12}{9} \frac{l_1 - 6}{6} \\
& + 1,6731 \frac{d_{A1} - 12}{9} \frac{C_N - 22}{3} - 1,8289 \frac{d_{A1} - 12}{9} \frac{\alpha - 29}{3} + 1,1768 \frac{d_{A1} - 12}{9} \frac{l_2 - 6}{6} \\
& - 1,5364 \frac{d_{P1} - 12}{9} \frac{F_N - 7}{3} + 1,4781 \frac{d_w - 0,16}{0,015} \frac{F_N - 7}{3} + 2,6176 \frac{d_w - 0,16}{0,015} \frac{d_{A2} - 12}{9} \\
& - 1,2903 \frac{d_w - 0,16}{0,015} \frac{l_2 - 6}{6} + 3,1293 \frac{C_N - 22}{3} \frac{F_N - 7}{3} - 1,0854 \frac{d_{A2} - 12}{9} \frac{l_2 - 6}{6} \\
& - 2,0174 \left( \frac{d_{A1} - 12}{9} \right)^2 + 2,9544 \left( \frac{F_N - 7}{3} \right)^2.
\end{aligned} \tag{4.3}$$

Das generierte Regressionsmodell für den Durchschnittswert hat einen Korrelationskoeffizienten  $R^2 = 0,943$ .

Das gesamte Simulationsmodell inklusive aller drei Schirmungen kann mit Hilfe des Durchschnittswertes der Transferimpedanz im betrachteten Frequenzbereich optimiert werden. Die Abbildungen 4.5 und 4.6 zeigen die Visualisierungen der Parameterkombinationen für das beste und das schlechteste Simulationsmodell zur Minimierung bzw. Maximierung der Zielgröße  $Y_{\text{Kombi}}$ . Der Vergleich der Ergebnisse aus den Abbildungen 4.5 und 4.6 zeigt, dass der Durchschnittswert der Transferimpedanz im betrachteten Frequenzbereich bei der besten Parameterkombination einen Wert von  $-64 \text{ dB}(\Omega)$  besitzt und bei der schlechtesten Parameterkombination einen Wert von  $-7 \text{ dB}(\Omega)$ .

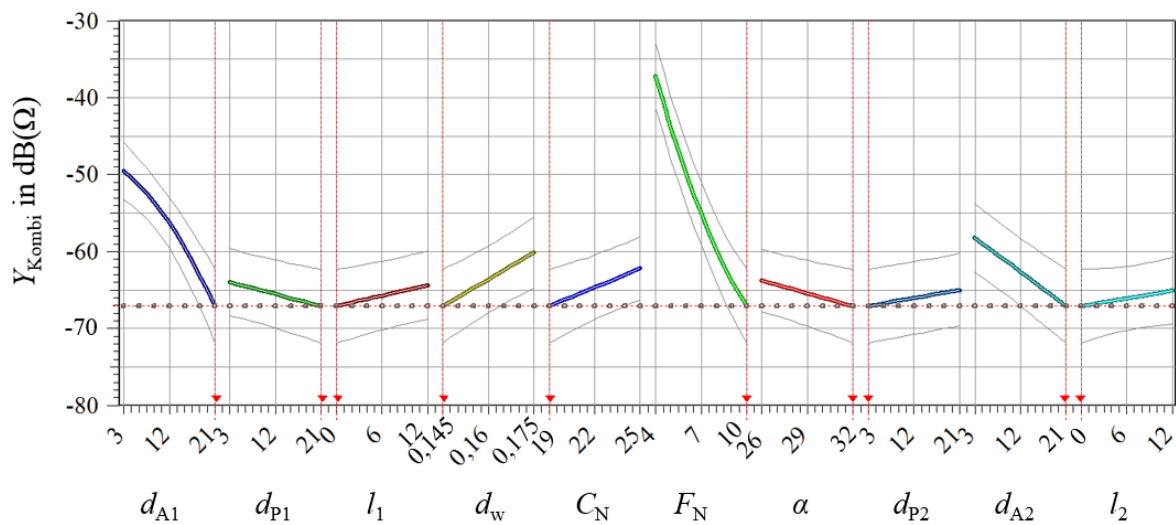


Abb. 4.5: Beste Parameterkombination für die dreifache Schirmung hinsichtlich der Zielgröße der statistischen Versuchsplanung

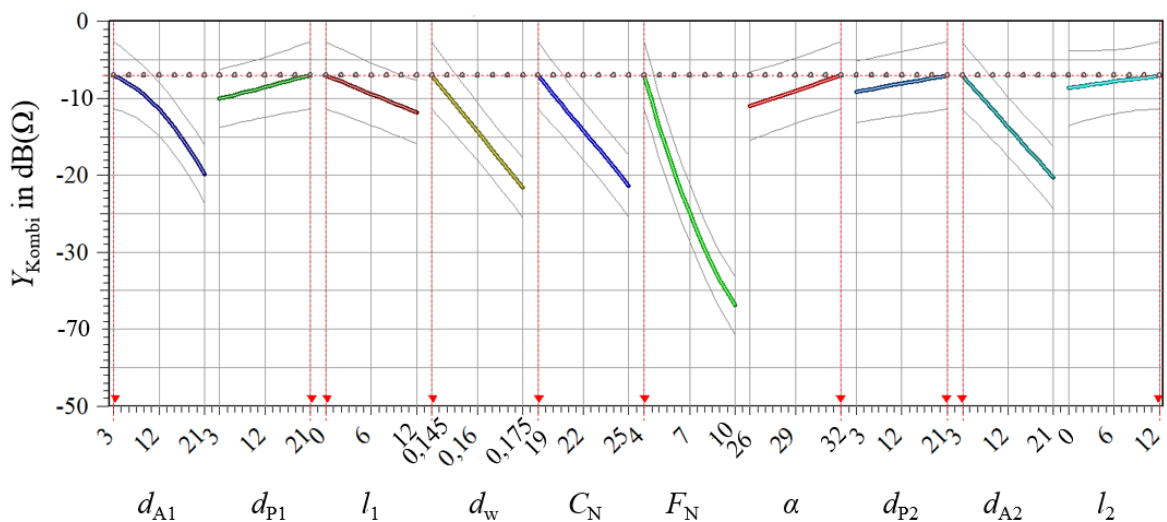


Abb. 4.6: Schlechteste Parameterkombination für die dreifache Schirmung hinsichtlich der Zielgröße der statistischen Versuchsplanung

Die Abbildungen 4.5 und 4.6 präsentieren die unterschiedlichen Einflussstärken der Parameter, welche einen Einfluss auf die Zielgröße haben. Die Analyse zeigt, dass die Anzahl der Filamente  $F_N$  den größten Einfluss auf den Zielparameter hat. Gefolgt von den beiden Dicken der Aluminium-Schichten  $d_{A1}$  und  $d_{A2}$  der beiden Folienschirme. Ein Vergleich der beiden Einflussparameter zeigt des Weiteren, dass der innere Folienschirm einen größeren Einfluss auf die durchschnittliche Schirmeffektivität besitzt als der äußere Folienschirm. Die weiteren Folienschirmparameter  $d_{P1}$  und  $d_{P2}$  sowie  $l_1$  und  $l_2$  haben einen deutlich geringeren Einfluss. Die Schirmparameter des Geflechschirms  $d_w$ ,  $F_N$  und  $\alpha$  haben im Vergleich zu der Anzahl der Filamente  $F_N$  einen geringeren Einfluss, jedoch im allgemeinen Vergleich aller Parameter einen mittelstarken Einfluss.

Auf Grundlage der Bestimmung der Parameterkombination für das beste und das schlechteste Simulationsmodell veranschaulicht Abbildung 4.7 die Verläufe der Transferimpedanz im Bereich von 10 kHz bis 30 MHz für beide Modelle. Obwohl die Modelloptimierung für den Durchschnittswert der Transferimpedanz durchgeführt wurde, zeigen die Kurvenverläufe der Transferimpedanz beider Modelle deutlich, dass die Schirmwirkung des besten Modells im gesamten Frequenzbereich deutlich höher ist, als die Schirmwirkung des schlechtesten Modells. Der Unterschied zwischen dem besten und dem schlechtesten Schirmmodell bezogen auf den Zielparameter der statistischen Versuchsplanung beträgt in diesem Beispiel zwischen 8 dB und 40 dB.

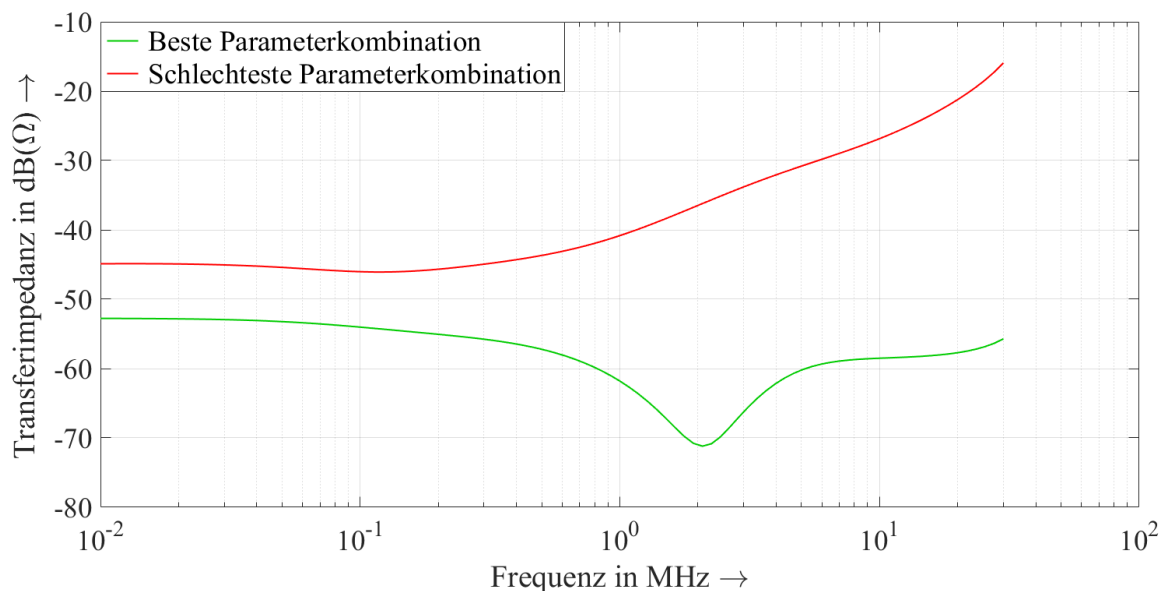


Abb. 4.7: Vergleich der Kurven für die Transferimpedanz des besten und schlechtesten Modells für die dreifache Schirmung

Der Vorteil der Analyse aller Einflussfaktoren ist das generierte Wissen über die Wirkung aller Parameter in Summe. Dies unterstützt die Entwicklung qualitativ robuster Konzepte und Produkte und hilft darüber hinaus zwischen unterschiedlichen Konzepten zu entscheiden und verlässliche Zukunftsprognosen zu erstellen. Des Weiteren können mit Hilfe der statistischen Versuchsplanung auch Wechselwirkungen zwischen den Einflussparametern untersucht werden. Für die Analyse von Parameterwechselwirkungen ist es wichtig in Erinnerung zu behalten, dass alle Wechselwirkungen zwischen den Einflussparametern bezüglich der definierten Zielgröße identifiziert werden. Dies bedeutet, dass alle Parameterwechselwirkungen einen gemeinsamen Einfluss auf den Zielparameter besitzen. Eine Erklärung zur Visualisierung und zur Interpretation der Kurvendiagramme für Parameterwechselwirkungen ist in Kapitel 3.3.2 gegeben.

Die Regressionsgleichung (4.3) als Ergebnis der statistischen Versuchsplanung veranschaulicht eine Vielzahl an Wechselwirkungen von Parametern mit Hinblick auf die Transferimpedanz einer mehrfachen Schirmung. Auf Grund der hohen Anzahl der Parameterwechselwirkungen wird im Folgenden auf ein Beispiel genauer eingegangen. Wie zuvor gezeigt wurde, ist die Einflussstärke der Anzahl der Filamente auf den Zielparameter am größten. Die Anzahl der Filamente  $F_N$  hat unter anderem eine Wechselwirkung mit der Anzahl der Stränge  $C_N$ . Abbildung 4.8 zeigt die zwei Verläufe der möglichen Drahtdurchmesser für die minimale ( $F_N = 4$ ) und die maximale Anzahl von Filamenten ( $F_N = 10$ ) in den betrachteten Parameterbereichen im Zusammenhang mit der Anzahl der Stränge  $C_N$ . Da Parameterwechselwirkungen nur im Bezug auf zwei Parameter untersucht werden können, sind die anderen Parameter für die Analyse der Parameterwechselwirkungen am Beispiel der Parameter  $F_N$  und  $C_N$  wie folgt definiert:  $d_{A1} = 0,021$  mm,  $d_{P1} = 0,021$  mm,  $l_1 = 0$  mm,  $d_w = 0,145$  mm,  $\alpha = 32^\circ$ ,  $d_{P2} = 0,003$  mm und  $d_{A2} = 0,021$  mm und  $l_2 = 0$  mm. Diese Einstellung der anderen Parameter entspricht dem optimierten Simulationsmodell aus Abbildung 4.5.

Die Analyse der Parameterwechselwirkungen von  $F_N$  und  $C_N$  zeigt, dass, wenn die Anzahl der Filamente  $F_N$  in ihrem Parameterbereich so hoch wie möglich gewählt wird, der Zielwert generell optimiert ( $Y_{\text{Kombi}}$  minimiert) wird. Der Kurvenverlauf für die maximale Anzahl von Filamenten  $F_N = 10$  liegt bei allen möglichen Werten für den Parameter  $C_N$  deutlich unter den Parameterkombination für die minimale Anzahl  $F_N = 4$ . Diese Erkenntnis bestätigt die Stärke des Einflusses für den Parameter  $F_N$  aus den vorherigen Analysen.



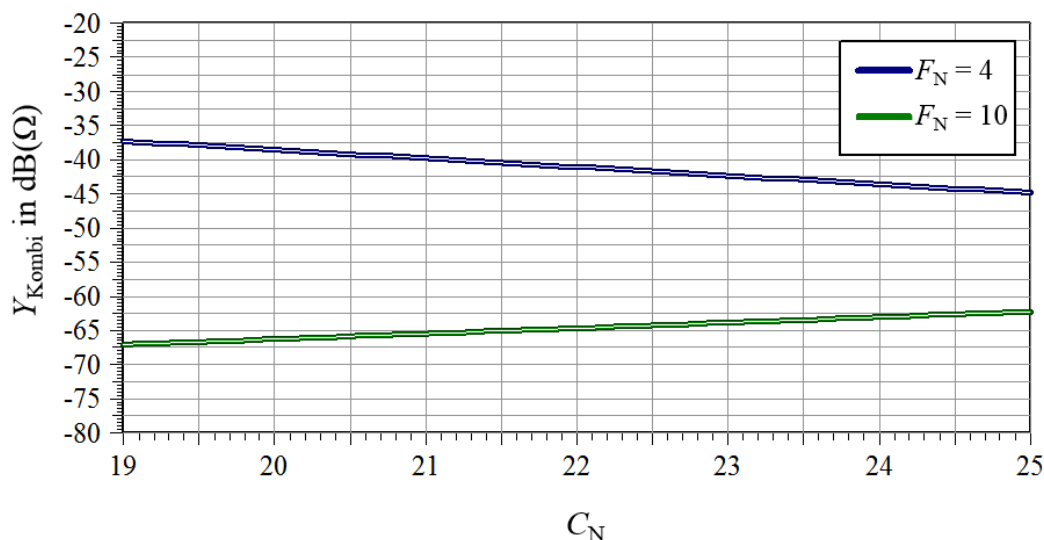


Abb. 4.8: Veranschaulichung von Parameterwechselwirkungen am Beispiel der Parameter  $F_N$  und  $C_N$  für die multiple Schirmung

Die Wechselwirkungen zwischen zwei Parametern sollten immer im Zusammenhang mit den gesamten Einflussparametern analysiert werden, da ihre Wechselwirkungen im Bezug aller Parameter im Hinblick auf die Zielgröße mit Hilfe der statistischen Versuchsplanung identifiziert werden. Im Fall, dass die Anzahl der Filamente am größten ( $F_N = 10$ ) angenommen wird, hat die Anzahl der Stränge einen relativ kleinen Einfluss. Bei einer hohen Anzahl der Filamente sollte die Zahl der Stränge in diesem Beispiel und unter Berücksichtigung der anderen Parameter für eine Minimierung des Zielparameters reduziert werden. Die optische Bedeckung des Geflechschirms und somit die Schirmeffektivität ist in diesem Fall größer wenn bei einer hohen Anzahl der Filamente eine im betrachteten Parameterbereich geringere Anzahl an Strängen verwoben wird. Bei der Definition der minimalen Anzahl von Filamenten von  $F_N = 4$ , spielt die Anzahl der Stränge  $C_N$  eine etwas größere Rolle. In diesem Fall sollte die Anzahl der Stränge ebenso maximiert werden, um eine Minimierung des Zielparameters erreichen zu können.

Die Analyse der Wechselwirkung zwischen der Anzahl der Filamente und dem Drahtdurchmesser der Filamente ist beispielhaft ausgewählt. Für tieferes Wissen über die Zusammenhänge komplexer Simulationsmodelle kann jede Parameterinteraktion detailliert analysiert werden, um Informationen über die Einflussparameter zu erhalten, die ohne die Anwendung der statistischen Versuchsplanung und die Auswertung der Ergebnisse nicht leicht zugänglich sind.

### 4.1.2 Validierung des Regressionsmodells der statistischen Versuchsplanung am Beispiel der Ergebnisse für eine dreifache Schirmung

Eine Validierung des Regressionsmodells der statistischen Versuchsplanung wird für das Beispiel der Ergebnisse für die dreifache Schirmung durchgeführt. Dafür wird die Regressionsgleichung (4.3) für den Zielparameter  $Y_{\text{Kombi}}$  mit Hilfe des Simulationsmodells für die dreifache Schirmung aus Kapitel 4.1.1 abgeglichen. Die Untersuchung der Regressionsgleichung zeigt, dass das Regressionsmodell mögliche Kombinationen aller Parameter in den definierten Parameterbereichen abbildet. Für die Validierung werden Parameterwerte in den Parameterbereichen aus Tabelle 4.3 frei gewählt. Tabelle 4.4 zeigt drei Beispiele für Parameterkombinationen für die Berechnungen des Zielparameters nach (4.3) und der Simulationsergebnisse für die durchschnittliche Transferimpedanz im betrachteten Frequenzbereich zwischen 10 kHz und 30 MHz.

Tab. 4.4: Beispiele für die Validierung des Regressionsmodells für die multiple Schirmung eines HV-Kabels

Parameter	Regressionsmodell	Simulationsmodell
$d_1 = 0,018 \text{ mm}, d_2 = 0,018 \text{ mm}$ $l_1 = 4 \text{ mm}, d_w = 0,17 \text{ mm}, C_N = 19$ $F_N = 5, \alpha = 28^\circ, d_3 = 0,015 \text{ mm}$ $d_4 = 0,015 \text{ mm}, l_2 = 2 \text{ mm}$	-35,3 dB( $\Omega$ )	-35,6 dB( $\Omega$ )
$d_1 = 0,009 \text{ mm}, d_2 = 0,018 \text{ mm}$ $l_1 = 6 \text{ mm}, d_w = 0,155 \text{ mm}, C_N = 19$ $F_N = 10, \alpha = 26^\circ, d_3 = 0,012 \text{ mm}$ $d_4 = 0,012 \text{ mm}, l_2 = 8 \text{ mm}$	-50,2 dB( $\Omega$ )	-50,8 dB( $\Omega$ )
$d_1 = 0,015 \text{ mm}, d_2 = 0,009 \text{ mm}$ $l_1 = 10 \text{ mm}, d_w = 0,16 \text{ mm}, C_N = 22$ $F_N = 6, \alpha = 29^\circ, d_3 = 0,018 \text{ mm}$ $d_4 = 0,012 \text{ mm}, l_2 = 2 \text{ mm}$	-39,9 dB( $\Omega$ )	-40,3 dB( $\Omega$ )

Der Vergleich der berechneten Werte mit Hilfe der Regressionsgleichung und der mit Hilfe der Simulationsmodelle bestimmten Werte mit den gleichen definierten Parametern zeigt eine gute Übereinstimmung des Zielparameterwertes. Die Abweichung für die berechneten und die virtuell bestimmten durchschnittlichen Werte der Transferimpedanz im betrachteten Frequenzbereich ist kleiner als 1 dB. Die Analyse und der Vergleich der Zielparameter aus Tabelle 4.4 zeigt, dass das Regressionsmodell die mit unterschiedlichen Kombinationen der Parameter simulativ bestimmten Daten abbilden kann. Durch den Abgleich der berechneten Werte mit Hilfe der Regressionsgleichung und der Ergebnisse der Simulation kann das Regressionsmodell als validiert angesehen werden.

### 4.1.3 Validierung der Simulationsmodelle für die Bestimmung der Transferimpedanz der Kabelschirmungen durch Messergebnisse

Für die Untersuchungen der Schirmeffektivität mit Hilfe der statistischen Versuchsplanung werden in dieser Arbeit Simulationsmodelle aus CST Cable Studio benutzt. Die Validierung des Simulationsmodells für die Bestimmung der Transferimpedanz der Kabelschirmungen wird durch einen Vergleich der Simulationsergebnisse für die Transferimpedanz von kombinierten Schirmen mit verfügbaren Messergebnissen gezeigt.

Für die Messung der Transferimpedanz wird das Speisedrahtverfahren angewendet. Informationen über die Messmethode zur Bestimmung der Transferimpedanz eines Kabelschirms sind z.B. in [Mushtaq und Frei, 2016] und [Hohloch et al., 2010] präsentiert. Das untersuchte HV-Kabel hat eine Länge von  $l = 1$  m. Detaillierte Angaben zum Messaufbau und zu den Messergebnissen für die Transferimpedanz des HV-Kabels mit dreifacher Schirmung sind im Prüfbericht für die Messung der Transferimpedanz der HV-Leitung [EDAG, 2015] gegeben.

Tab. 4.5: Kabel- und Schirmparameter für die Validierung von Mess- und Simulationsergebnissen für die Transferimpedanz eines HV-Kabels

Parameter	Abkürzung	Parameterwert	Details
Innenleiter	$D_L$	5,5 mm	Durchmesser Innenleiter
Folienschirm (innen)	$d_1$	0,012 mm	Dicke Aluminium
	$d_2$	0,012 mm	Dicke PET
Geflechschirm	$d_w$	0,16 mm	Drahtdurchmesser Filament
	$C_N$	8	Anzahl Stränge
	$F_N$	24	Anzahl Filamente
Folienschirm (außen)	$\alpha$	29°	Winkel
	$d_3$	0,012 mm	Dicke Aluminium
	$d_4$	0,012 mm	Dicke PET

Abbildung 4.9 zeigt den Vergleich zwischen den Mess- und den Simulationsergebnissen für die Transferimpedanz eines HV-Kabels mit dreifacher Schirmung im Frequenzbereich von 10 kHz bis 30 MHz. Das Simulationsmodell ist mit den gleichen Kabel- und Schirmungseigenschaften erstellt wie das HV-Kabel, welches hinsichtlich seiner Schirmwirkung vermessen wurde. Die Daten des Kabels und der Schirmung für die Messung der Transferimpedanz sind in [Kromberg & Schubert, 2015] spezifiziert und eine Übersicht über die relevanten Kabelparameter zeigt Tabelle 4.5.

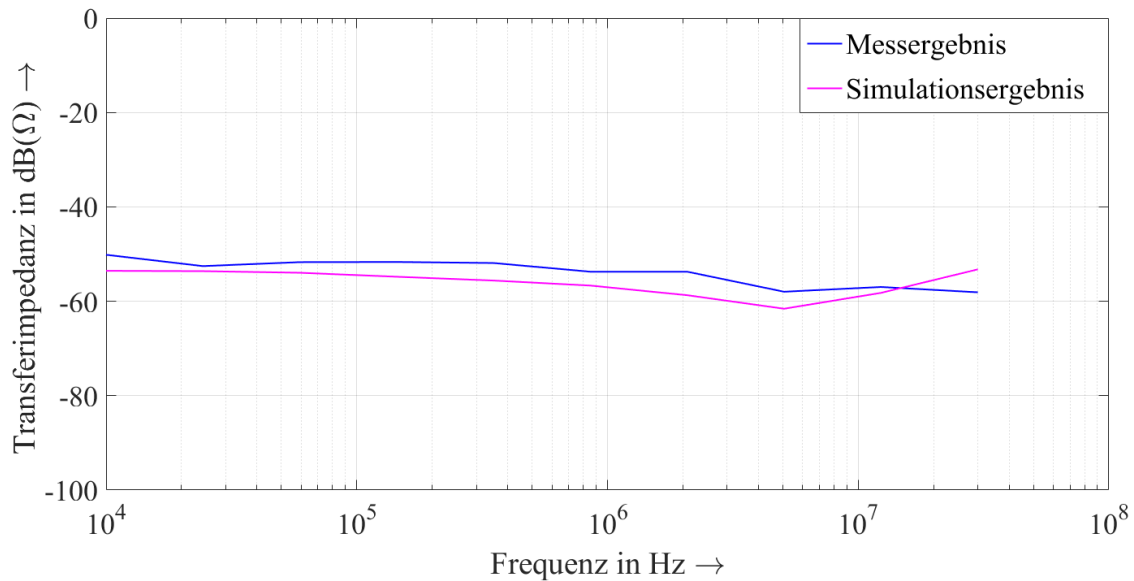


Abb. 4.9: Mess- und Simulationsergebnisse für die Transferimpedanz eines HV-Kabels im Frequenzbereich von 10 kHz bis 30 MHz

Der Vergleich der Messergebnisse mit den Simulationsergebnissen zeigt eine gute Übereinstimmung der Transferimpedanzkurven im betrachteten Frequenzbereich. Dadurch lässt sich das Simulationsmodell mit der dreifachen Schirmung für die Bestimmung der Transferimpedanzen im Vergleich zur Messung validieren.

Die Abweichung zwischen den Kurven für die Transferimpedanz lässt sich zum einen auf generelle Messungenauigkeiten und zum anderen auf minimale Unterschiede zwischen dem Messaufbau und der virtuellen Modellierung zurückführen. Zum Beispiel sind bei der virtuellen Analyse alle Schirmungen perfekt modelliert und direkt ohne Lufteinschlüsse miteinander verbunden. Auch Einflüsse durch Kabelknicke und andere Varianzen, welche im Produktionsprozess von HV-Kabeln auftreten können, sind im Simulationsmodell nicht berücksichtigt. Des Weiteren sind die Messadapter und der Einfluss des Messaufbaus auf das Ergebnis in der Simulation vernachlässigt.

## 4.2 Analyse und Optimierung von Hochvoltssystemen im Fahrzeug

Für eine Optimierung des Gesamtsystems kann die statistische Versuchsplanung schrittweise von detaillierten und abgegrenzten Fragestellungen, wie z.B. die Auslegung der Schirmungen von HV-Kabeln, bis hin zur detaillierten Analyse von Teilsystemen, wie z.B. das HV-System des Fahrzeugs, angewendet werden. Dadurch kann die Erstellung der Simulationsmodelle auf Systemebene stark vereinfacht werden, da die Ergebnisse und Vereinfachungen der Teilsysteme für weitere Analysen übernommen werden können. Die Vorgehensweise ist hierbei vom Einfachen zum Komplexen, was bedeutet, dass im Falle der Elektrofahrzeuge die Methodik zu erst auf kleine Teile oder Komponenten, wie z.B. HV-Kabel und der Effektivität der Schirmungen der Kabel, angewendet wird, um diese gezielt zu optimieren. Anschließend können die Ergebnisse für die Analyse der Kabel und Kabelschirmungen für die HV-Subsysteme übernommen werden, um im nächsten Schritt die Teilsysteme zu verbessern. Bei der Analyse der Kabelverlegung können weitere EMV-relevante Einflüsse wie Kabelabstände, Steckerverbindungen und unterschiedliche Massekonzepte gezielt untersucht werden. Auch diese Erkenntnisse können in die Systemsimulation auf Fahrzeugebene übernommen werden. Diese schrittweise Analyse und Optimierung von komplexen Systemen ermöglicht mit Hilfe von EMV-Simulationen eine stabile und effiziente EMV-Absicherung.

Die Ergebnisse für die Optimierung der Kabelschirmung aus Kapitel 4.1 werden übernommen und auf die nächst höhere Komplexitätsebene transferiert. Als Beispiel für ein Subsystem im Fahrzeug werden in der folgenden Analyse zwei geschirmte HV-Kabel bezüglich der feldgekoppelten Emissionen der Leitungen analysiert und optimiert. Der Aufbau repräsentiert die HV+- und die HV--Leitungen zwischen der Hochvoltbatterie und der Leistungselektronik im Elektro- oder Hybridfahrzeug. Abbildung 4.10 zeigt den Querschnitt durch das HV-Subsystem bestehend aus zwei geschirmten HV-Kabeln, welches mit Hilfe der statistischen Versuchsplanung untersucht und optimiert wird.

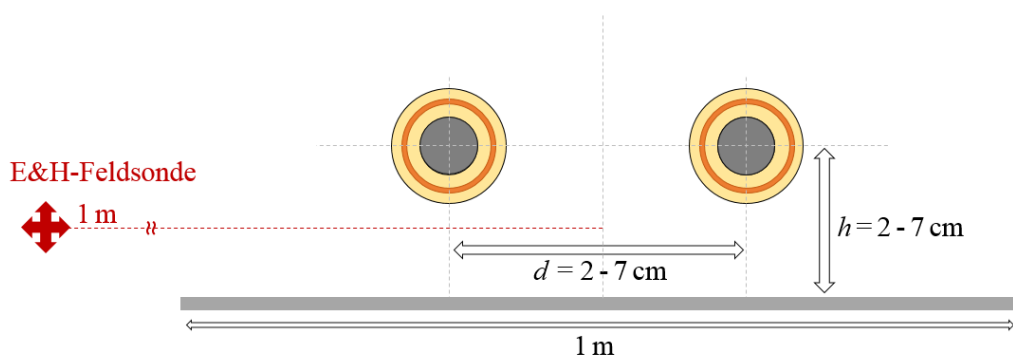


Abb. 4.10: Querschnitt durch das HV-Subsystem für die Analyse der feldgekoppelten Emissionen zweier geschirmter HV-Leitungen

Das HV-Subsystem für die Analyse und Optimierung der Einflussparameter besteht aus zwei parallelen geschirmten HV-Kabeln über einer Massefläche. Die Massefläche ist in Anlehnung an einen Messtisch im EMV-Labor beispielhaft mit einer Breite von 1 m und einer Länge von 2 m dimensioniert. Die beiden Kabel befinden sich mittig über der Massefläche. Die Kabel mit der Länge von 1 m sind mit der Länge der Massefläche von 2 m ausgerichtet. Der Abstand  $d$  zwischen den Kabeln wird vom Mittelpunkt des einen Kabels zum Mittelpunkt des anderen Kabels definiert und zwischen  $d = 2$  cm und  $d = 7$  cm variiert. Des Weiteren wird der Einfluss der Höhe des Kabelpaares über der Massefläche untersucht. Die Höhe wird in der Analyse ebenfalls zwischen  $h = 2$  cm und  $h = 7$  cm variiert. Der Aufbau für die Bestimmung der feldgekoppelten Emissionen der HV-Leitungen ist in Anlehnung an den Messaufbau für gestrahlte Emissionen von Komponenten aus der Norm [IEC/CISPR 25, 2008] definiert. Die Abbildung 4.10 veranschaulicht die Position der Messsonden. Die E- bzw. H-Feldsonde befinden sich in 1 m Abstand zum mittleren Punkt zwischen den beiden parallelen Kabeln, in der Mitte der 1 m langen Kabel und in 5 cm Höhe im Bezug zur Massefläche.

Das Simulationsmodell für die Analyse und Optimierung von Hochvoltsystemen im Fahrzeug wird in CST Cable Studio erstellt. Abbildung 8.1 im Anhang veranschaulicht das Modell in der Draufsicht. Die Berechnung des E- bzw. H-Feldes an der Messsonde wird mit Hilfe der unidirektionalen Kabel-Feld-Kopplung und des AC-Tasks durchgeführt. Der AC-Task erzeugt Spannungs- und Stromkurven als Funktion der Frequenz für die Feldsonden innerhalb des Modells. Weitere Informationen zu den Berechnungsmöglichkeiten des Simulationsmodells in CST sind in Kapitel 2.4 und in [CST Studio Suite, 2017] gegeben.

#### 4.2.1 Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für Subsysteme im Fahrzeug am Beispiel zweier paralleler HV-Leitungen

Der Aufbau für die Bestimmung der feldgekoppelten Emissionen der beiden geschirmten HV-Kabel aus Abbildung 4.10 dient im nächsten Schritt für die Analyse und Optimierung der Einflussparameter eines Subsystems im Fahrzeug. Die Parameter und Parameterbereiche für die Analyse von Subsystemen im Fahrzeug mit Hilfe der statistischen Versuchsplanung werden in Tabelle 4.6 präsentiert.

Tab. 4.6: Parameter für die statistische Versuchsplanung für die Analyse von HV-Subsystemen im Fahrzeug

Parameter	Abkürzung	Parameterwert	Details
Widerstand	$R$	0 - 0,15 $\Omega$	Schirmanbindung/ Stecker
Höhe	$h$	2 - 7 cm	Abstand der Kabel zur Massefläche
Abstand	$d$	2 - 7 cm	Abstand der Kabel zueinander

Für die Analyse der feldgekoppelten Emissionen der HV-Kabel wird das optimierte Simulationsmodell für die Schirmeffektivität einer dreifachen Schirmung aus Kapitel 4.1.1 übernommen. Dies bedeutet, dass die Schirmparameter bei der Durchführung der statistischen Versuchsplanung zur Analyse des HV-Subsystems konstant gehalten werden. Die Ergebnisse aus der Untersuchung und Optimierung der Schirmeffektivität dienen als Grundlage für die Analyse weiterer Einflussparameter auf die Zielgrößen des Simulationsmodells. Als Einflussparameter auf die E- und H-Feldstärke in der Umgebung der HV-Kabel werden in dieser Analyse der Widerstand der Schirmanbindungen  $R$  sowie die Höhe  $h$  der beiden Kabel im Abstand zur Massefläche und der Abstand  $d$  zwischen den beiden Kabeln untersucht.

Die Schirmanbindung repräsentiert die Qualität der Steckerverbindung. Im Simulationsmodell wird diese durch das Hinzufügen der Widerstände  $R$  im Pfad der Schirmanbindung berücksichtigt. Es wird angenommen, dass die vier Stecker an den Enden der Kabel die gleiche Steckerverbindung und daher eine ähnlich gute bzw. ähnlich schlechte Schirmanbindung besitzen. Alle vier Widerstände  $R$  im Massepfad der Schirmanbindungen werden in der Analyse der feldgekoppelten Emissionen des Kabelpaares daher mit dem gleichen Wert im definierten Parameterbereich variiert.

Für die Untersuchung des Subsystems bezüglich der feldgekoppelten Emissionen werden die beiden geschirmten Kabel mit einer Gleichtaktanregung und mit einer Gegentaktanregung mit 1 V beschaltet. Die physikalischen Grundlagen von Gleich- und Gegentaktstörungen sind in Kapitel 2.1 erläutert. Abbildung 4.11 veranschaulicht die Beschaltung der beiden geschirmten Leitungen mit einer reinen Gleichtakt- bzw. Gegentaktanregung sowie die Widerstände  $R$ , welche die Schirmanbindung repräsentieren.

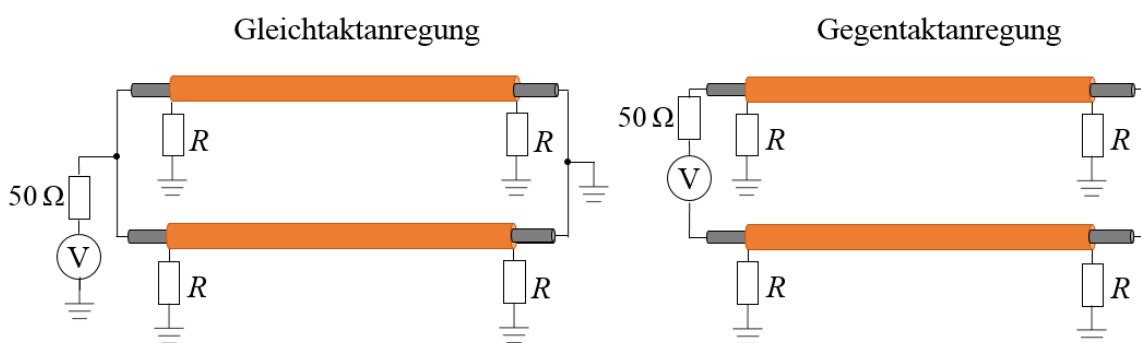


Abb. 4.11: Beschaltung der parallelen HV-Leitungen mit einer Gleich- und Gegentaktanregung

In dieser Analyse werden zwei Zielparameter für die statistische Versuchsplanung definiert und für jeden Zielparameter wird eine Untersuchung hinsichtlich der Einflussstärken der Parameter durchgeführt. Als Zielparameter werden die Durchschnittswerte der E- und H-Feldmesssonde im Frequenzbereich von 1 MHz bis 30 MHz an einem Feldpunkt in 1 m Abstand zum Messobjekt definiert. Für die Optimierung der Simulationsmodelle werden beide Zielparameter in Kombination mit dem Ziel der Minimierung der feldgekoppelten Emissionen in der Umgebung der HV-Kabel betrachtet.

Für die Interpretation der Visualisierungen der Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung ist es wichtig weiterhin in Erinnerung zu behalten, dass die Grafiken dynamisch sind und jeweils nur einen Ist-Stand für eine bestimmte Parameterkombination und deren Auswirkungen auf die Zielparameter veranschaulichen. Es muss beachtet werden, dass sich die Kurvenverläufe und dementsprechend auch die Ergebnisse für die Zielparameter, bei einer Änderung der Parametereinstellungen innerhalb der definierten Parameterbereiche verändern können. Beispiele und Erklärungen für die Visualisierung der Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung sind in Kapitel 3.3.2 gegeben.

Abbildung 4.12 zeigt die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für die Minimierung der E- und H-Feldstärke in der Umgebung der Doppelleitung bei einer Gleichaktanregung des Kabelpaares.

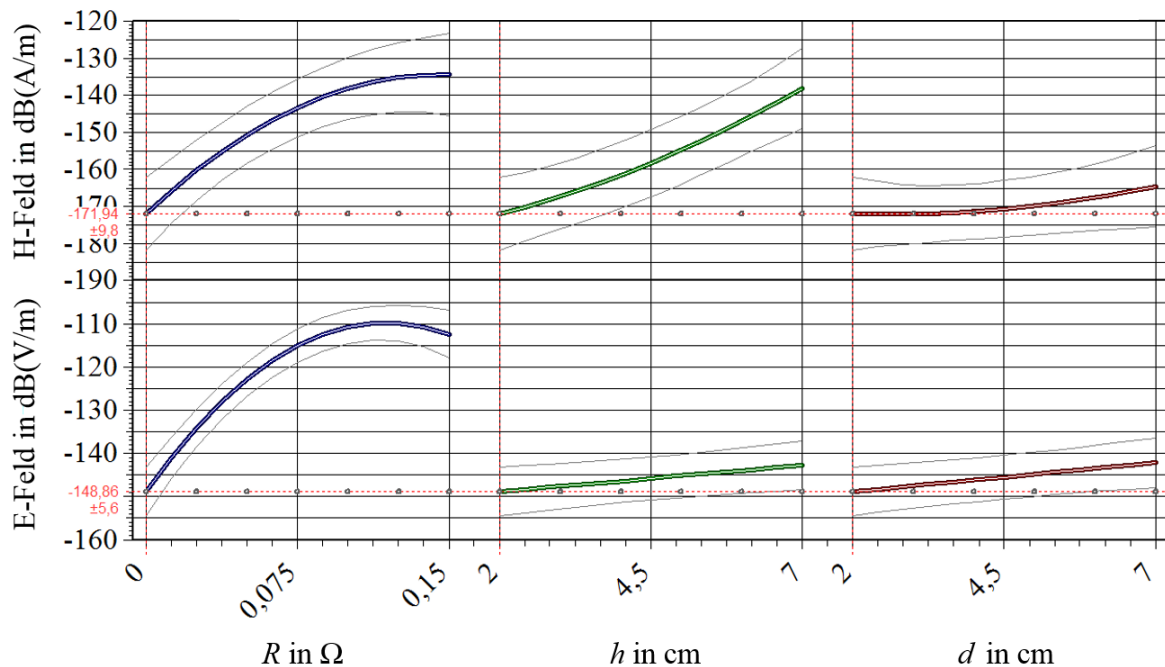


Abb. 4.12: Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für die dynamischen Abhängigkeiten der Parametervariationen für die Widerstände  $R$ , die Höhe  $h$  und den Kabelabstand  $d$  bei einer Gleichaktanregung der Doppelleitung für die Parameterkombination  $R = 0 \Omega$ ,  $h = 2 \text{ cm}$  und  $d = 2 \text{ cm}$



Die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung werden für das E- und das H-Feld und die Optimierung beider Zielwerte in Kombination hinsichtlich eines Minimums an feldgekoppelten Emissionen der HV-Leitungen gezeigt. Das optimierte Simulationsmodell hat die Parametereinstellungen  $R = 0 \Omega$ ,  $h = 2 \text{ cm}$  und  $d = 2 \text{ cm}$ . Die Optimierung der Zielparameter bezieht sich auf die zuvor definierten Parameterbereiche aus Tabelle 4.6.

Die ideale Parameterkombination aus der Analyse des Simulationsmodells kann dadurch erklärt werden, dass ein möglichst kleiner Parameterwert für  $R$  in Relation zu einer guten Schirmanbindung steht. Hierbei muss beachtet werden, dass der ideale Wert von  $R = 0 \Omega$  für die Steckerverbindung in der Realität nicht zu erreichen ist. Aus den Simulationsergebnissen lässt sich für das HV-Subsystem ableiten, dass der Widerstand  $R$  so gering wie möglich zu halten ist, um das E- und H-Feld im Umfeld der Leitungen zu minimieren. Je besser die Schirmanbindung ist, desto besser ist die Schirmwirkung und desto kleiner ist die Stärke des E- und H-Felds an der Messsonde. Das E- und H-Feld in der Umgebung des Messobjekts nimmt mit der Verbesserung der Steckerverbindungen und somit der Verringerung des Verbindungswiderstands  $R$  ab.

Des Weiteren zeigen die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für die Gleichtaktanregung des geschirmten Leiterpaares, dass die Schirmanbindung im Vergleich zu den anderen betrachteten Parametern den größten Einfluss auf die Stärke des E- und H-Felds an den Messsonden hat. Dies lässt sich in der Abbildung 4.12 durch die größte Steigung des Parameters  $R$  bezogen auf die Zielgrößen ablesen.

Die Einflüsse der Parameter der Höhe  $h$  der Kabel über der Masse und des Kabelabstands  $d$  sind ebenfalls klar erkennbar. Ein kleiner Parameterwert für die Höhe  $h$  geht mit einem geringen Induktivität der Masseschleife einher. Des Weiteren führt ein möglichst kleiner Kabelabstand  $d$  zu einem größeren Abstand des vorderen HV-Kabel zur Messsonde in 1 m Abstand zum Mittelpunkt zwischen den Kabeln. Die Höhe  $h$  der beiden Kabel über der Masse beeinflusst ebenfalls die Feldstärke in der Umgebung des Subsystems, besonders die des H-Feldes. Je größer der Abstand der beiden HV-Kabel zur Massefläche, desto größer ist die Masseschleife und daher das magnetische Feld in der Umgebung des Kabelpaares. Außerdem steigt die Impedanz der Masseschleife mit steigender Höhe  $h$  der Kabel über der Masse an und das E-Feld in der Umgebung des Messobjektes steigt ebenso an. Eine Minimierung des Abstands  $d$  zwischen den geschirmten Kabeln führt zu einer Vergrößerung des Abstands des vorderen Kabels zur Messsonde und somit zu einer Reduktion des E- und H-Feldes an der Messsonde. Daraus lässt sich ableiten, dass die HV-Kabel für eine Optimierung der Zielgrößen möglichst nah beieinander und möglichst nah an der Massefläche positioniert werden sollten.

Abbildung 4.13 zeigt die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für die Minimierung der E- und H-Feldstärke bei einer Gegentaktanregung der beiden parallelen HV-Leitungen.

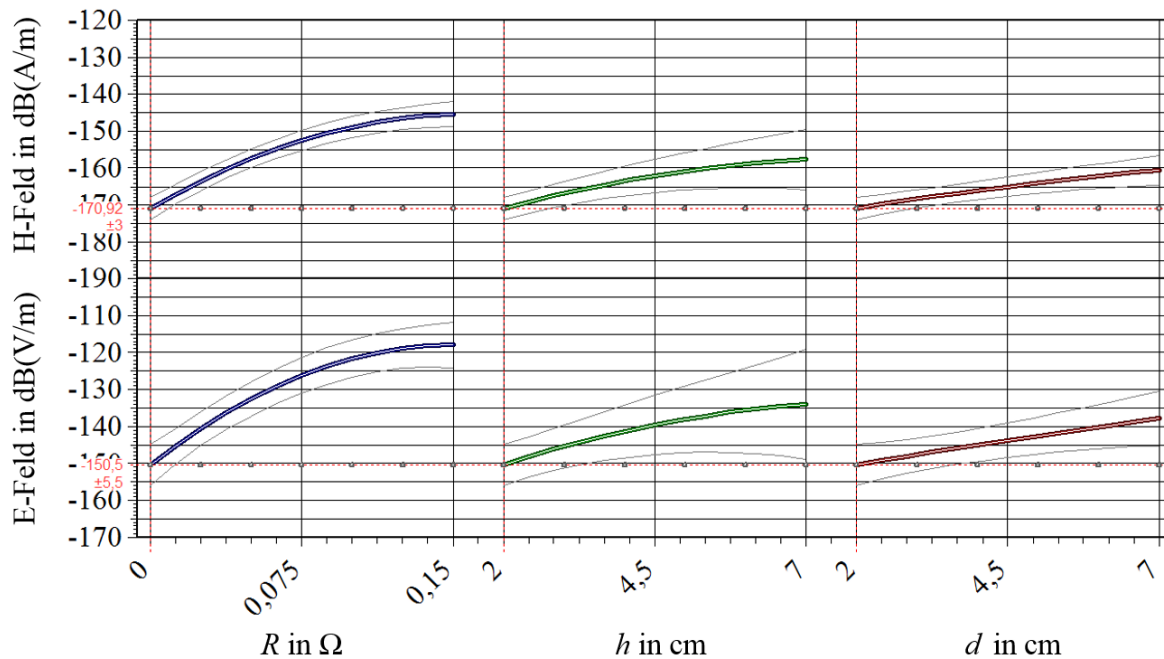


Abb. 4.13: Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für die dynamischen Abhängigkeiten der Parametervariationen für die Widerstände  $R$ , die Höhe  $h$  und den Kabelabstand  $d$  bei einer Gegentaktanregung der Doppelleitung für die Parameterkombination  $R=0\ \Omega$ ,  $h=2\ \text{cm}$  und  $d=2\ \text{cm}$

Die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung werden wie zuvor bei der Gleichaktanregung für das E- und das H-Feld und die Optimierung beider Zielwerte in Kombination hinsichtlich des Minimums an feldgekoppelten Emissionen gezeigt. Das optimierte Simulationsmodell mit dem Ziel der Minimierung beider Zielparameter hat die gleiche Kombination von Parametern wie das Simulationsmodell mit der Beschaltung im Gleichtakt definiert durch die Widerstände  $R=0\ \Omega$ , die Höhe  $h=2\ \text{cm}$  und den Abstand  $d=2\ \text{cm}$ .

Die Ergebnisse für die Gegentaktanregung der beiden parallelen Leitungen aus Abbildung 4.13 zeigen die gleichen Tendenzen für die untersuchten Parameter wie die Ergebnisse für die Gleichaktanregung der parallelen HV-Leitungen aus Abbildung 4.12. Im Vergleich der drei betrachteten Parameter  $R$ ,  $h$  und  $d$  ist der Einfluss der Schirmanbindung durch den Stecker auf das E- und H-Feld an der Messsonde im Abstand zum Messaufbau auch hier am stärksten. Eine Vergrößerung der Höhe  $h$  der beiden geschirmten Leitungen über der Maschenfläche führt zu einer Erhöhung des E- und H-Feldes in der Umgebung des Messobjekts. Eine ähnliche Wirkung auf die Zielparameter lässt sich für die Vergrößerung des Abstands  $d$  zwischen den Kabeln identifizieren.

Für die Gleichtaktanregung der geschirmten HV-Kabel gilt: Je größer der Abstand der beiden HV-Kabel zur Massefläche, desto größer ist die Masseschleife und daher das magnetische Feld in der Umgebung der Kabel. Dieser Effekt lässt sich in den Simulationsergebnissen durch eine starke Abhängigkeit des Parameters  $h$  auf die Zielgröße des H-Feldes ablesen. Außerdem steigt die Impedanz der Masseschleife mit steigender Höhe  $h$  der Kabel, wodurch das E-Feld in der Umgebung des Messobjektes ebenso ansteigt. Dieser Zusammenhang zeigt sich in den Ergebnissen durch die Auswirkung des Parameters  $h$  auf das E-Feld. Bei der Gegentaktanregung des Kabelpaares zeigen die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung, dass die Vergrößerung der Höhe  $h$  einen Einfluss auf das E-Feld und auf das H-Feld hat. Dieser Zusammenhang lässt sich auf die kapazitive Kopplung zwischen dem Kabelpaar und der Massefläche zurückführen.

Über die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für die Simulationsergebnisse lässt sich zusammenfassend sagen, dass die Qualität der Steckeranbindung bzw. der Widerstand der Schirmanbindung bei einer Anregung der beiden parallelen HV-Leitungen im Gleich- sowie im Gegentakt den größten Einfluss auf die E- und H-Feldstärke in der Umgebung der geschirmten Leitungen hat. Je besser die Schirmanbindung ist, desto besser ist die Schirmwirkung und desto kleiner ist die Stärke des E- und H-Feldes in der Umgebung der HV-Kabel. Die Analyse des geschirmten Kabelpaares und die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung zeigen die Wichtigkeit einer guten Schirmanbindung bzw. Steckerqualität für die EMV von HV-Systemen im Fahrzeug. Eine Minimierung der Höhe  $h$  der Kabel über der Massefläche und des Abstands  $d$  der parallelen Kabel voneinander führen zu einer Verringerung des E- und H-Feldes in der Umgebung des Kabelpaares.

Der Abstand von 1 m zwischen Messsonde und dem Prüfling ist für die Bestimmung der gestrahlten Emissionen in der Norm [IEC/CISPR 25, 2008] definiert. Der hier betrachtete Messaufbau für die Analyse des HV-Subsystems ist nur angelehnt an den normativen Messaufbau für Komponentenmessungen, da der Abstand zur Messsonde in dieser Analyse zum Mittelpunkt zwischen den parallelen Kabeln definiert ist, wie Abbildung 4.10 veranschaulicht. Durch diese vereinfachte Annahme soll der Einfluss des Kabelabstandes auf die Feldstärke an der Messsonde besser identifizierbar gemacht werden, da sonst das hintere Kabel bei einer Vergrößerung des Abstandes immer weiter von der Messsonde entfernt würde ohne dass das andere seinen Abstand zur Messsonde ändert. Ein Anstieg der Feldstärke durch die Vergrößerung des Abstandes könnte somit ausgeglichen werden, wodurch sich dann keine Parameterabhängigkeiten zeigen könnten. Daher wurde der Abstand der Messsonde zum Mittelpunkt zwischen den Kabeln definiert, wohl wissend, dass dies einen Effekt zur Verstärkung der E- und H-Feldstärke zeigen kann. Daraus folgt, dass durch die Variation der Abstände der Kabel der Abstand der Messsonde von 1 m zu den beiden HV-Kabeln geringfügig verändert wird. Eine Vergrößerung des Abstandes führt zu einer Verringerung des Abstandes des einen Kabels zur Messsonde, wodurch sich bei der Gleichtaktanregung der Einfluss

des Parameters  $d$  auf die Zielgrößen des E- und H-Feldes erklären lassen. Bei der Gegen-taktanregung ist eine stärkere Abhängigkeit des Parameters  $d$  auf die beiden Zielgrößen mit der gleichen Tendenz zu erkennen. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass zusätzlich zu der Veränderung des Abstandes zur Feldsonde durch die Vergrößerung des Abstandes  $d$  die Schleife der beiden Leiter vergrößert wird. Beide Einflüsse führen zu einer Erhöhung der E- und H-Feldstärke in der Umgebung des Messobjektes.

#### 4.2.2 Diskussion der Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für die Analyse des Subsystems mit Hilfe von Messergebnissen

Die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für die Einflussparameter auf die feldgekoppelten Emissionen zweier geschirmter HV-Leitungen werden mit Hilfe von Messungen diskutiert. Für die Analyse des Simulationsmodells wird außerdem ein Abgleich zwischen den Messergebnissen und den Simulationsergebnissen durchgeführt, indem das Simulationsmodell aus Kapitel 4.2.1 schrittweise an den Messaufbau angepasst wird.

Der Messaufbau für die Bestimmung der feldgekoppelten Emissionen der HV-Leitungen ist in Abbildung 4.14 veranschaulicht. Die Messungen werden in einem abgeschirmten EMV-Messlabor durchgeführt.

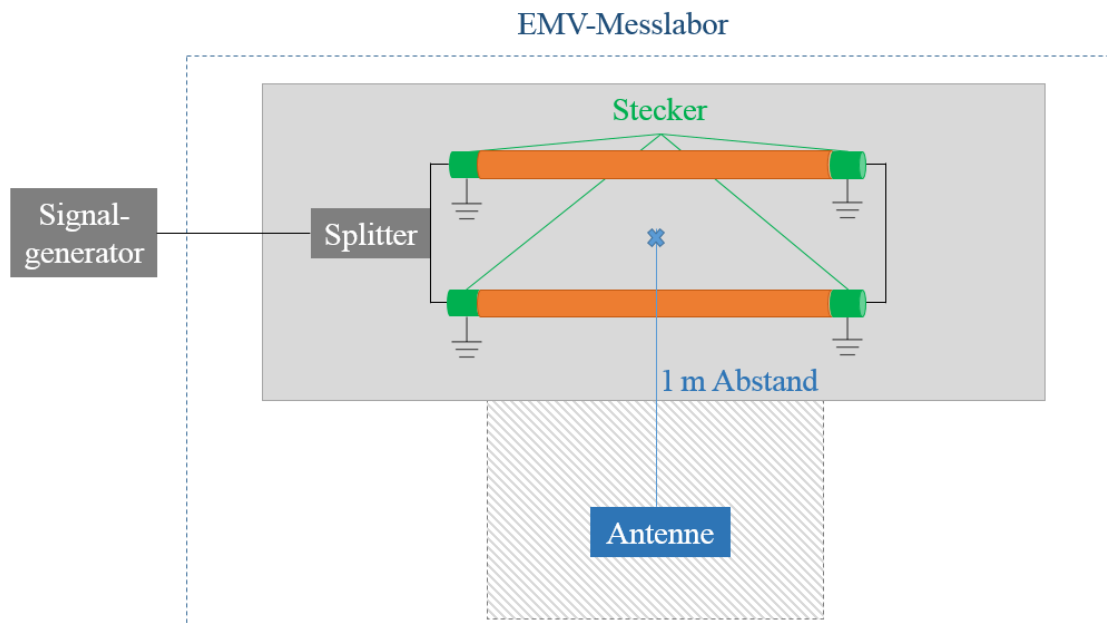


Abb. 4.14: Schematische Darstellung des Messaufbaus für die Bestimmung der feldgekoppelten Emissionen zweier geschirmter HV-Leitungen im EMV-Labor

Der Messaufbau orientiert sich an dem Aufbau für die virtuelle Analyse zweier paralleler HV-Leitungen aus den Abbildungen 4.10 und 4.11 aus Kapitel 4.2.1. Die HV-Kabel haben eine Länge von 1 m und eine mehrfache Schirmung aus zwei Folienschirmen und einem Geflechschirm (vergleiche vorheriges Kapitel). Die detaillierten Eigenschaften des HV-Kabels sind dem Datenblatt [Kromberg & Schubert, 2015] zu entnehmen. Die beiden geschirmten Kabel sind mit N-Steckern abgeschlossen. Sie liegen parallel auf einer oder mehrerer Platten aus Isolationsmaterial mit der Dicke 5 cm. Unterhalb der Isolation befindet sich der Messstisch, welcher im Messaufbau die Massefläche repräsentiert. Für die E-Feldbestimmung wird die Massefläche für die Masseanbindung der Antenne an den Messtisch verlängert (schraffierter Bereich in Abbildung 4.14), da die verwendete Stabantenne auf einer eigenen Massefläche montiert ist. Die Innenleiter der parallelen Leitungen sind am Ende mit einem ungeschirmten Drahtstück verbunden. Der Signalgenerator [Rohde & Schwarz, a] befindet sich außerhalb des Messlabors. Die Kabel werden für die Analysen mit 1 V Sinusspannung nacheinander mit einer Gleich- und einer Gegentaktanregung versorgt. Im Messaufbau befindet sich zusätzlich ein Betriebsarten-Umschalter [Schwarzbeck, a], wodurch das Umschalten zwischen der Gleichaktanregung und der Gegentaktanregung des Leitungspaares leicht möglich ist. Die Schirme bzw. die Außenseite der Stecker sind im Messaufbau mit Hilfe von Kupferklebeband mit der Tischmasse verbunden. Die Antennen für die Bestimmung des E-Feldes bzw. des H-Feldes befinden sich wie in Abbildung 4.10 veranschaulicht in 1 m Abstand zum Mittelpunkt zwischen den parallelen HV-Leitungen. Das E-Feld wird mit Hilfe einer Stabantenne (Monopol) [Rohde & Schwarz, b] bestimmt. Für die H-Feldmessung wird eine Rahmenantenne [Schwarzbeck, b] in  $x$ -,  $y$ - und  $z$ -Ausrichtung aufgestellt. Anschließend wird aus den Messergebnissen für das H-Feld der Absolutwert berechnet. Die Antennenfaktoren sind durch die Laborsoftware bereits im Messergebnis berücksichtigt. Die Ergebnisse für das E- und H-Feld werden für die Analyse des Subsystems und zur Diskussion der Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung ausgewertet. Die Fotos 8.2 und 8.3 im Anhang zeigen den Messaufbau für das E- und H-Feld der geschirmten HV-Leitungen im EMV-Komponentenlabor mit einer Stabantenne bzw. Rahmenantenne.

Die Messungen für das E- und H-Feld werden für die Höhen  $h = 5$  cm und  $h = 10$  cm und die Abstände  $d = 2$  cm und  $d = 8$  cm der beiden geschirmten HV-Kabel sowie für die Frequenzen 100 kHz, 300 kHz, 1 MHz, 3 MHz, 10 MHz und 30 MHz durchgeführt. Die Abstände für die Höhe  $h$  der Kabel über der Massefläche sind für den Messaufbau durch die Platten aus Isolationsmaterial mit einer Dicke von 5 cm bedingt. Für die Messungen bei einer Kabelhöhe von  $h = 5$  cm liegt eine Platte aus Isolationsmaterial zwischen den HV-Kabeln und der Massefläche. Für die Messungen der Höhe  $h = 10$  cm werden zwei Platten aus Isolationsmaterial gestapelt. Die Abstände  $d$  zwischen den Kabeln sind von Kabelmitte zu Kabelmitte betrachtet und sind angelehnt an die Analyse aus Kapitel 4.2.1 im Bereich zwischen 2 cm und 8 cm variiert. Der Einfluss des Parameters  $R$  wird bei der Messung der feldgekoppelten Emissionen der beiden HV-Leitungen nicht untersucht, da die Enden der geschirmten Leitungen im

Messaufbau direkt mit einer Steckeranbindung verbaut sind. Der Widerstand bzw. die Qualität des Steckers und die Schirmanbindung sind dadurch festgelegt und schwer zu variieren. Die Stecker sind mit Hilfe von Kupferklebeband mit der Tischmasse verbunden. Das Kupferklebeband hat eine Länge von mehr als 10 cm, um die Höhenvariation der Kabel durchführen zu können. Das Kupferklebeband mit dieser Länge hat einen nicht unerheblichen Widerstand ( $\gg 0,5 \Omega$ ). Wie die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung aus Kapitel 4.2.1 zeigen, hat die Qualität der Steckerverbindung bzw. der Masseanbindung einen großen Einfluss auf das E- und H-Feld in der Umgebung der geschirmten Leitungen. Durch die Länge des Kupferklebebandes, welches den Stecker im Messaufbau mit der Tischmasse verbindet, sowie die Klebeverbindungen ist im Messaufbau ein hoher Widerstand anzunehmen. Messergebnisse der Verbindung vom Stecker über das Masseband (inklusive der Klebeschicht) zur Tischmasse des Messaufbaus zeigen einen frequenzabhängigen Widerstand zwischen 1-4  $\Omega$ .

Für die Analyse und Diskussion der Messergebnisse wird das Simulationsmodell aus Kapitel 4.2.1 für eine nähere Untersuchung des Einflusses des Parameters  $R$  herangezogen. Der Einfluss der Steckeranbindung wird im Simulationsmodell für  $R = 1 \Omega$ ,  $R = 2 \Omega$ ,  $R = 3 \Omega$  und  $R = 4 \Omega$  untersucht. Für die detaillierte Analyse des Einflusses der Widerstände  $R$  auf die Ergebnisse wird im Simulationsmodell beispielhaft eine Kabelhöhe  $h = 10$  cm und ein Kabelabstand  $d = 8$  cm definiert. Tabelle 4.7 zeigt die Durchschnittswerte für das E- und H-Feld für die Frequenzpunkte 100 kHz, 300 kHz, 1 MHz, 3 MHz, 10 MHz und 30 MHz des Simulationsmodells mit einer Variation des Parameters  $R$ . Die Durchschnittswerte für die Simulationsergebnisse sind auf die zweite Nachkommastelle gerundet.

Tab. 4.7: Ergebnisse für das E- und H-Feld an der Feldsonde für das Simulationsmodell mit der Höhe  $h = 10$  cm und dem Kabelabstand  $d = 8$  cm zur Analyse des Einflusses der Steckerqualität durch eine beispielhafte Erhöhung der Widerstände von  $R = 1 \Omega$  bis  $R = 4 \Omega$

Anregungsform	Zielgröße	$R = 1 \Omega$	$R = 2 \Omega$	$R = 3 \Omega$	$R = 4 \Omega$
Gleichtaktanregung	H-Feld in dB(A/m)	-104,66	-99,35	-96,60	-94,79
	E-Feld in dB(V/m)	-84,25	-78,32	-74,93	-72,48
Gegentaktanregung	H-Feld in dB(A/m)	-86,18	-85,51	-85,09	-84,79
	E-Feld in dB(V/m)	-86,39	-81,63	-79,19	-77,57

Die Ergebnisse für die Durchschnittswerte des E- und H-Feldes des Simulationsmodells mit einer Erhöhung der Widerstände  $R$  in Tabelle 4.7 unterstützen die Wichtigkeit einer guten Steckerverbindung für die Minimierung des E- und H-Feldes in der Umgebung des Kabelpaares. Ein Vergleich der Simulationsergebnisse aus Tabelle 4.7 zeigt eine steigende Tendenz des E- und H-Feldes an der Feldsonde mit der Vergrößerung der Widerstände  $R$ . Je nach Widerstand im gewählten Parameterbereich zwischen  $R = 1-4 \Omega$  verändern sich die Feldstärken in einer Größenordnung von ca. 10 dB. Aus der Analyse des Einflusses des Parameters  $R$  folgt, dass die folgenden Messergebnisse unter Berücksichtigung des starken Einflusses der Steckerverbindung und des Kupferbandes sowie der Klebeschicht betrachtet werden müssen. Da der Widerstand  $R$  frequenzabhängig ist und durch Veränderungen im Messaufbau (Einfluss der Klebeschicht) schwanken kann, können in der Simulation nur beispielhafte Werte zwischen  $R = 1-4 \Omega$  angenommen werden.

Des Weiteren wird zur Verbindung der Innenleiter im Messaufbau ein dünner Draht verwendet. Dieses ungeschirmte Drahtstück hat eine Länge von mindestens 8 cm, um die Variation des Abstands  $d$  zwischen den parallelen HV-Kabeln zu ermöglichen. Im Bereich der ungeschirmten Verbindung der Innenleiter an den Enden der HV-Kabel kann es zu erhöhten Abstrahlungen kommen. Für eine weitere Anpassung des Simulationsmodells an den Messaufbau wird das ungeschirmte Kabel im Simulationsmodell berücksichtigt. Hierfür wird ein Kabelstück mit dem gleichen Durchmesser des Innenleiters der HV-Kabel am hinteren Ende der Kabel eingefügt. Bei diesem Beispiel haben die Kabel eine Höhe von  $h = 10$  cm und zur Berücksichtigung der Effekte des Kabelstückes auf das E- bzw. H-Feld wird der maximale Kabelabstand von  $d = 8$  cm analysiert. Tabelle 4.8 zeigt die Durchschnittswerte für das E- und H-Feld für die betrachteten Frequenzpunkte des an den Messaufbau angepassten Simulationsmodells inklusive des zusätzlichen Kabelstückes sowie die Durchschnittswerte der Messergebnisse. Die Ergebnisse sind auf die zweite Nachkommastelle gerundet.

Tab. 4.8: Durchschnittswert der Frequenzpunkte für das E- und H-Feld des angepassten Simulationsmodells mit dem beispielhaft gewählten Widerstand  $R = 3 \Omega$  und mit Berücksichtigung des ungeschirmten Kabelstückes im Vergleich zu den Messergebnissen

Anregung	Zielgröße	Simulation	Messung
Gleichtaktanregung	H-Feld	-96,88 dB(A/m)	-85,06 dB(A/m)
	E-Feld	-63,67 dB(V/m)	-45,79 dB(V/m)
Gegentaktanregung	H-Feld	-87,38 dB(A/m)	-91,91 dB(A/m)
	E-Feld	-60,20 dB(V/m)	-46,93 dB(V/m)

Der Vergleich der Simulationsergebnisse des angepassten Modells und der Messergebnisse wird für die Gleichtakt- und die Gegentaktanregung durchgeführt. Die Beschaltung der geschirmten Kabel ist im Simulationsmodell nach Abbildung 4.11 aufgebaut. Die Simulationsergebnisse sind beispielhaft für einen Widerstand der Steckerverbindungen  $R = 3 \Omega$  veranschaulicht. Der Vergleich der Ergebnisse aus Tabelle 4.8 zeigt eine Annäherung der Durchschnittswerte für das E- und H-Feld des angepassten Simulationsmodells an die Messergebnisse mit der gleichen Höhe und dem gleichen Kabelabstand.

Mit Hilfe der Ergebnisse aus den Tabellen 4.7 und 4.8 lässt sich zeigen, dass das Simulationsmodell durch das Hinzufügen bekannter Einflüsse, welche auf den Messaufbau und somit auf die Messergebnisse wirken, an die messtechnisch bestimmten Ergebnisse angenähert werden kann. In diesem Fall wird der Einfluss der Steckverbindung bzw. Masseanbindung und die Verbindung der Innenleiter durch ein weiteres Leitungsstück berücksichtigt. Das E- und H-Feld in der Umgebung der Kabel steigt durch diese Veränderungen des Simulationsmodells deutlich an. Der Parameter  $R$  ist in dieser Analyse nur beispielhaft gewählt. Da der Parameter einen starken Einfluss auf die hier untersuchten Zielgrößen hat, bringt dies Unschärfe in den direkten Vergleich zwischen den Mess- und Simulationsergebnissen. Des Weiteren könnte das Simulationsmodell noch beliebig detailliert und z.B. um mögliche Einflüsse des Betriebsarten-Umschalters, mögliche Reflexionen im Messaufbau und die exakten Antennengeometrien im Vergleich zu den Messpunkten erweitert werden. Im Messaufbau ist für das leichtere Umschalten zwischen der Gegentakt- und der Gleichtaktanregung der beiden Kabel ein Betriebsarten-Umrichter enthalten, welcher im Simulationsmodell nicht berücksichtigt ist und welcher einen Einfluss auf das Messergebnis haben kann. Es kann im Messaufbau zu Reflexionen und Fehlern bei der Anpassung kommen, wodurch sowohl E- und H-Feld in der Umgebung der HV-Leitungen beeinflusst werden können. Die Bestimmung der E- und H-Feldstärke ist im Simulationsmodell an einem definierten Feldpunkt im Abstand zum Messobjekt möglich. Im Messaufbau wird für die Bestimmungen der Feldstärke eine Stab- bzw. Rahmenantenne benutzt. Der Feldpunkt zur Bestimmung der E- und H-Feldstärke kann im Vergleich zur Stab- bzw. Rahmenantenne zu abweichenden Ergebnissen führen. Außerdem kann beim Messaufbau auch die Verkabelung vom Signalgenerator außerhalb der EMV-Halle zum Messaufbau und die Verkabelungen der Antennen zum Messempfänger einen Einfluss auf die Ergebnisse haben. Durch die hier untersuchte Kabellänge von 1 m spielen die Stecker bzw. Schirmanbindungen eine relevante Rolle im Bezug auf die Feldstärken in der Umgebung des Kabelpaares. Die feldgekoppelten Emissionen an den Enden der Kabel, welche durch die Steckverbindung und Schirmanbindung entstehen können, beeinflussen außerdem die Messergebnisse. Es kann jedoch auch Einflüsse des Messaufbaus geben, welche nicht bekannt oder geeignet definierbar sind und daher auch nicht in das Simulationsmodell übernommen werden können. Diese Unterschiede müssen beim Vergleich der Mess- und Simulationsergebnisse berücksichtigt werden.



Um die Messergebnisse für die Stärke des E- und H-Feldes in der Umgebung des geschirmten Kabelpaares zu plausibilisieren, wird das Simulationsmodell aus Kapitel 4.2.1 verändert. Hierfür werden die bekannten Einflüsse auf den Messaufbau im Simulationsmodell berücksichtigt. Die Analyse des Parameters  $R$  hat gezeigt, dass der Einfluss der Steckverbindung das Ergebnis für das E- und H-Feld maßgeblich beeinflusst. Da für den frequenzabhängigen Widerstand nur die Größenordnung von  $R \approx 1-4 \Omega$  bekannt ist, muss der Widerstand im Simulationsmodell beispielhaft gewählt werden. In dem folgenden Vergleich ist ein Wert von  $R = 3 \Omega$  angenommen. Das ungeschirmte Kabel zur Verbindung der HV-Kabel aus der Analyse in Tabelle 4.8 ist im Simulationsmodell berücksichtigt. Des Weiteren ist die Massefläche (ursprünglich 1 m x 2 m) an die des Messaufbaus aus Abbildung 4.14 durch einer Verbreiterung der Fläche auf 2,5 m angepasst. Zusätzlich muss beim Vergleich der gezeigten Simulations- und Messergebnisse in Erinnerung behalten werden, dass es sich um Durchschnittswerte des E- und H-Feldes an bestimmten Frequenzpunkten handelt.

Die Abbildungen 4.15 und 4.16 zeigen die Messergebnisse für die Gleichtaktanregung und die Gegentaktanregung der geschirmten HV-Leitungen im Vergleich zu den Simulationsergebnissen des an den Messaufbau angepassten Modells. Für einen leichteren Vergleich der Parameterabhängigkeiten sind die Ergebnisse in ähnlicher Form ausgewertet und visualisiert, wie die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für die Simulationsergebnisse: Die Durchschnittswerte des H- bzw. E-Feldes im Frequenzbereich werden als Zielparаметer definiert. Die Abhängigkeiten der beiden Zielparаметer sind im Bezug zur Variation der Höhe  $h$  und des Kabelabstandes  $d$  dargestellt. Der jeweils andere Parameter bleibt konstant. Die Visualisierung unterscheidet sich dadurch von den dynamischen Grafiken der Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung, dennoch sind die Tendenzen für einzelne Parameter bezüglich der Zielgrößen ablesbar.

Wie aus den Abbildungen 4.15 und 4.16 abgeleitet werden kann, zeigen sowohl die Messergebnisse als auch die Simulationsergebnisse des angepassten Modells einen Anstieg der H- und E-Feldstärke bei der Vergrößerung der Höhe  $h$  der beiden Kabel über der Massefläche und bei der Vergrößerung des Abstands  $d$  zwischen den beiden Kabeln. Die Erweiterung des Simulationsmodells um absichtlich eingefügte Störeffekte, welche durch den Messaufbau hervorgerufen werden, ermöglicht einen annähernden Abgleich zwischen den Mess- und Simulationsergebnissen. Hinsichtlich einer gezielten Analyse der Einflussparameter auf das Hochvoltsystem ist diese Vorgehensweise jedoch nicht zielführend, da die Einflüsse des Messaufbaus störend auf die Ergebnisse wirken. Des Weiteren kann es sein, dass auch nicht alle Einflüsse, welche durch den Messaufbau auf das Messergebnis wirken, bekannt oder in geeigneter Weise und ohne großen Aufwand quantifizierbar sind.

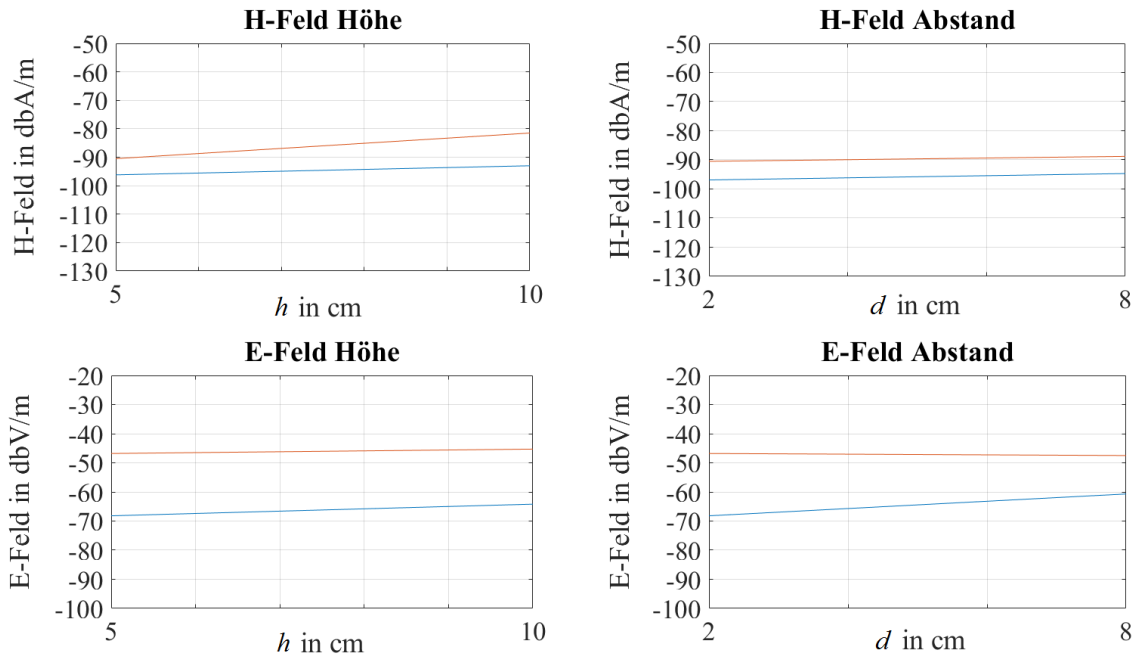


Abb. 4.15: Messergebnisse (orange) für das E- und H-Feld bei einer Gleichaktanregung der HV-Leitungen im Bezug zur Höhe  $h$  und Abstand  $d$  des Kabelpaares im Vergleich zu den Simulationsergebnissen (blau) des angepassten Modells: Variation der Höhe  $h$  bei  $d = 2$  cm und Variation des Abstands  $d$  bei  $h = 5$  cm

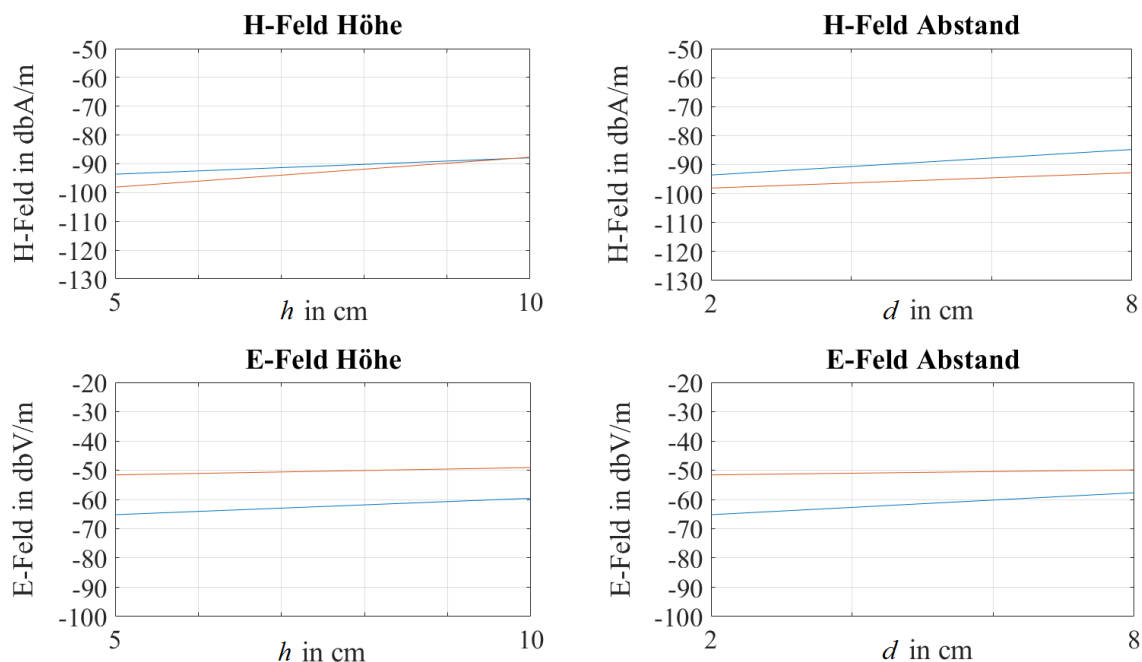


Abb. 4.16: Messergebnisse (orange) für das E- und H-Feld bei einer Gegentaktanregung der HV-Leitungen im Bezug zur Höhe  $h$  und Abstand  $d$  des Kabelpaares im Vergleich zu den Simulationsergebnissen (blau) des angepassten Modells: Variation der Höhe  $h$  bei  $d = 2$  cm und Variation des Abstands  $d$  bei  $h = 5$  cm

Da allein mit der Wahl des Widerstandes  $R$  eine Schwankung von ca. 10 dB der Zielparame-ter einhergeht und dadurch, dass das an den Messaufbau angepasste Simulationsmodell in diesem Beispiel lediglich um die Einflussparameter  $R$  und das zusätzliche Leitungsstück sowie die Anpassung der Massefläche an den Messaufbau ergänzt wurde, können die Abwei-chungen zwischen den Mess- und den Simulationsergebnissen plausibilisiert werden. Eine weitere Detaillierung des Simulationsmodells und dadurch weitere Anpassung der Simula-tionsergebnisse an die Messergebnisse würde einen unverhältnismäßig großen Aufwand für die Bestimmung der Einflüsse und die Erstellung des Simulationsmodells bedeuten.

Der Vergleich der Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für die Simulationsmodelle und die Diskussion der Ergebnisse für das HV-Subsystem zeigen die Vorteile der EMV-Simulation auf. Das Simulationsmodell betrachtet die Einflüsse auf die Schirmwirkung des Subsystems in idealer Weise und ohne die Effekte eines Messaufbaus. Dadurch können Ein-flüsse von Parametern hinsichtlich der Zielgrößen gezielter identifiziert und analysiert wer-den. Es können die Ergebnisse erzeugt und die Schwerpunkte analysiert werden, welche für die EMV von Interesse sind, ohne die künstlich hinzugefügten Einflussparameter des Messaufbaus betrachten zu müssen. Da die Validierung von Ergebnissen auf Systemebene durch die hohe Komplexität und Anzahl der Einflüsse schwierig ist, können mit Hilfe von EMV-Simulationen gezielte Untersuchungen durchgeführt werden. Die schrittweise Analyse und Vereinfachung von Simulationsmodellen, beginnend mit den Teilsystemen bis hin zum Gesamtfahrzeug, führt zu einer verbesserten virtuellen EMV-Absicherung. Nach der Vali-dierung der einzelnen Teile des Simulationsmodells, wie in Kapitel 4.1 mit dem Fokus auf der Optimierung der Schirmeffektivität der Kabelschirmungen gezeigt ist, können auch auf Systemebene für das Hochvoltsystem plausible Ergebnisse generiert werden.

Die Anwendung der statistischen Versuchsplanung auf EMV-Simulationsmodelle ermöglicht die Identifikation der wichtigsten Einflussparameter und führt zu einer Reduktion der Anzahl und Aufwände für die Erstellung der Simulationsmodelle und die Durchführung von Simu-lationen. Der Vergleich der Mess- und der Simulationsergebnisse veranschaulicht, dass in der Simulation Zusammenhänge und Tendenzen der Einflussstärken von Parametern bes-ser zu identifizieren und zu definieren sind, als in einem Messaufbau, wo zusätzliche und zum Teil nicht definierbare Einflüsse durch den Messaufbau und die Messgeräte auf das Messergebnis wirken. Die Identifizierung der stärksten Einflussparameter ermöglicht eine Fokussierung auf die Parameter, welche detailliert beschrieben werden sollten, um zuverlässige Simulationsergebnisse zu generieren. Parameter, die keinen oder einen vernachlässigbar geringen Einfluss auf das Simulationsergebnis haben, können zum Teil als Standardwerte de-finiiert werden. Die Modellvereinfachungen sorgen für Übersichtlichkeit und eine effiziente Anwendbarkeit. Außerdem werden die Stellhebel identifiziert, an denen Änderungen vorge-nommen werden sollten, um die gewählte Zielgröße entscheidend optimieren zu können.

### **4.3 Analyse, Definition und Optimierung der EMV-Anforderungen an Fahrzeugkomponenten**

Die Analyse und Definition der Anforderungen an Komponenten sind wichtig für die EMV von Fahrzeugen, wodurch auf Systemebene Bestätigungs- und Abnahmemessungen ausreichen. Immer wichtiger wird die genaue Definition der Komponentenanforderungen bei der Absicherung neuer Systeme, um in späteren Entwicklungsstadien Komplikationen auf Fahrzeugebene zu vermeiden. EMV-Simulationen bringen den Vorteil, dass gezielte Analysen auf Komponenten- und Fahrzeugebene bereits in sehr frühen Entwicklungsstadien durchgeführt werden können. Durch geeignete und präzise Anforderungsbeschreibungen der Komponenten kann ein zielführendes EMV-Verhalten auf Gesamtfahrzeugebene erreicht werden.

In Kapitel 3.4 wird eine Methodik vorgestellt, die durch die Auswertung von Simulationsergebnissen auf Fahrzeugebene Rückschlüsse auf die Bewertung der EMV-Störungen auf Komponentenebene hinsichtlich der in der Norm festgelegten Grenzwerte durchgängig möglich macht. Die Applikation der Methodik und die Ergebnisse aus der Systemsimulation zur spezifischen Definition von Komponentenanforderungen werden am Beispiel der leitungsgeführten Störaussendungen beim Laden eines Elektrofahrzeug in Kapitel 4.3.1 und in [Hein et al., 2017a] gezeigt. Neben den Emissionsanforderungen können auch Dämpfungsanforderungen an die Fahrzeugkomponenten mit Hilfe der Methodik geeignet definiert werden.

Anschließend wird in Kapitel 4.3.2 der Aspekt der Dämpfungseigenschaften als Komponentenanforderung genauer untersucht. Neben den gestrahlten und leitungsgeführten Emissionen spielen die Dämpfungsanforderungen der Komponenten im Fahrzeug eine wichtige Rolle. Die Dämpfung einer Fahrzeugkomponente verhindert die Kopplung von leitungsgeführten Störungen zwischen unterschiedlichen Spannungsebenen. Im Bezug auf Elektro- und Hybridfahrzeuge ist die Dämpfung von Komponenten wie z.B. die Ladeelektronik eine wichtige Komponentenanforderung, da an der Ladeelektronik alle Spannungsebenen des Fahrzeugs zusammenkommen. Das Zusammenspiel der unterschiedlichen Spannungsebenen und der Anforderungen an Fahrzeugkomponenten ist in Kapitel 2.2 diskutiert. Die Anwendung der De-embedding Methode für Komponentenmessungen in automobilen Anwendungen bietet einen Lösungsansatz für verbesserte Ergebnisse für die Dämpfungsmessung von Komponenten. In Kapitel 2.6 werden die mathematischen Grundlagen der De-embedding Methode präsentiert und in Kapitel 3.6 wird die Anwendung der Methode für eine Minimierung des Einflusses des Messaufbaus bei der Dämpfungsmessung von Komponenten diskutiert. Die Ergebnisse für die Anwendung der De-embedding Methode auf Komponentendämpfungsmessungen aus der Systemsimulation werden in Kapitel 4.3.2 und in [Hein et al., 2017c] gezeigt. Der Fokus liegt hier auf der Analyse des Einflusses von Reflexionen im Messaufbau auf die Ergebnisse der De-embedding Methode mit Hilfe einer Schaltungssimulation und einem Vergleich mit dazugehörigen Messergebnissen.

### 4.3.1 Virtuelle Analyse und Ergebnisse aus der Systemsimulation zur spezifischen Definition von Komponentenanforderungen

Die virtuelle Analyse der Komponentenanforderungen beginnt mit dem Emissionsgrenzwert des Gesamtfahrzeugs, welcher Rückschlüsse auf den Komponentengrenzwert und anschließend auch auf die Dämpfungsanforderungen und Hochvoltklassen zulässt. Im Folgenden werden beispielhaft die leitungsgeführten Emissionen beim Laden eines Elektrofahrzeugs analysiert. Der Schwerpunkt dieser Analyse liegt auf den Gleichtaktstörungen der Ladeelektronik im Fahrzeug. Die Methodik lässt sich analog auch für andere Komponenten und auch für gestrahlte Emissionen anwenden. Für die virtuelle Analyse der Störaussendung beim Laden von Elektrofahrzeugen wird das Simulationstool CST Cable Studio [CST, 2016a] benutzt.

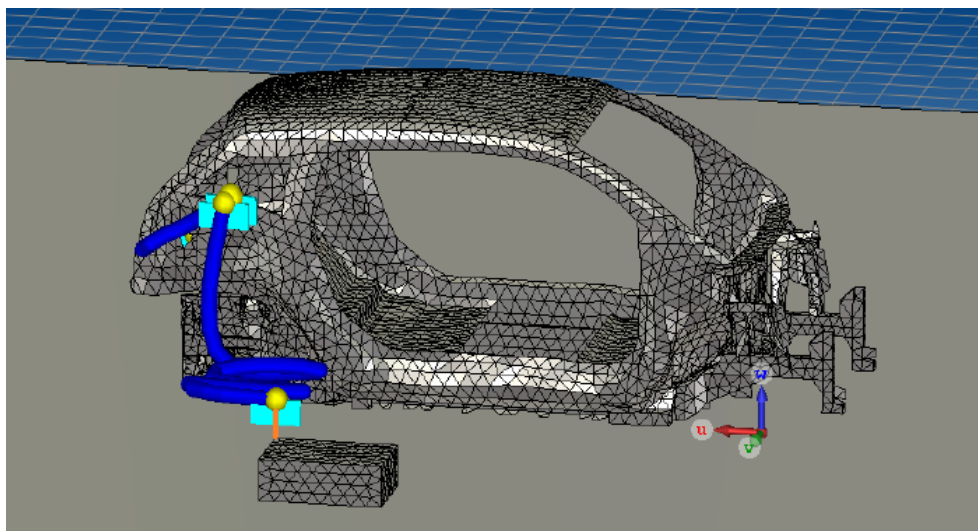


Abb. 4.17: Simulationsmodell für die Anwendung der Methode zur spezifischen Definition von Komponentenanforderungen

Abbildung 4.17 zeigt das Modell in der Systemsimulation. Für das 3-phasige Laden wird die Kopplung von Störungen vom Lader zur Netznachbildung mit Hilfe eines Simulationsmodells untersucht. Diese Untersuchung richtet sich nach der Messung der leitungsgeführten Störemissionen aus [IEC/CISPR 25, 2008], welche für die Fahrzeugzulassung gefordert wird. Zwischen der Netznachbildung und dem Lader befindet sich das externe, ungeschirmte Ladekabel. Das fahrzeuginterne Ladekabel ist geschirmt ausgeführt und verbindet die Ladeelektronik mit der Ladedose. Das fahrzeuginterne Ladekabel wird für die Berechnung mit einer Gleichtaktstörung von 1 V (= 120 dB $\mu$ V) am HV-AC Stecker des Laders angeregt. Der Lader beinhaltet am AC-Stecker Filterelemente, welche in den Simulationsergebnissen näherungsweise berücksichtigt werden.

Das interne Ladekabel wird im Simulationsmodell mit der anfänglichen Gleichtaktstörung  $U_{q,ref} = 120 \text{ dB}\mu\text{V}$  an der Ladeelektronik des Fahrzeugs angeregt. Die leitungsgeführten Störungen werden für die Phasen  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  und dem Null-Leiter  $N$  mit Hilfe des Simulationsmodells am Messabgriff der Netznachbildung außerhalb des Fahrzeugs bestimmt. Die simulativ bestimmten leitungsgeführten Störaussendungen an der Netznachbildung außerhalb des Fahrzeugs sind in Abbildung 4.18 im Frequenzbereich von 0,15 - 30 MHz dargestellt.

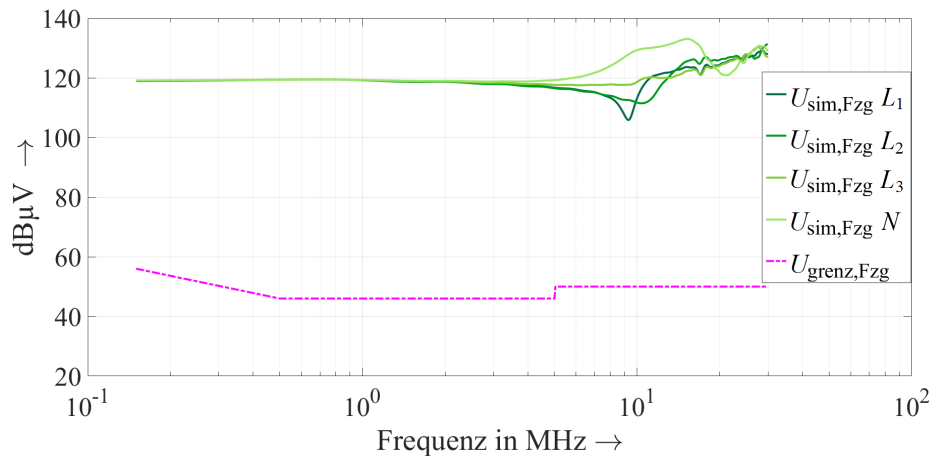


Abb. 4.18: Leitungsgeführte Störaussendungen und Fahrzeuggrenzwert im Frequenzbereich von 0,15-30 MHz

Die Störaussendungen  $U_{sim,Fzg}$  werden anschließend für jede Phase hinsichtlich des Fahrzeuggrenzwertes  $U_{grenz,Fzg}$  bewertet. Die Emissionsspannungen an den Leitern  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  und  $N$  werden mit dem Emissionsgrenzwert an der Netznachbildung verglichen und es wird überprüft, wie weit das Ergebnis vom Grenzwert für das Gesamtfahrzeug abweicht. Abbildung 4.18 verdeutlicht, dass die leitungsgeführten Störungen für die hier betrachtete Fahrzeugsimulation mit der referenzierten Anregung  $U_{q,ref}$  im gesamten betrachteten Frequenzbereich zwischen 40 - 75 dBμV über dem Grenzwert liegen.

Durch die Subtraktion des Grenzwertes von den Emissionsspannungen in dB ergeben sich die Abweichungen  $\Delta_{Fzg}$  für die Phasen  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  und  $N$ .

Mit dem ermittelten Verhältnis aus Störaussendung einer bekannten Quelle und Fahrzeuggrenzwert kann eine maximal erlaubte Störanregung bestimmt werden, bei der der Fahrzeuggrenzwert aus [ECE R10, 2014] nicht überschritten wird. Die Berechnung der maximal erlaubten Störanregung ist durch

$$U_{q,erlaubt} = U_{q,ref} - (U_{sim,Fzg} - U_{grenz,Fzg}) \quad (4.4)$$

gegeben, wobei  $U_{sim,Fzg}$  für die berechneten leitungsgeführten Emissionsspannungen und  $U_{grenz,Fzg}$  für die maximalen Emissionen auf Fahrzeugebene steht. Die berechneten maximal erlaubten Anregungsspannungen  $U_{q,erlaubt}$  sind in Abbildung 4.19 dargestellt.

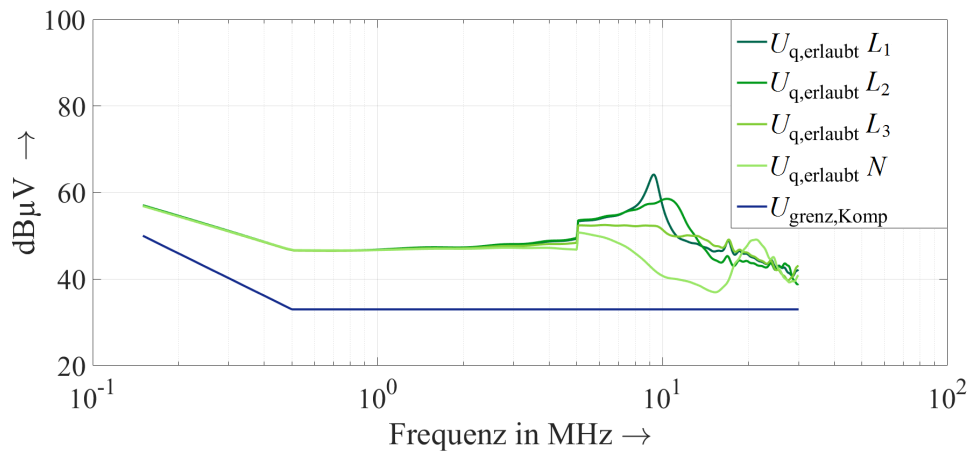


Abb. 4.19: Vergleich der maximalen Störansregungen mit dem Grenzwert für Komponenten mit einer Nennspannung > 60 V

Die zuvor bestimmten maximalen Störansregungen werden mit dem Komponentengrenzwert für Komponenten > 60 V Nennspannung [BMW Group Standard, 2013b] verglichen. Abbildung 4.19 zeigt, dass der Komponentengrenzwert im gesamten betrachteten Frequenzbereich unter den maximal erlaubten Anregungen liegt. Dies bedeutet, dass der Komponentengrenzwert in dieser Analyse bereits strenger gewählt wurde als die maximal ermittelten Störemissionen. Der Puffer zwischen dem Fahrzeug- und dem Komponentengrenzwert ist als Sicherheitsreserve zu verstehen und wird benötigt, um Streuungen, Unsicherheiten und eine Vielzahl von Varianten abzusichern.

Die Differenz zwischen den maximal erlaubten Anregungsspannungen und dem Komponentengrenzwert kann berechnet werden, indem der Grenzwert von den Spannungen in dB subtrahiert wird. Dazu wird die Differenz durch die Formel

$$\Delta_{\text{Komp}} = U_{\text{q,erlaubt}} - U_{\text{grenz,Komp}} \quad (4.5)$$

bestimmt.

Die Abbildung 4.20 zeigt die Abweichungen  $\Delta_{\text{Komp}}$  für die Phasen  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  und  $N$ . Für die Analyse der Differenz wird untersucht, ob  $\Delta_{\text{Komp}} > 0$  dB oder  $\Delta_{\text{Komp}} < 0$  dB ist. Die Abbildung zeigt weiterhin, dass die Differenz  $\Delta_{\text{Komp}}$  der verschiedenen Leiter schwankt. In diesem Beispiel ist sie stets größer als null. Ob der Puffer zwischen den Komponentenanforderungen und den Fahrzeuganforderungen ausreichend ist, wird im Folgenden untersucht.

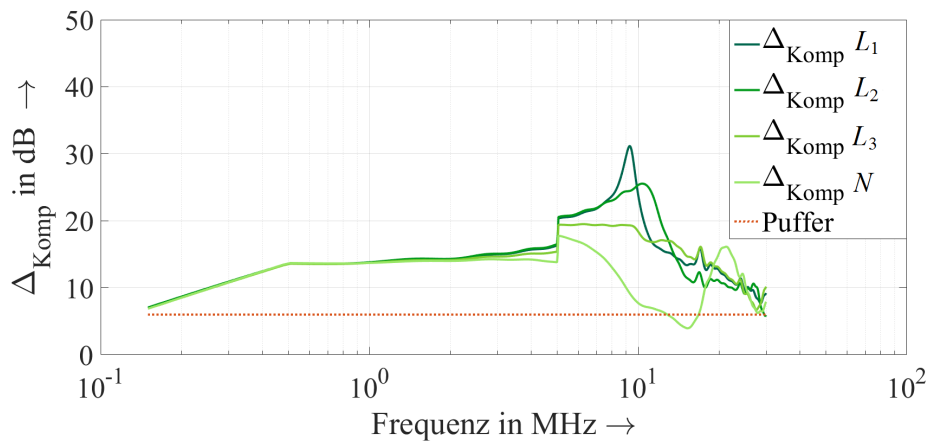


Abb. 4.20: Differenzen der maximalen Störspannungen zum Komponentengrenzwert  $> 60$  V im Vergleich zu einem 6 dB-Pufferwert

Die Bewertung des Puffers ist eine anspruchsvolle Aufgabe, welche für jede Komponente und in jeder Integrationsumgebung gezielt durchgeführt werden sollte. Für die Bewertung des Puffers kann ein Vergleich des Fahrzeuggrenzwertes und des Komponentengrenzwertes aus der Norm durchgeführt werden.

Der Unterschied zwischen dem Fahrzeug- und dem Komponentengrenzwert, welcher in Abbildung 4.21 veranschaulicht ist, ergibt eine Differenz von  $> 6$  dB im gesamten betrachteten Frequenzbereich. Für die Bewertung der Komponentenanforderungen wird analog dazu ein Pufferwert von mindestens 6 dB festgelegt.

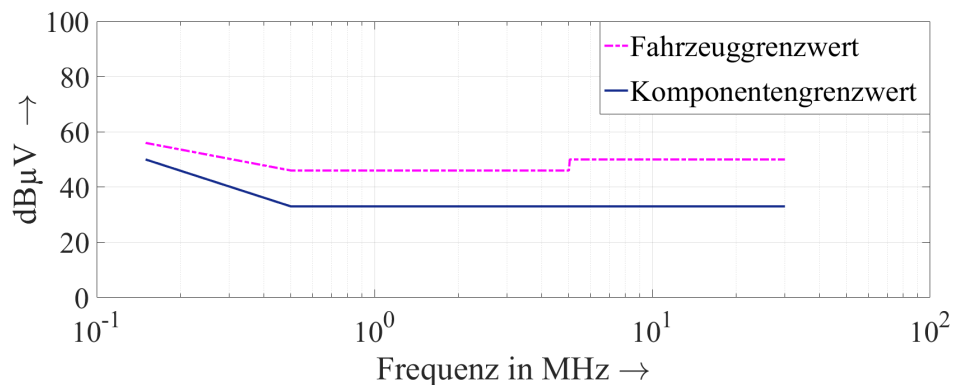


Abb. 4.21: Veranschaulichung des Fahrzeug- und des Komponentengrenzwertes



Bei dieser Analyse wird die Anforderung an den Puffer im niedrigen Frequenzbereich (um 150 kHz) und im hohen Frequenzbereich (im Bereich von 25-30 MHz) nur knapp erfüllt, wie Abbildung 4.20 zeigt. Nach der zuvor beschriebenen Bewertung ist der Puffer in diesem Beispiel für die Leiter  $L_1, L_2, L_3$  im gesamten Frequenzbereich 6 dB und somit ausreichend groß gewählt. Im unteren Frequenzbereich (150 kHz) beträgt der Puffer gerade noch 6 dB und ist hier gerade noch ausreichend. Der Leiter  $N$  unterschreitet den Pufferwert im Frequenzbereich von 12,8 MHz und 16,8 MHz um bis zu 2 dB.

Bei diesem Beispiel empfiehlt es sich, den Puffer im unteren Frequenzbereich zu erhöhen, um möglichen Störungen der Taktrate der Wechselrichter in der Ladeelektronik entgegen zu wirken. Im Bereich von 5 - 30 MHz sind Resonanzen wahrscheinlich und die Unschärfe des Simulationsergebnisses ist hier am größten. Diese Unschärfe könnte durch einen größeren Puffer für den Komponentengrenzwert ausgeglichen werden. Um aktive Fehlerprävention zu leisten und um für alle Phasen den Pufferwert erfüllen zu können, müsste der Komponentengrenzwert im betrachteten Frequenzbereich verschärft werden.

Abbildung 4.22 zeigt einen Vorschlag für einen angepassten Komponentengrenzwert, welcher den Puffer in den beschriebenen Frequenzbereichen erhöhen würde. Die Steigung des Grenzwertes wurde im unteren Frequenzbereich verschärft und an die Steigung des gesetzlichen Fahrzeuggrenzwerts angepasst. Diese Optimierung erlaubt bei diesem Beispiel einen nahezu konstanten Pufferwert im Frequenzbereich von 150 kHz bis 5 MHz. Im Frequenzbereich von 5 MHz bis 30 MHz wird der Komponentengrenzwert um 3 dB reduziert. Obwohl der gesetzliche Fahrzeuggrenzwert hier einen höheren Störspannungswert zulässt, sollte der Komponentengrenzwert in diesem Beispiel verschärft werden, damit Probleme präventiv verhindert werden können. So kann im resonanten Bereich mit den größten Unschärfen ein Puffer von 6 dB gewährleistet werden.

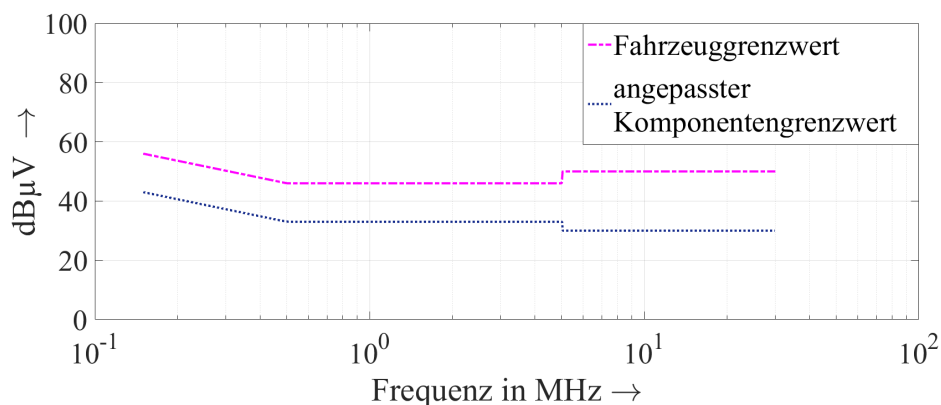


Abb. 4.22: Angepasster Komponentengrenzwert im Vergleich zum Fahrzeuggrenzwert

Die Abweichungen der maximalen Anregungen der Phasen  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  und  $N$  vom angepassten Grenzwert sind in Abbildung 4.23 veranschaulicht. Der Puffer  $\Delta_{\text{neu}}$  beträgt nun im gesamten Frequenzbereich  $> 6$  dB. In den kritischen Bereichen (bei niedrigen Frequenzen um 150 kHz und bei hohen Frequenzen zwischen 5 - 30 MHz) ist der Puffer bei den meisten Frequenzen sogar  $> 10$  dB. Durch die Anpassung des Komponentengrenzwertes in den kritischen Frequenzbereichen können die Komponentenanforderungen gezielter definiert werden, da die Wirkung der Störungen im System mit in die Definition einfließen.

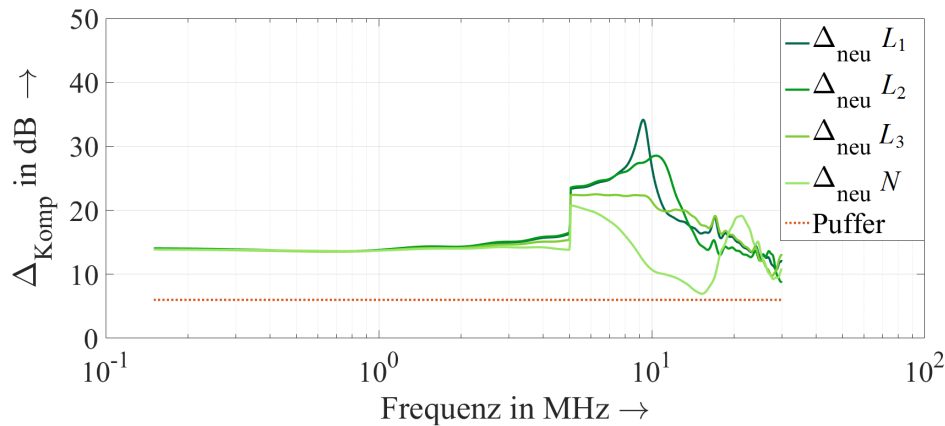


Abb. 4.23: Differenz zwischen den maximal angeregten Phasen und dem angepassten Komponentengrenzwert im Vergleich zum konstanten 6 dB Pufferwert

Abbildung 4.24 veranschaulicht die unterschiedlichen Koppeldämpfungsverläufe zwischen HV-DC Bordnetz und 230 V AC Versorgungsnetz [BMW Group Standard, 2013b]. Die Dämpfung der Ladeelektronik verhindert die Kopplung von leitungsgeführten Störungen zwischen den unterschiedlichen Spannungsebenen. Für die Analyse der Dämpfungsanforderungen an die Komponenten werden zu den maximalen Störspannungen aus Abbildung 4.23 die unterschiedlichen Dämpfungsverläufe  $A_1$  -  $A_5$  aus Abbildung 4.24 in dB addiert.

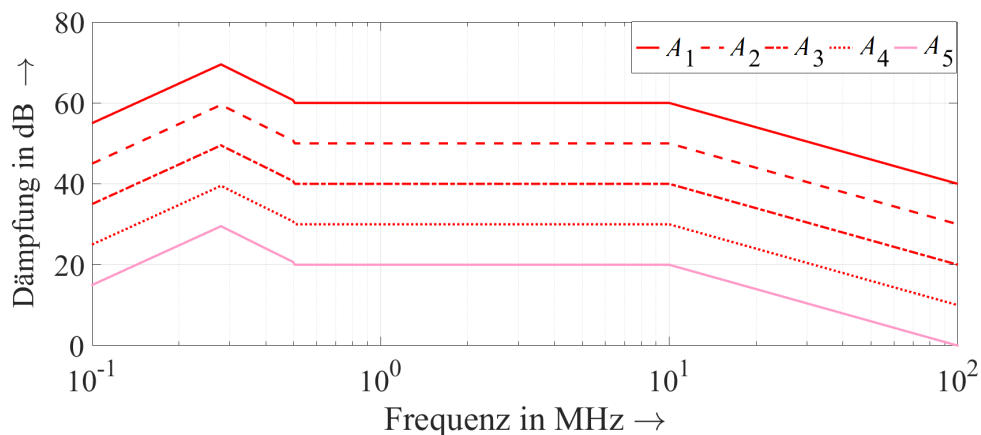


Abb. 4.24: Koppeldämpfungen  $A_1$  -  $A_5$  für Komponenten zwischen HV-DC und 230 V AC Netz Anschluss [BMW Group Standard, 2013b]

Daraus ergibt sich eine Kurvenschar, welche in Abbildung 4.25 dargestellt ist. Für die Definition der Dämpfungs- und Hochvoltanforderungen der Komponenten wird die zuvor bestimmte Kurvenschar mit den Hochvoltklassen [BMW Group Standard, 2013b] verglichen. Abbildung 4.25 zeigt die maximalen Störanregungen für die unterschiedlichen Dämpfungs-klassen  $A_1 - A_5$  und die verschiedenen Hochvoltklassen  $HV_1 - HV_5$  auf den geschirmten HV-Leitungen einer Komponente im Frequenzbereich von 0,15 - 30 MHz.

Mit Hilfe von Abbildung 4.25 lassen sich geeignete Dämpfungs- und Hochvoltanforderungen für die untersuchte Komponente definieren. Generell gilt, dass sich die Dämpfungs- und Hochvoltanforderungen gegenseitig bedingen. Deshalb ist es wichtig, beide Anforderungen an die Komponente im Zusammenhang zu betrachten. Wenn die Dämpfungsklasse für eine Komponente strenger gewählt wird, kann die Hochvoltklasse der Komponente im Gegensatz dazu weniger streng gewählt werden und umgekehrt.

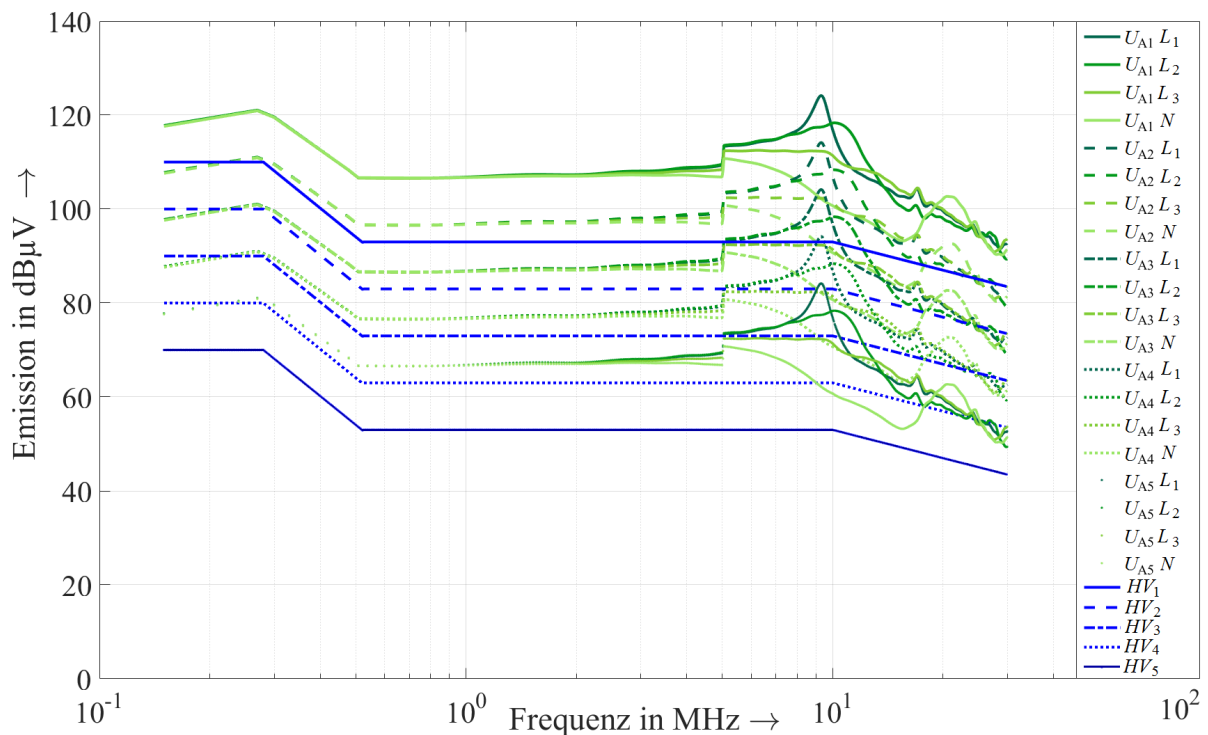


Abb. 4.25: HV-Klassen  $HV_1 - HV_5$  und Berechnung der Dämpfungsklassen  $A_1 - A_5$  für die maximalen Störemissionen  $U_{q,erlaubt}$

Die Hochvoltklassen einer Fahrzeugkomponente beschreiben nach [BMW Group Standard, 2013b] die Grenzwerte, welche maximal auf den HV-Leitungen zulässig sind. Wenn große Störungen an der Komponente zugelassen werden sollen, ist die Hochvoltklasse  $HV_1$  zu wählen. Gleichmaßen sollte dann eine große Dämpfung (z.B.  $A_1$ ) für die Komponente gewählt werden, damit Störungen nicht vom Hochvoltbordnetz zum Versorgungsnetz koppeln können. Im Umkehrschluss folgt daraus, dass für Komponenten mit geringen zugelassenen Störungen die Hochvoltklasse  $HV_5$  und die geringere Dämpfungsklasse  $A_5$  ausgewählt werden sollte.

Abbildung 4.25 zeigt, dass die gewählten Dämpfungs- und Hochvoltklassen für die Ladeelektronik in dieser Analyse gut zusammenpassen. Als weiteres Beispiel einer Anforderungsdefinition muss bei der geringsten Dämpfung  $A_5$  der Komponente die strengste Hochvoltklasse  $HV_5$  gewählt werden. Für den Fall, dass sich die Kurven schneiden, müsste eine größere Dämpfung ( $A_4$  zu  $HV_5$ ) für die Komponentenanforderungen definiert werden.

Mit Hilfe der in Kapitel 3.4 vorgestellten Auswertemethodik lassen sich spezifische Komponentenanforderungen systematisch und nachvollziehbar auf der Grundlage der Gesamtfahrzeuganforderungen definieren. Am Beispiel der Ladeelektronik eines Elektro- oder Hybridfahrzeugs wird die Vorgehensweise beispielhaft gezeigt. Die Komponentengrenzwerte können mit Hilfe einer Systemsimulation und unter Berücksichtigung geeigneter Sicherheitspuffer sinnvoll definiert werden. Die Rückrechnung der Anforderungen an das Gesamtfahrzeug auf die Komponente ermöglicht die Berücksichtigung kritischer Systemeffekte bei der Komponentenabsicherung. Das primäre Ziel, die Fahrzeuggrenzwerte prozesssicher einzuhalten, kann mit Hilfe dieser Auswertemethodik anschaulich analysiert und erreicht werden. Sowohl zu strenge als auch zu geringe Anforderungen an Fahrzeugkomponenten können identifiziert und plausibel angepasst werden.

### 4.3.2 Ergebnisse für die Anwendung der De-embedding Methode auf Komponentendämpfungsmessungen aus der Schaltungssimulation

Die in Kapitel 4.3.1 gezeigte Auswertemethodik beschreibt die Definition und Analyse der EMV-Anforderungen an Fahrzeugkomponenten. Neben den EMV-Emissionen werden hierbei auch die Dämpfungseigenschaften der HV-Komponenten im Fahrzeug untersucht. Im Folgenden wird auf dieser Grundlage die Analyse und Optimierung der messtechnischen Absicherung der EMV-Anforderungen genauer betrachtet. Der Fokus liegt auf der Optimierung der Komponentendämpfungsmessung. Die Anwendung der De-embedding Methode für EMV-Messungen von automobilen Komponenten stellt eine rechnerische Verbesserung von Dämpfungsmessergebnissen dar und stärkt somit die messtechnische EMV-Absicherung in der Serienentwicklung. Der Messaufbau für aktive Fahrzeugkomponenten enthält Netznachbildungen, welche das Messergebnis beeinflussen können. Die Netznachbildungen haben im Messaufbau die Aufgabe, die von bestimmten Netzen gebotenen Eigenschaften künstlich und immer gleichbleibend herzustellen [Stotz, 2013]. Abhängig von der Netzimpedanz der Versorgung des Prüfaufbaus, können EMV-Messungen zu unterschiedlichen Ergebnissen führen. Weitere Informationen zur Verwendung von Netznachbildungen in der EMV-Messtechnik sind in Kapitel 2.2 gegeben.

Die mathematischen Grundlagen der De-embedding Methode sind in Kapitel 2.6 beschrieben. Die Applikation der Methode wird im Folgenden für ein bekanntes Messobjekt durchgeführt, um die Anwendbarkeit der Methodik auf Komponentendämpfungsmessungen zu zeigen. Als Messobjekt wird ein Dämpfungsglied mit 20 dB verwendet. Abbildung 4.26 veranschaulicht den Messaufbau für die Bestimmung der S-Parameter des Gesamtaufbaus und des linken und rechten Aufbaus für die Anwendung der De-embedding Methode mit zwei Netznachbildungen im Messaufbau und einem 20 dB Dämpfungsglied als Messobjekt.

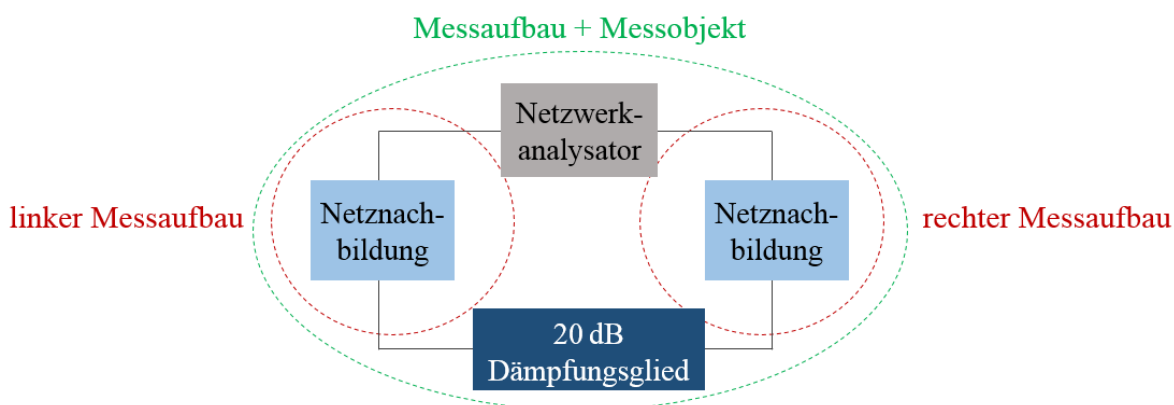


Abb. 4.26: Messaufbau für die Bestimmung der S-Parameter des Gesamtaufbaus und des linken und rechten Aufbaus für die Anwendung der De-embedding Methode

Abbildung 4.27 zeigt die De-embedding-Ergebnisse für die S-Parameter  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  und  $S_{22}$  für die Simulationsergebnisse für das bekannte Dämpfungsglied im Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 0,1 GHz. Die Reflexionsparameter  $S_{11}$  und  $S_{22}$  sind gleich Null und die Transmissionsparameter  $S_{12}$  und  $S_{21}$  zeigen die Dämpfung des Messobjektes von -20 dB. Die Berechnungen mit den idealen Simulationsergebnissen zeigt die generelle Anwendbarkeit für die De-embedding Methode auf den untersuchten Messaufbau. Die Ergebnisse zeigen die erwarteten Eigenschaften des Messobjekts.

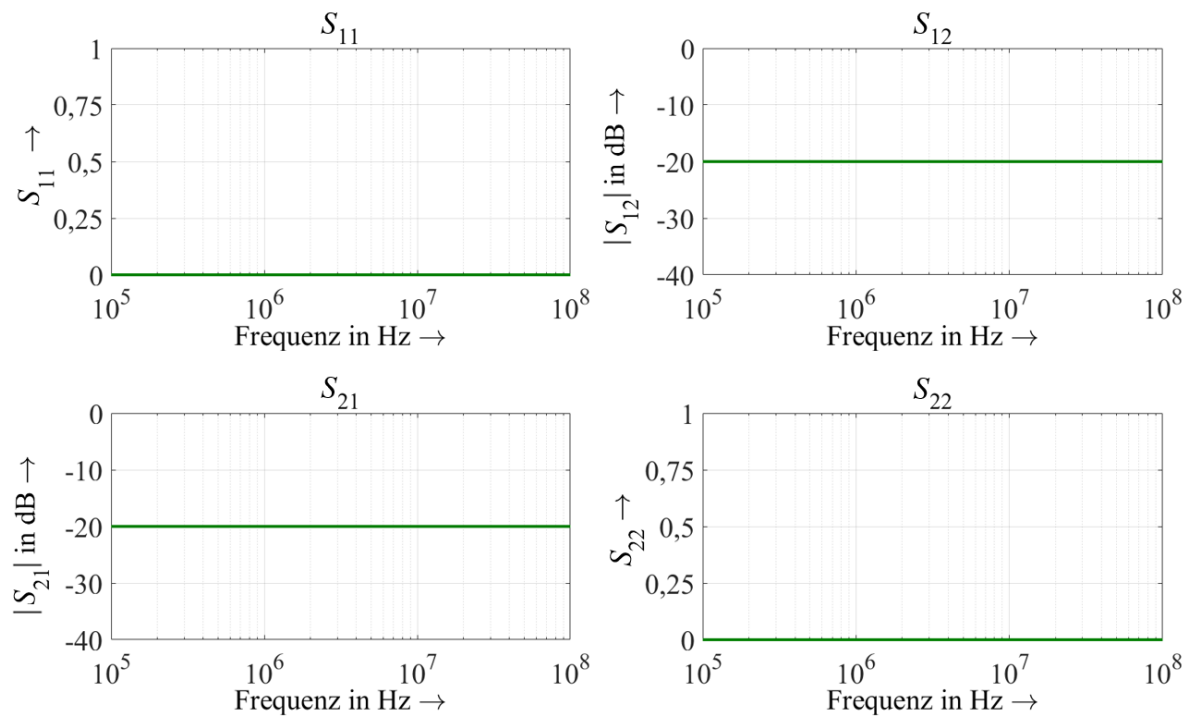


Abb. 4.27: S-Parameter  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  und  $S_{22}$  nach Anwendung der De-embedding Methode auf die Simulationsergebnisse

Um den Einfluss von Messfehlern für die Anwendung der De-Embedding-Methode zu analysieren, werden die Simulationsergebnisse bewusst manipuliert. Dafür wird den idealen Simulationsergebnissen der maximal akzeptable Messfehler des Netzwerkanalysators als Fehlerrauschen addiert. Das Rauschsignal wird den Simulationsergebnissen mit einem Betragswert von  $\pm 0,01$  dB für die Reflexionskoeffizienten und von  $\pm 0,016$  dB für die Transmissionsparameter sowie einer Phasenverschiebung von  $0,02^\circ$  für 50  $\Omega$ -Systeme [Agilent Technologies, 2001] hinzugefügt. Anschließend wird erneut die De-embedding Methode auf die manipulierten Messergebnisse angewendet.

Abbildung 4.28 präsentiert die S-Parameter für das Dämpfungsglied nach der Anwendung der De-embedding Methode auf die manipulierten Simulationsergebnisse im Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 0,1 GHz. Die Ergebnisse haben einen Berechnungsfehler in niedrigen Frequenzen, was in der Abweichung der Parameter  $S_{12}$  und  $S_{21}$  von den -20 dB und der Parameter  $S_{11}$  und  $S_{22}$  von Null deutlich wird. Die Transmissionsparameter  $S_{12}$  und  $S_{21}$  weisen einen Fehler bis zu 9 dB im Frequenzbereich bis 200 kHz und eine geringfügige Abweichung bis zu 400 kHz auf. Abbildung 4.28 zeigt einen hohen Reflexionsfaktor für die Parameter  $S_{11}$  und  $S_{22}$  in den gleichen Frequenzbereichen. Gleichmaßen, ist eine große Abweichung bis zu 200 kHz und eine geringfügige Abweichung bis zu 400 kHz erkennbar. In diesem Beispiel hat die Manipulation der Simulationsergebnisse keinen Einfluss auf die De-embedding-Ergebnisse des Messobjektes in den untersuchten Frequenzbereichen oberhalb von 400 kHz.

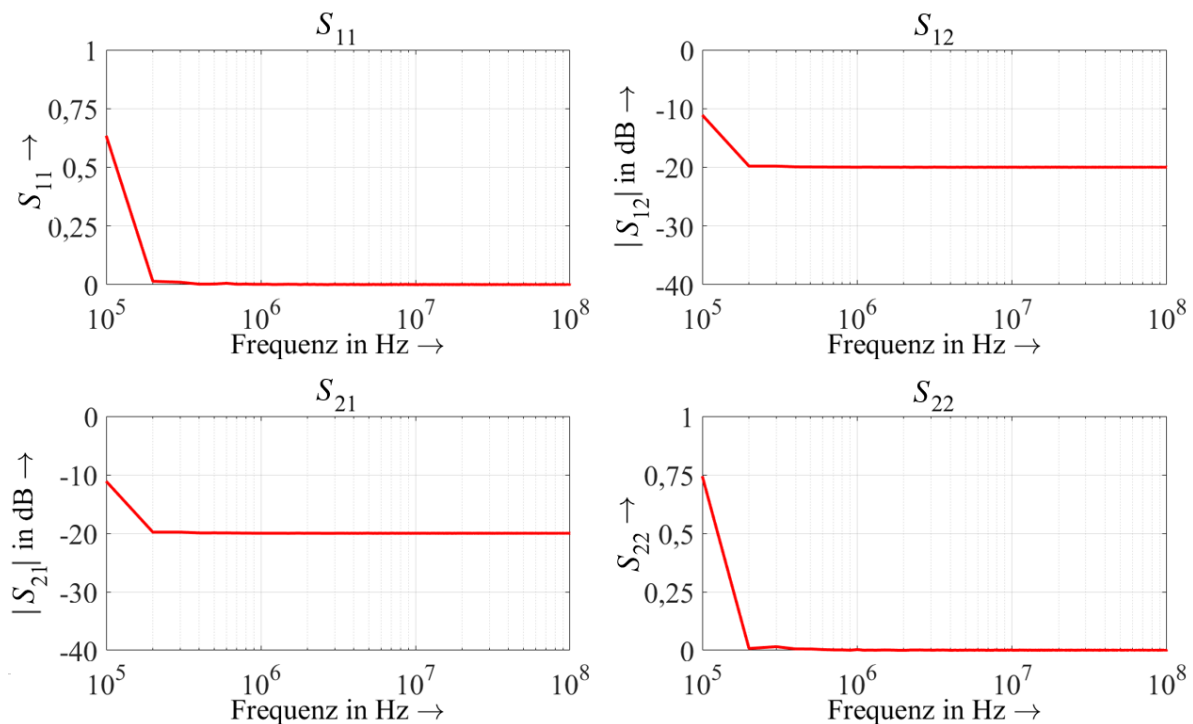


Abb. 4.28: S-Parameter  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  und  $S_{22}$  nach Anwendung der De-embedding Methode auf die manipulierten Simulationsergebnisse

Die Analyse der Ergebnisse für die S-Parameter des Messobjektes nach der Anwendung der De-embedding Methode auf die manipulierten Simulationsergebnisse aus Abbildung 4.28 deutet auf einen Zusammenhang zwischen den Frequenzbereichen mit den Fehlerabweichungen für die Ergebnisse und hohen Reflexionen im Messaufbau hin. Dies kann auf Fehlanpassungen durch die Netznachbildungen im Messaufbau für die Bestimmung der Dämpfung von Komponenten zurückgeführt werden.

Für die weitere Analyse der Korrelation zwischen den hohen Reflexionen im Messaufbau und den fehlerhaften Werten nach der Anwendung der De-embedding Methode werden die beiden Netznachbildungen hinsichtlich ihrer Fehlanpassung mit dem Messaufbau analysiert.

Abbildung 4.29 veranschaulicht die S-Parameter  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  und  $S_{22}$  der Netznachbildung im Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 0,1 GHz. Die Abbildung zeigt hohe Reflexionskoeffizienten  $S_{11}$  und  $S_{22}$  in niedrigen Frequenzbereichen, welche mit ansteigender Frequenz absinken. Die Transmissionskoeffizienten  $S_{12}$  und  $S_{21}$  nähern sich der Null in ähnlichen Frequenzbereichen an, in denen die Reflexionskoeffizienten absinken. Dies lässt sich auf das frequenzabhängige Verhalten der 0,1  $\mu\text{F}$  Kapazität im Schaltplan der Netznachbildungen [Schwarzbeck, c] zurückführen.

Die Kurvenverläufe der Reflexionskoeffizienten  $S_{11}$  und  $S_{22}$  der Netznachbildungen zeigen eine gute Korrelation zu den Frequenzbereichen mit den fehlerhaft bestimmten Werten nach der Anwendung der De-embedding Methode aus Abbildung 4.28. Das führt zu der Annahme, dass im Falle von verrauschten Signalen oder Messungenauigkeiten, die Anwendung der De-embedding Methode auf den Messaufbau für die Bestimmung der Komponentendämpfung in den Frequenzbereichen mit hohen Reflexionen zu fehlerhaften Ergebnissen führen kann.

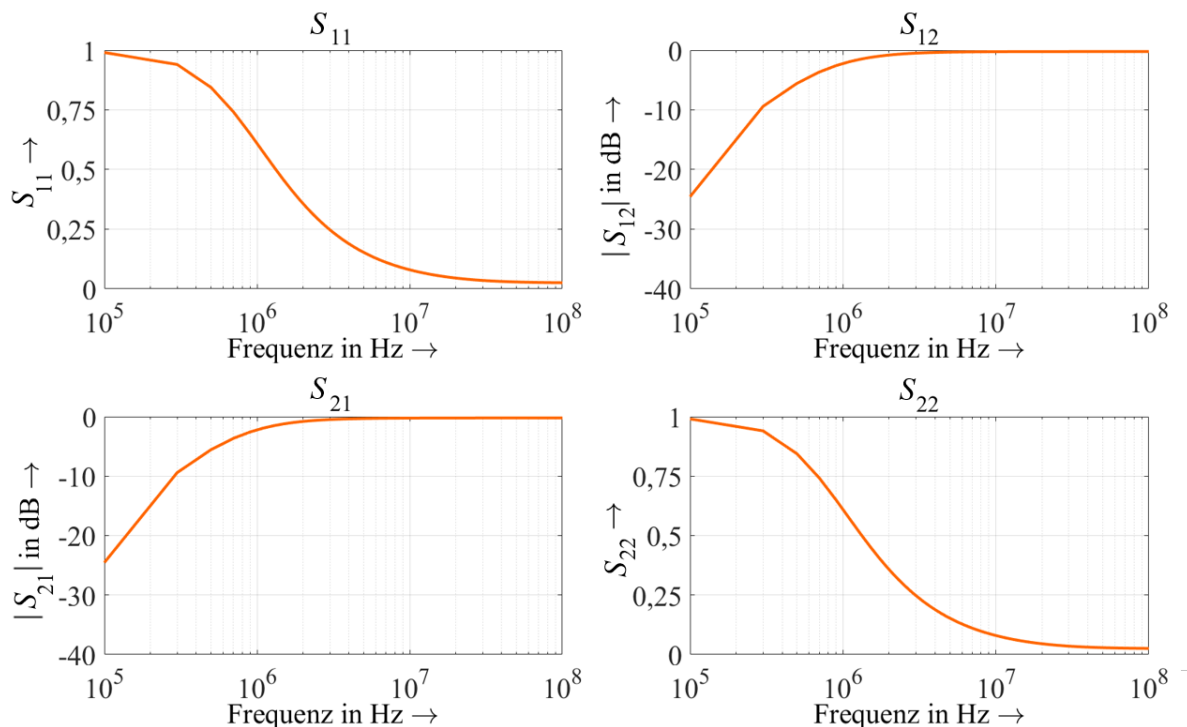


Abb. 4.29: S-Parameter  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  und  $S_{22}$  der Netznachbildung



Weitere Untersuchungen der fehlerhaften Werte nach der Anwendung der De-embedding Methode auf die manipulierten Simulationsergebnisse zeigen, dass die S-Parameter Matrizen  $[S_L]$ ,  $[S_{\text{Mess}}]$  und  $[S_R]$  bei 100 kHz einen Fehler bis zur dritten Dezimalstelle des Realteils und des Imaginärteils im Vergleich zu den idealen Simulationsergebnissen aufgrund des hinzugefügten Rauschens aufzeigen.

Ein Vergleich der äquivalenten T-Parameter Matrix  $[T_{\text{Mess}}]$  zeigt in diesem Beispiel einen Fehler bis zur Einerstelle im Real- und im Imaginärteil der manipulierten Ergebnisse. Die inversen Matrixen  $[T_L]^{-1}$  and  $[T_R]^{-1}$  weisen einen Abweichung bis zur dritten Dezimalstelle auf. Die Erhöhung des Fehlers in  $[T_{\text{Mess}}]$  kann auf die Umrechnung von S- und T-Parametern zurückgeführt werden. Dies liegt an den erhöhten Werten nach der S- zu T-Parameterberechnung in Folge der hohen Werte der Reflexionskoeffizienten und niedrigen Werte der Übertragungskoeffizienten in nicht angepassten Frequenzbereichen.

Der vergrößerte Fehler wird im Weiteren durch

$$[T_{\text{DUT}}] = [T_L]^{-1} [T_{\text{Mess}}] [T_R]^{-1} \quad (4.6)$$

multipliziert und anschließend zurück in S-Parameter transferiert. Daraus resultieren die Abweichungen zwischen den Ergebnissen der idealen Simulationsergebnissen aus Abbildung 4.27 und der bewusst manipulierten Simulationsergebnisse aus Abbildung 4.28.

Für eine Validierung der Simulationsergebnisse werden Dämpfungsmessungen mit einem 20 dB-Dämpfungsglied [Huber+Suhner AG, 2010] und dem Messaufbau aus Abbildung 4.26 mit zwei Netznachbildungen [Schwarzbeck, c] durchgeführt. Die S-Parameter für den Gesamtaufbau sowie den linken und den rechten Messaufbau werden im Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 100 MHz gemessen. Als Messequipment wird der Vector Network Analyzer HP-8753ES [Agilent Technologies, 2001] benutzt.

Die S-Parameter  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  und  $S_{22}$  sind in Abbildung 4.30 nach der Anwendung der De-embedding Methode auf die Messergebnisse gezeigt. Wie zuvor bei den Simulationsergebnissen diskutiert, zeigen auch die De-embedding Ergebnisse für die Messergebnisse Fehler in den Frequenzbereichen mit hohen Reflexionen. Im Frequenzbereich bis zu 500 kHz kann ein Berechnungsfehler bis fast 70 dB identifiziert werden. Zwischen 500 kHz und 900 kHz ist eine kleine Abweichung erkennbar.

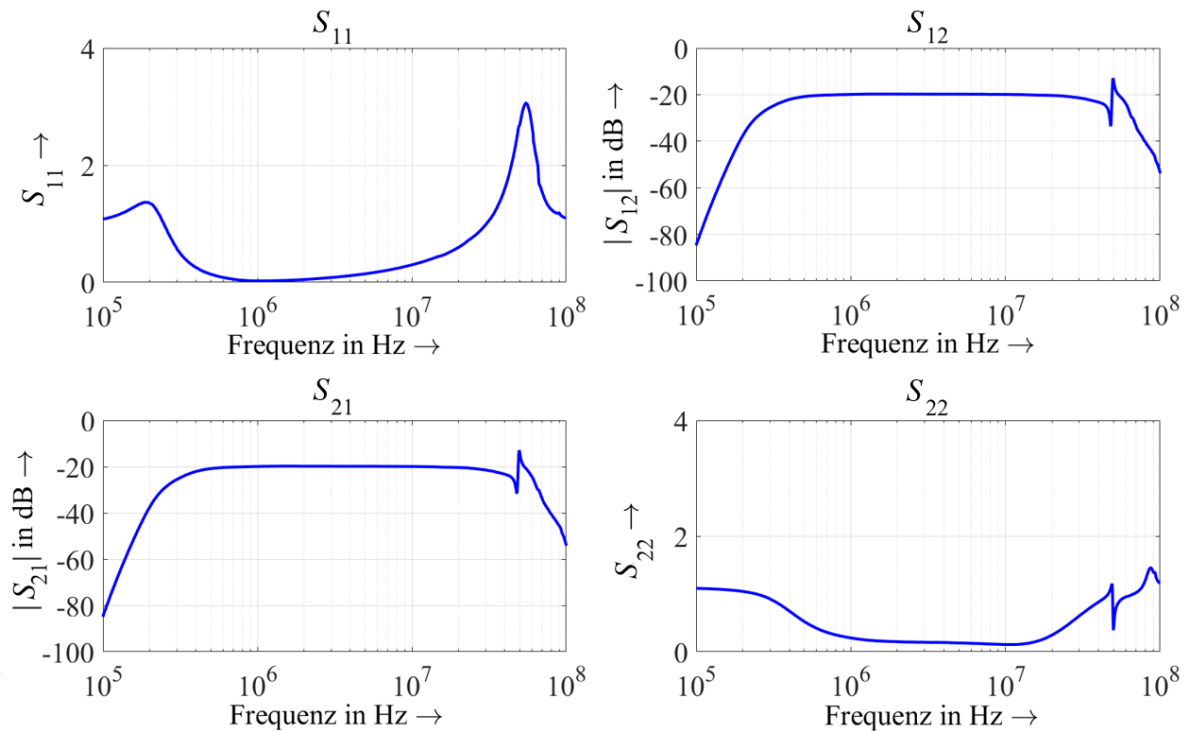


Abb. 4.30: S-Parameter  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  und  $S_{22}$  nach der Anwendung der De-embedding Methode auf die Messergebnisse

Die Abweichungen in Abbildung 4.30 von den idealen Werten aus Abbildung 4.27 lassen sich durch die Fehlanpassung der Netznachbildungen in niedrigen Frequenzen erklären, welche in Abbildung 4.29 gezeigt sind. Bei diesem Anwendungsbeispiel sind die De-embedding Ergebnisse für die Reflexionskoeffizienten  $S_{11}$  und  $S_{22}$  kleiner 0,75 und somit für Frequenzen über 700 kHz plausibel. Bei größeren Reflexionskoeffizienten  $S_{11}$  und  $S_{22}$  und somit in diesem Beispiel bei Frequenzen zwischen 100 kHz und 700 kHz sind die Ergebnisse nach der Anwendung der De-embedding nicht richtig.

Die Ergebnisse der De-embedding Methode bei der Anwendung auf die Messergebnisse in Abbildung 4.30 zeigen auch Abweichungen in hohen Frequenzbereichen oberhalb von 20 MHz. Dies kann Resonanzen im Messaufbau für die Bestimmung der Dämpfung des Messobjektes aus Abbildung 4.26 zugeschrieben werden, welche durch die Verkabelung und die Netznachbildungen entstehen. Die idealen Simulationsergebnisse zeigen diesen Effekt nicht, da die Kabel im Simulationsmodell vernachlässigt werden.

Die Anwendung der De-embedding Methode auf EMV-Messungen von automobilen Komponenten stellt eine rechnerische Verbesserung der Ergebnisse von Dämpfungsmessungen dar und stärkt somit die messtechnische EMV-Absicherung in der Serienentwicklung. Die Einflüsse des Messaufbaus, in diesem Fall das Dämpfungsverhalten der Messapertur, wird aus dem Messergebnis für die Komponente herausgefiltert. Die Anwendbarkeit der Methodik für den Messaufbau zur Bestimmung der Dämpfung von Fahrzeugkomponenten wird mit Hilfe eines bekannten Messobjektes gezeigt. Die Applikation der De-embedding Methode für die Bestimmung der Komponentendämpfung mit Netznachbildungen im Messaufbau ergibt in weiten EMV-relevanten Frequenzbereichen richtige Ergebnisse. Jedoch gibt es EMV-relevante Frequenzbereiche, in denen ein Berechnungsfehler bei der Anwendung der Methode erkennbar wird. Das gezeigte Applikationsbeispiel für ein bekanntes Dämpfungsglied veranschaulicht den Zusammenhang zwischen Fehlanpassungen im Messaufbau und fehlerhaften Werten bei den Berechnungsschritten der De-embedding Methode in bestimmten Frequenzbereichen.

#### **4.4 Analyse von Störquellenmodellen und Beispiele aus der Schaltungssimulation**

In diesem Abschnitt wird die Applikation der Methodik aus Kapitel 3.5 zur Erstellung eines Verhaltensmodells für Komponenten mit Hilfe von Beispielen aus der Schaltungssimulation vorgestellt. Die Anwendung der Methodik zur Bestimmung eines leitungsgeführten Störquellenmodells wird für Komponenten mit zwei Anschlussleitungen untersucht und die Analyse des generierten Verhaltensmodells wird mit Hilfe von Szenarien und Beispielen aus der Schaltungssimulation durchgeführt. Des Weiteren werden die Grenzen des Störquellenmodells und der messtechnischen Umsetzung diskutiert und die Vorteile der Verwendung von Störquellenmodellen für die virtuelle EMV-Absicherung aufgezeigt.

Die Integration von Emissionsmodellen für Komponenten in Simulationsmodelle hilft die virtuelle EMV-Absicherung auf Systemebene zu stärken. Anstelle von vergleichenden Analysen mit beliebig gewählten Störanregungen können mit komponentenspezifischen Störquellenmodellen genauere Simulationsergebnisse erzielt werden. Bei der in Kapitel 3.5 präsentierten Methodik wird das Messobjekt als Blackbox angenommen, ohne genaue Analyse der Funktion der Schaltung innerhalb der Komponente. Zur Veranschaulichung der Methodik werden unterschiedliche Anwendungsbeispiele gezeigt. Das Störquellenmodell wird durch die abgegebenen leitungsgeführten Störungen definiert und ist abhängig von der elektromagnetischen Umgebung im Messaufbau.

Die Methodik ermöglicht die Erstellung von Störquellenmodellen für Komponenten mit Hilfe des Messaufbaus für leitungsgeführte Emissionen, wie in Kapitel 3.5 beschrieben ist. Das Störquellenmodell besteht aus einer Störspannungsquelle und einer Impedanz je Anschluss und bildet leitungsgeführte EMV-Störungen einer Komponente in einem gemessenen Betriebspunkt nach. Dafür werden zwischen den Anschlüssen der Komponente leitungsgeführte Emissionsmessungen durchgeführt und aufgrund der Ergebnisse für die Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen auf die Störquelle bzw. Impedanz des Verhaltensmodells zurückgeschlossen. Für die Erstellung des Störquellenmodells wird ein Messaufbau, wie in Abbildung 4.31 gezeigt, benötigt und die leitungsgeführten Emissionen eines Messobjekts werden mit zwei verschiedenen Lastverhältnissen bestimmt. Anschließend können durch das Lösen des Gleichungssystems aus Kapitel 3.5 die Eigenschaften des Störquellenmodells ermittelt und ein Verhaltensmodell abgeleitet werden.

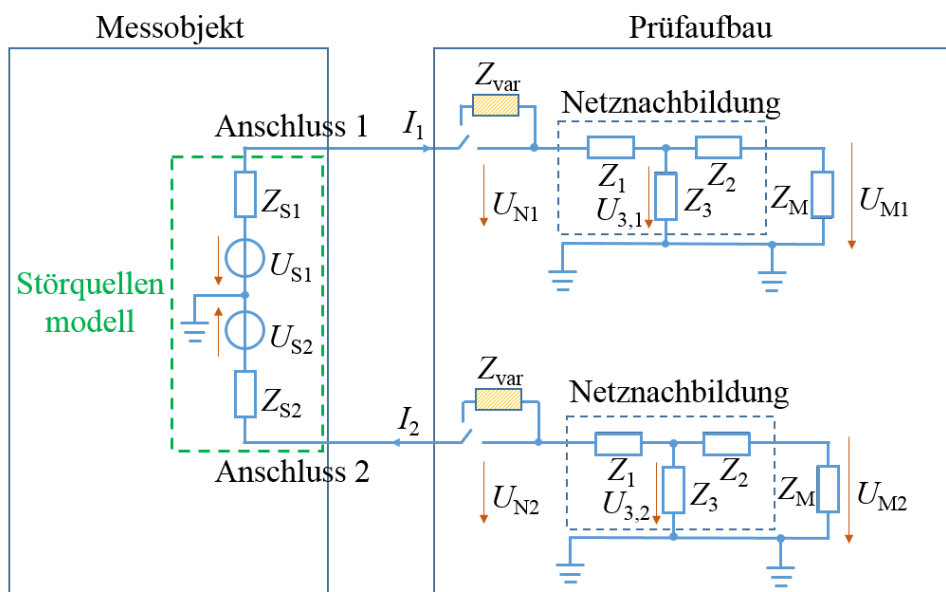


Abb. 4.31: Messaufbau für die Bestimmung der leitungsgeführten Emissionen eines Messobjekts mit zwei Anschlüssen am Messausgang der Netznachbildungen und Veranschaulichung des äquivalenten Störquellenmodells

Die in Kapitel 3.5 beschriebene Methodik wird mit Hilfe von Schaltungssimulationen untersucht. Die Schaltung des Messaufbaus für die Bestimmung der leitungsgeführten Emissionen eines Messobjekts aus Abbildung 4.31 wird hierfür in der Schaltungssimulation verwendet. Für die Anwendung der Methodik und die anschließende Analyse der Störquellenmodelle werden bekannte Quellen und Impedanzen für das Messobjekt definiert und die leitungsgeführten Emissionen am Messanschluss des Messempefängers bestimmt. Es resultieren die Spannungen  $U_{M1}$  und  $U_{M2}$  am Messempefängerausgang der Netznachbildungen im Frequenzbereich von 9 kHz bis 120 MHz. Diese Störspannungen dienen als Inputparameter für die Berechnungen zum Test der Methode mit Hilfe von Schaltungssimulationen.

Die Parameter  $U_{S1}$ ,  $Z_{S1}$ ,  $U_{S2}$  und  $Z_{S2}$  beschreiben das anfängliche Störquellenmodell und sind im Simulationsmodell nach Abbildung 4.31 definiert. Die Spannungen  $U_{M1,A1}$  und  $U_{M2,A1}$  sowie  $U_{M1,A2}$  und  $U_{M2,A2}$  sind mit Hilfe der Simulation am Ende der Netznachbildungen generiert und dienen als Input für die Berechnung des Störquellenmodells. Es gilt  $Z_M = 50 \Omega$ . Für die Variation der Lastverhältnisse werden die Widerstände  $Z_{var} = 50 \Omega$  in der Schaltung hinzugefügt. Die Indizes  $A_1$  und  $A_2$  stehen für die beiden unterschiedlichen Lastverhältnisse, wobei der Index  $A_1$  die Bestimmung der Spannungen  $U_{M1}$  und  $U_{M2}$  ohne die Berücksichtigung von  $Z_{var}$  und der Index  $A_2$  die Bestimmung der Spannungen  $U_{M1}$  und  $U_{M2}$  nach Hinzuschalten von  $Z_{var}$  beschreibt.

Für die Analyse des Verhaltensmodells werden eine reine Gleichtakt-, eine Gegentakt- und eine Mischung von Gleich- und Gegentaktanregung untersucht. Abbildung 4.32 veranschaulicht die unterschiedlichen Anregungsformen und das äquivalente Störquellenmodell, welches mit Hilfe der Methodik erstellt wird. Das Verhaltensmodell bildet die Gleichaktanregung, die Gegentaktanregung und auch gemischte Anregungsformen der Originalmodelle ab. Mit  $U_{S1}'$ ,  $Z_{S1}'$ ,  $U_{S2}'$  und  $Z_{S2}'$  sind die Parameter des nach der Methodik aus Kapitel 3.5 berechneten äquivalenten Störquellenmodells definiert.

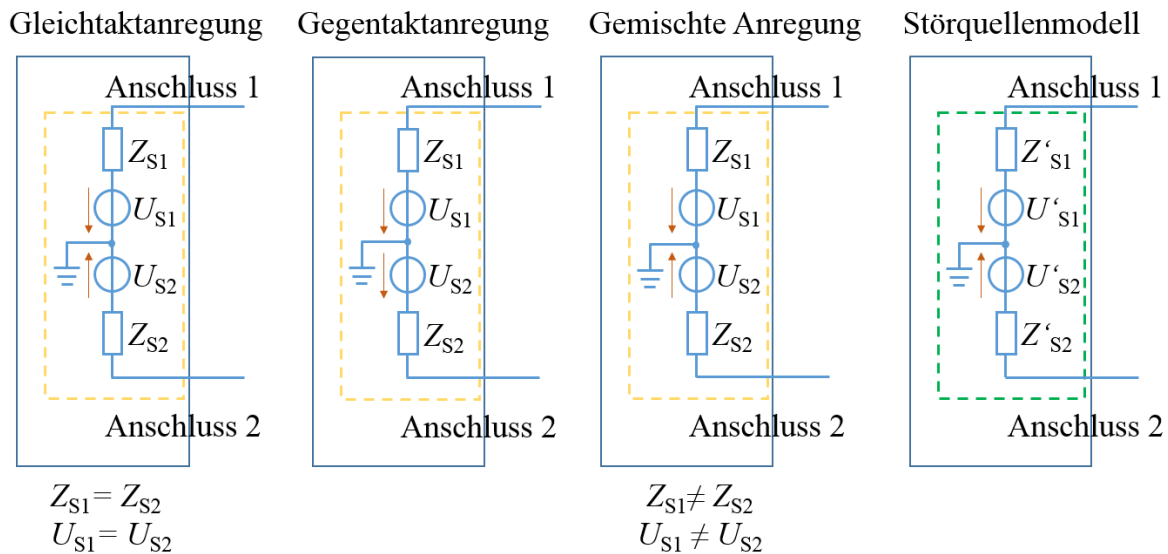


Abb. 4.32: Szenarien für Originalmodelle mit unterschiedlichen Anregungen und Veranschaulichung des äquivalenten Störquellenmodells

Für die Untersuchung der Methodik und des generierten Störquellenmodells bezüglich der unterschiedlichen Anregungsszenarien wird ein Modell in der Schaltungssimulation aufgebaut. Anschließend wird das Modell für die Analyse von unterschiedlichen Phasenbeziehungen zwischen zwei aufeinanderfolgenden Messungen sowie der Lastunabhängigkeit des Störquellenmodells und für die Untersuchung einer kapazitiven Kopplung im Massepfad genutzt. Im Folgenden werden unterschiedliche Beispielszenarien untersucht und die Ergebnisse aus der Schaltungssimulation präsentiert.

Tabelle 4.9 zeigt beispielhafte Parameter für das Originalmodell und Tabelle 4.10 veranschaulicht die Ergebnisse für die Beispiele 1-3 nach der Berechnung der Parameter des Störquellenmodells mit Hilfe der Methodik. Die präsentierten Werte sind für die Frequenz  $f = 100 \text{ kHz}$  angegeben und zur besseren Veranschaulichung auf die 4. Nachkommastelle gerundet. Die Parameter der Originalmodelle sind beispielhaft gewählt, um die Anwendbarkeit der Methodik zu demonstrieren.

Tab. 4.9: Parameter des Originalmodells für die Untersuchung der Methodik zur Störquellenmodellerstellung

	$U_{S1}$	$Z_{S1}$	$U_{S2}$	$Z_{S2}$
Beispiel 1	1,0000+0,0000i	50,0000+0,0000i	1,0000+0,0000i	50,0000+0,0000i
Beispiel 2	1,0000+0,0000i	50,0000+0,0000i	2,0000+0,0000i	100,0000+0,0000i
Beispiel 3	0,0000+1,0000i	50,0000+0,0000i	0,7765+2,8978i	50,0000+0,0000i

Tab. 4.10: Parameter des Störquellenmodells für die Untersuchung der Methodik zur Störquellenmodellerstellung

	$U_{S1}'$	$Z_{S1}'$	$U_{S2}'$	$Z_{S2}'$
Beispiel 1	1,0000+0,0000i	50,0000+0,0000i	1,0000+0,0000i	50,0000+0,0000i
Beispiel 2	1,0000+0,0000i	50,0000+0,0000i	2,0001+0,0000i	100,0000+0,0000i
Beispiel 3	0,0000+1,0000i	50,0000+0,0000i	0,7765+2,8979i	50,0000+0,0000i

Der Vergleich der Parameter in den Tabellen 4.9 und 4.10 zeigt für die gewählten Beispiele eine Übereinstimmung der berechneten Störquellenparameter  $U_{S1}'$ ,  $Z_{S1}'$ ,  $U_{S2}'$  und  $Z_{S2}'$  mit den anfänglich definierten Parametern  $U_{S1}$ ,  $Z_{S1}$ ,  $U_{S2}$  und  $Z_{S2}$ . Analysen der äquivalenten Parameter der Störquellenmodelle für die unterschiedlichen Anregungsformen aus Abbildung 4.32 zeigen eine minimale Abweichung bis zur 4. Nachkommastelle, welche auf Rundungsfehler in der Berechnung der Störquellenmodellparameter zurückzuführen ist. Die Analyse der unterschiedlichen Störquellenmodelle veranschaulicht, dass das gewählte Störquellenmodell mit zwei unabhängigen Spannungsquellen und Impedanzen das Verhalten von reinen Gleichtakt- und Gegentaktanregungen sowie von gemischten Anregungsformen nachbilden kann, für den Fall, dass die Schaltung des Originalmodells mit der Schaltung des Verhaltensmodells übereinstimmt. Die Beispiele 1, 2 und 3 aus der Simulation demonstrieren die Anwendbarkeit der Methodik für unterschiedliche Anregungsszenarien.

### Analyse von unterschiedlichen Phasenbeziehungen zwischen zwei Messungen

Für die Anwendung der Methodik aus Kapitel 3.5 werden neben dem Betrag auch die Phaseninformationen der Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen benötigt. Des Weiteren werden die Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen für zwei unterschiedliche Lastverhältnisse für die Komponente bzw. für das Messobjekt bestimmt, um die unbekanntes Größen aus den Maschengleichungen (3.13) und (3.14) aus Kapitel 3.5 ermitteln zu können. Hierfür werden bekannte Widerstände  $Z_{\text{var}} = 50 \Omega$  in den Messaufbau aus Abbildung 4.31 eingefügt. Je Messanschluss wird für beide Arbeitspunkte eine Messung der Spannungen  $U_{M1}$  und  $U_{M2}$  durchgeführt:  $U_{M1,A1}$  und  $U_{M2,A1}$ , ohne die Berücksichtigung von  $Z_{\text{var}}$  im Messaufbau, sowie  $U_{M1,A2}$  und  $U_{M2,A2}$  mit den eingefügten Widerständen  $Z_{\text{var}}$  im Messaufbau.

Für die messtechnische Bestimmung der Emissionen am Messausgang können Spektrumanalysatoren verwendet werden, die den Betrag im Frequenzbereich mit Hilfe der Fast-Fourier-Transformation (FFT) aus dem Zeitsignal ermitteln. Des Weiteren sind auch die Phaseninformationen für die Anwendung der Methodik von Bedeutung. Die FFT des Zeitsignals am Messausgang liefert die Phase im Bezug zum aufgenommenen Zeitsignal. Das Aufnahmezeitfenster der Messung im Zeitbereich kann sich bezüglich des Ausschnitts des Zeitsignals bezogen auf den Startpunkt der Perioden unterscheiden. Daher ist es wichtig, die Phasenbeziehungen im Spektrum zwischen zwei Messungen zu analysieren.

Abbildung 4.33 veranschaulicht den Zusammenhang zwischen Zeit- und Frequenzbereich an einem aus Sinusschwingungen überlagerten und dadurch angenäherten Rechtecksignal mit der Frequenz  $f = 10 \text{ kHz}$ . Die Fourierreihe eines Rechtecksignals ist durch

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{4h}{\pi} \left[ \sin(\omega(t + \Delta_t)) + \frac{1}{3} \sin(3\omega(t + \Delta_t)) + \frac{1}{5} \sin(5\omega(t + \Delta_t)) + \dots \right] \\ &= \frac{4h}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin((2k-1)\omega(t + \Delta_t))}{2k-1} \end{aligned} \quad (4.7)$$

beschrieben. Der Scheitelwert der Rechteckspannung ist durch  $h$  definiert. Die Grundfrequenz des Signals ist durch die Frequenz  $f$  mit dem Zusammenhang  $\omega = 2\pi f$  sowie der Zeit  $t$  beschrieben. Je mehr Sinusschwingungen nach der Formel (4.7) überlagert werden, desto besser kann das Rechtecksignal angenähert werden. Ein möglicher Zeitversatz des Rechtecksignals wird durch  $\Delta_t$  berücksichtigt.



Die beiden oberen Grafiken in Abbildung 4.33 veranschaulichen die unterschiedlichen Sinusspannungen im Zeitbereich für  $k=5$ . Die linke Spalte zeigt die Verläufe der Sinusspannungen ohne Zeitversatz und die rechte Spalte veranschaulicht die Verläufe für das Signal mit einem beispielhaften Zeitversatz von  $\Delta_t = 5 \mu\text{s}$ . In der zweiten Zeile sind die Sinusspannungen überlagert, um ein Rechtecksignal mit der Amplitude 1 V anzunähern. Die beiden Grafiken in der dritten Zeile zeigen die äquivalenten Beträge im Frequenzbereich und die Abbildungen in der vierten Zeile veranschaulichen die Phasen im Frequenzbereich.

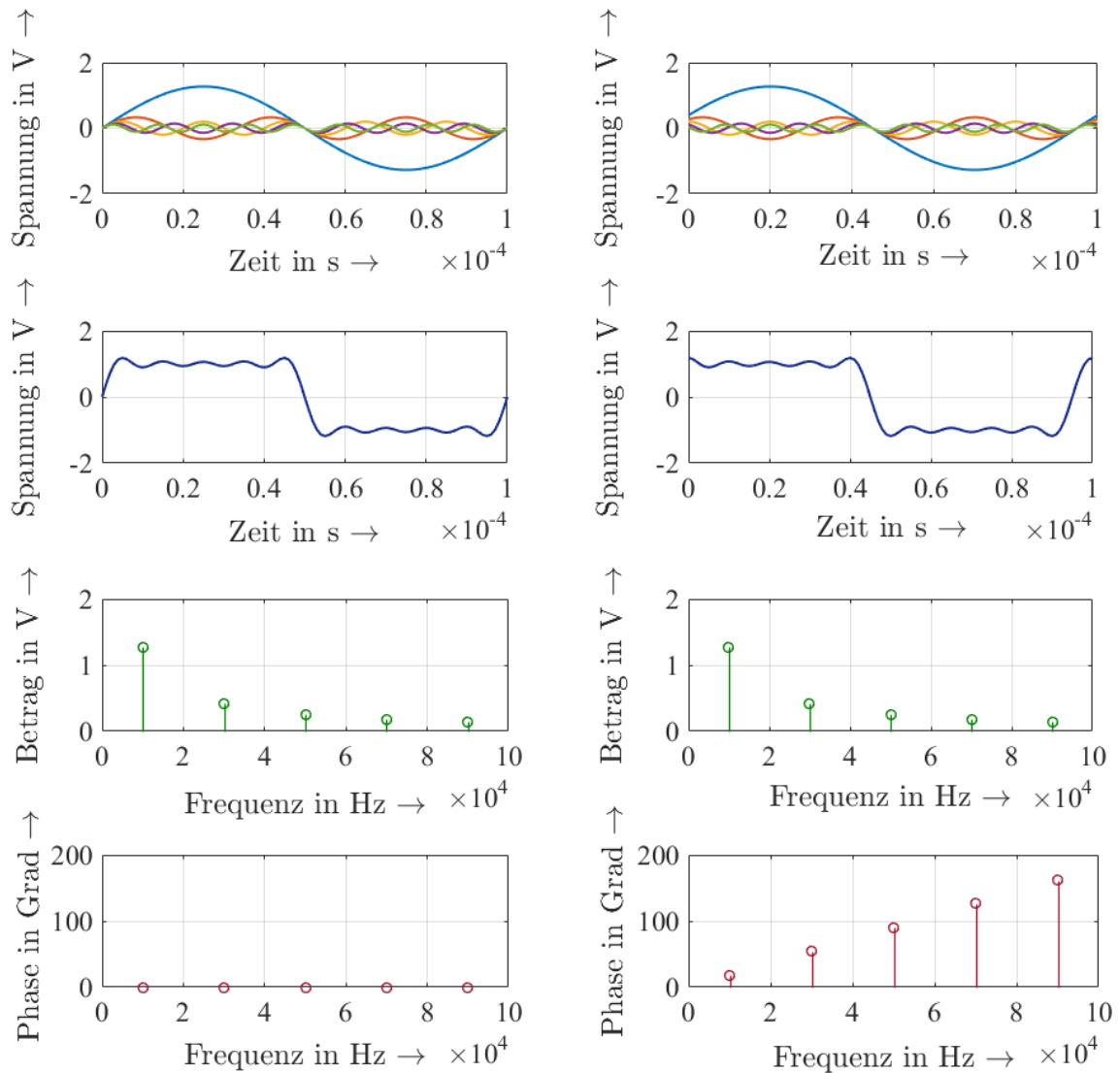


Abb. 4.33: Analyse eines aus Sinusschwingungen angenäherten Rechtecksignals ohne Zeitversatz (linke Spalte) und mit einem beispielhaften Zeitversatz von  $\Delta_t = 5 \mu\text{s}$  (rechte Spalte) im Zeit- und Frequenzbereich

In Abbildung 4.33 wird deutlich, dass die Beträge der Ergebnisse im Frequenzbereich für die beiden Signale übereinstimmen. Ein Vergleich der beiden Grafiken in der letzten Zeile zeigt, dass sich die Phasen für das Rechtecksignal ohne Zeitversatz im Vergleich zu dem zeitverschobenen Rechtecksignal unterscheiden. Dies lässt sich durch den Zusammenhang

$$\frac{\phi}{360^\circ} = \frac{\Delta_t}{T} \quad (4.8)$$

erläutern.

Zusätzlich gilt die Formel

$$f = \frac{1}{T} \quad (4.9)$$

für den Zusammenhang zwischen der Frequenz  $f$  und der Periodendauer  $T$ .

Aus der Formel (4.8) lässt sich mit Hilfe der Zeitverschiebung die Phase  $\phi$  bestimmen. Bezogen auf den Zeitversatz von  $\Delta_t = 5 \mu\text{s}$  aus Abbildung 4.33 ergibt sich eine Phase von  $\phi = 18^\circ$  für die 1. Harmonische bei  $f = 10 \text{ kHz}$  des zeitverschobenen Rechtecksignals. Für die weiteren Harmonischen muss der Faktor  $(2k-1)$  aus der Formel (4.7) berücksichtigt werden. Es ergibt sich unter Berücksichtigung des Faktors eine Phase von  $\phi = 54^\circ$  für die 2. Harmonische sowie eine Phase von  $\phi = 90^\circ$  für die 3. Harmonische etc.. Diese Vorgehensweise muss für alle Harmonischen der Grundschwingung bei der Bestimmung der Phase berücksichtigt werden. Die rechte Grafik in der untersten Zeile der Abbildung 4.33 veranschaulicht diesen Zusammenhang für das beispielhafte Rechtecksignal.

Für das Rechtecksignal ohne Zeitversatz gilt  $\Delta_t = 0 \text{ s}$ , wodurch auch für die Phase der 1. Harmonischen  $\phi = 0^\circ$  gilt. Auch die weiteren harmonischen Schwingungen haben somit eine Phase von Null.

Die Phasendifferenzen zwischen der Phase der 1. Harmonischen und den Phasen der weiteren Harmonischen betragen am Beispiel des Originalsignals ohne Zeitversatz  $\Delta_\phi = 0^\circ$ . Unter Berücksichtigung des Faktors  $(2k-1)$  aus der Formel (4.7) sind die Phasendifferenzen  $\Delta_\phi$  zwischen der Phase der 1. Harmonischen und den Phasen der weiteren Harmonischen des zeitverschobenen Signals ebenfalls gleich null.

Die Analyse der Phasenbeziehungen am Beispiel einer aus Sinusschwingungen angenäherten Rechteckfunktion (ohne und mit Zeitversatz) demonstriert, dass die Beträge der Spannungen im Frequenzbereich immer gleich sind. Des Weiteren können sich die Phasen im Spektrum unterscheiden, jedoch ist die Phasenkohärenz im Spektrum für ein periodisches Signal gegeben. Unter Berücksichtigung der Faktoren für die Harmonischen sind die Phasendifferenzen zwischen der Phase der 1. Harmonischen und den Phasen der weiteren harmonischen Schwingungen immer gleich.

Für die Anwendbarkeit der Methodik aus Kapitel 3.5 wird untersucht, ob das Störquellenmodell auch mit unterschiedlichen Phasenbeziehungen zwischen den Messungen mit den zwei verschiedenen Lastverhältnissen die richtigen Ergebnisse liefert. Hierfür werden den Ergebnissen der Schaltungssimulation unterschiedliche Phasenversätze im Zeitbereich als  $\Delta_t$  für die Bestimmung der Spannungen im zweiten Arbeitspunkt (Index  $A_2$ ) hinzugefügt. Der Phasenversatz steht für eine zeitliche Verschiebung  $\Delta_t$  des gemessenen Signals, welches als Inputparameter für die Berechnung des Störquellenmodells dient. Tabelle 4.11 zeigt zwei Beispiele für die Parameterwerte für Originalmodelle mit einem Phasenversatz nach dem Hinzuschalten der Widerstände  $Z_{\text{var}}$  zur Veränderung der Lastverhältnisse. In Beispiel 4 wird ein beliebig gewählter Phasenversatz von  $1^\circ$  ( $\Delta_t = 27 \text{ ns}$ ) im Frequenzbereich bei 100 kHz untersucht und im Beispiel 5 eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$  ( $\Delta_t = 2,5 \mu\text{s}$ ). Die Beispiele 4 und 5 sind willkürlich gewählt und demonstrieren die Berücksichtigung unterschiedlicher zeitlicher Verschiebungen  $\Delta_t$  im Störquellenmodell.

Tab. 4.11: Parameter des Originalmodells für die Analyse des Phasenversatzes (Beispiel 4 mit  $1^\circ$  Phasenversatz und Beispiel 5 mit  $90^\circ$  Phasenversatz)

	$U_{S1}$	$Z_{S1}$	$U_{S2}$	$Z_{S2}$
$1^\circ / A_1$	1,0000+0,0000i	50,0000+0,0000i	1,0000+0,0000i	50,0000+0,0000i
$1^\circ / A_2$	0,9998+0,0175i	50,0000+0,0000i	0,9998+0,0175i	50,0000+0,0000i
$90^\circ / A_1$	1,0000+0,0000i	50,0000+0,0000i	1,0000+0,0000i	50,0000+0,0000i
$90^\circ / A_2$	0,0000+1,0000i	50,0000+0,0000i	0,0000 +1,0000i	50,0000+0,0000i

Die Berechnungen der Parameter des Störquellenmodells werden auf der Grundlage der bestimmten Spannungen  $U_{M1,A1}$  und  $U_{M2,A1}$  sowie  $U_{M1,A2}$  und  $U_{M2,A2}$  analog zu den vorherigen Analysen berechnet. Tabelle 4.12 zeigt die berechneten Werte für das Störquellenmodell für die Analyse unterschiedlicher Phasenbeziehungen zwischen den zwei Messungen mit den zwei Lastverhältnissen.

Tab. 4.12: Berechnete Parameter des Störquellenmodells für die Analyse des Phasenversatzes ( $1^\circ$  im Beispiel 4 und  $90^\circ$  im Beispiel 5) zwischen den zwei Messungen

	$U_{S1}'$	$Z_{S1}'$	$U_{S2}'$	$Z_{S2}'$
$1^\circ / A_1$	0,9982+0,0354i	49,8149+1,8258i	0,9982+0,0354i	49,8149+1,8258i
$90^\circ / A_2$	-0,1850+0,3925i	-12,2484+17,2675i	-0,1850+0,3925i	-12,2484+17,2675i

Ein Vergleich der generierten Störquellenparameter aus Tabelle 4.12 mit den Parametern des Originalmodells aus Tabelle 4.11 macht deutlich, dass die Werte des generierten Störquellenmodells auf Grund des hinzugefügten Phasenversatzes im zweiten Arbeitspunkt von den anfänglich in der Simulation definierten Parametern abweichen.

Die Ergebnisse aus Tabelle 4.12 für die Beispiele 4 und 5 veranschaulichen, dass eine Rückrechnung auf die Parameter des Originalmodells durch den künstlich hinzugefügten Phasenversatz nicht mehr möglich ist. Die Untersuchung dieser Beispiele zeigt, dass im Fall von zeitlichen Verschiebungen des Signals zwischen den zwei Messungen mit den unterschiedlichen Lastverhältnissen nicht direkt auf die ursprünglichen Parameter des Originalmodells zurück gerechnet werden kann. Durch die Anwendung der Methodik werden Verhaltensmodelle für die ursprünglichen Originalmodelle erzeugt.

Mit Hilfe der Schaltungssimulation wird untersucht, ob das bestimmte Störquellenmodell unter Berücksichtigung des Phasenversatzes bei der zweiten Messung als Quelle in der Simulation ein vergleichbares Emissionsverhalten am Messausgang der Netznachbildungen zeigt, wie das anfänglich definierte Originalmodell. Tabelle 4.13 zeigt den Vergleich der Spannungen  $U_{M1,A1}$ ,  $U_{M2,A1}$ ,  $U_{M1,A2}$  und  $U_{M2,A2}$  am Messausgang für das Originalmodell ohne zeitlichen Versatz sowie  $U_{M1,A1}'$ ,  $U_{M2,A1}'$ ,  $U_{M1,A2}'$  und  $U_{M2,A2}'$  für das generierte Störquellenmodell.

Tab. 4.13: Vergleich der Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen zwischen Originalmodell und Störquellenmodell für die Analyse des Phasenversatzes (Beispiel 4 mit  $1^\circ$  und Beispiel 5 mit  $90^\circ$  im zweiten Arbeitspunkt)

	$U_{M1,A1}$	$U_{M2,A1}$	$U_{M1,A2}$	$U_{M2,A2}$
Originalmodell $1^\circ$	0,0012+0,0045i	0,0012+0,0045i	0,0005+0,0023i	0,0005+0,0023i
	$U_{M1,A1}'$	$U_{M2,A1}'$	$U_{M1,A2}'$	$U_{M2,A2}'$
Störquellenmodell $1^\circ$	0,0012+0,0045i	0,0012+0,0045i	0,0005+0,0023i	0,0005+0,0023i
	$U_{M1,A1}$	$U_{M2,A1}$	$U_{M1,A2}$	$U_{M2,A2}$
Originalmodell $90^\circ$	0,0012+0,0045i	0,0012+0,0045i	0,0005+0,0023i	0,0005+0,0023i
	$U_{M1,A1}'$	$U_{M2,A1}'$	$U_{M1,A2}'$	$U_{M2,A2}'$
Störquellenmodell $90^\circ$	0,0012+0,0045i	0,0012+0,0045i	-0,0023+0,0005i	-0,0023+0,0005i

Die Ergebnisse in Tabelle 4.13 für die Beispiele 4 und 5 veranschaulichen, dass die generierten Verhaltensmodelle bei einer Integration als Quelle in die Schaltungssimulation an den Messausgängen der Netznachbildungen vergleichbare Störspannungen erzeugen können. Für eine leichtere Vergleichbarkeit sind die gerundeten Beträge und Phasen für das Beispiel 5 in Tabelle 4.14 dargestellt. Die Ergebnisse zeigen, dass die Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen bei der Integration des Modelle in die Schaltungssimulation bezüglich der Beträge übereinstimmen. In diesem Beispiel unterscheidet sich die Phase im zweiten Arbeitspunkt. Das Störquellenmodell berücksichtigt den hinzugefügten Phasenversatz.

Tab. 4.14: Vergleich der Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen zwischen Originalmodell und Störquellenmodell für die Analyse des Phasenversatzes (Beispiel 5 mit  $90^\circ$  im zweiten Arbeitspunkt) nach Betrag und Phase

Betrag & Phase	$U_{M1,A1}$ & $U_{M2,A1}$	$U_{M1,A2}$ & $U_{M2,A2}$
Originalmodell	0,04618 & $75^\circ$	0,00234 & $77^\circ$
Betrag & Phase	$U_{M1,A1}'$ & $U_{M2,A1}'$	$U_{M1,A2}'$ & $U_{M2,A2}'$
Störquellenmodell	0,04618 & $75^\circ$	0,00234 & $167^\circ$

### Analyse der Lastunabhängigkeit des Störquellenmodells

Im nächsten Schritt wird untersucht, ob das generierte Verhaltensmodell für die Fahrzeugkomponenten unabhängig von den Lastverhältnissen im Fahrzeug (Kabelbaumlänge, angeschlossene Lasten etc.) funktionieren kann. Die Lastunabhängigkeit des Verhaltensmodells wird analysiert, indem dem Störquellenmodell unterschiedliche Lasten durch die Variation der Messwiderstände  $Z_M$  aus Abbildung 4.31 hinzugefügt werden. Die Analyse wird unter der Voraussetzung durchgeführt, dass das Originalmodell nur lineare Komponenten besitzt. Zuvor galt  $Z_M = 50 \Omega$ . Es wird untersucht, ob das Störquellenmodell mit unterschiedlichen Lastfällen (Beispiel 6 mit  $Z_M = 20 \Omega$ ) das gleiche Verhalten zeigt, wie das Originalmodell. Für die Störquellenmodelle aus der idealen Simulation gilt die Lastunabhängigkeit, da wie zuvor gezeigt werden konnte, direkt auf die ursprünglichen Parameter zurückgerechnet werden kann. Für eine weitere beispielhafte Analyse wird das Störquellenmodell mit dem Phasenversatz von  $90^\circ$  aus der vorherigen Analyse ausgewählt.

Tabelle 4.15 zeigt die gerundeten Ergebnisse der Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen für das Originalmodell ohne Versatz und das Störquellenmodell mit Versatz mit einem Lastwiderstand von  $Z_M = 20 \Omega$  nach Betrag und Phase.

Tab. 4.15: Vergleich der Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen zwischen Originalmodell und Störquellenmodell für die Analyse der Lastunabhängigkeit und eines Phasenversatzes (Beispiel 6 mit  $Z_M = 20 \Omega$  und  $90^\circ$  im zweiten Arbeitspunkt) nach Betrag und Phase

Betrag & Phase	$U_{M1,A1} \text{ \& } U_{M2,A1}$	$U_{M1,A2} \text{ \& } U_{M2,A2}$
Originalmodell	0,00264 & $75^\circ$	0,00134 & $77^\circ$
Betrag & Phase	$U_{M1,A1}' \text{ \& } U_{M2,A1}'$	$U_{M1,A2}' \text{ \& } U_{M2,A2}'$
Störquellenmodell	0,00264 & $75^\circ$	0,00134 & $167^\circ$

Der Vergleich der Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen in Tabelle 4.15 zeigt für das Beispiel 6 eine Übereinstimmung der Beträge für das Original- und das Störquellenmodell bei der Analyse der Lastunabhängigkeit durch die Veränderung des Widerstandes zu  $Z_M = 20 \Omega$ . Das Beispiel 6 verdeutlicht, dass sich das generierte Störquellenmodell auch bei unterschiedlichen Lastverhältnissen bezüglich der Beträge der leitungsgeführten Emissionen ähnlich wie die Komponente im Fahrzeug verhält.

### Analyse der kapazitiven Kopplung im Massepfad

In der realen Messumgebung treten neben den Gegentaktstörungen auch Gleichtaktstörungen auf. Der Einfluss des Massepfads auf das Störverhalten einer Komponente muss daher im Modell genauer untersucht werden. Die Annahme für das Störquellenmodell, dass es sich hier um einen Kurzschluss handelt, ist zur Vereinfachung angenommen. Der Massepfad der Störungen kann in der Realität über eine kapazitive Kopplung zum Gehäuse entstehen, welche auch im Störquellenmodell als Kapazität gegen Masse untersucht werden muss.

Daher wird im Simulationsmodell aus Abbildung 4.31 zur Analyse des Einflusses einer kapazitiven Kopplung zum Gehäuse eine zusätzliche Kapazität in den Massepfad eingefügt. Abbildung 4.34 veranschaulicht das Originalmodell für eine Komponente mit zwei Anschlüssen und einer kapazitiven Kopplung im Massepfad und das äquivalente Störquellenmodell ohne einer zusätzlichen Kapazität.

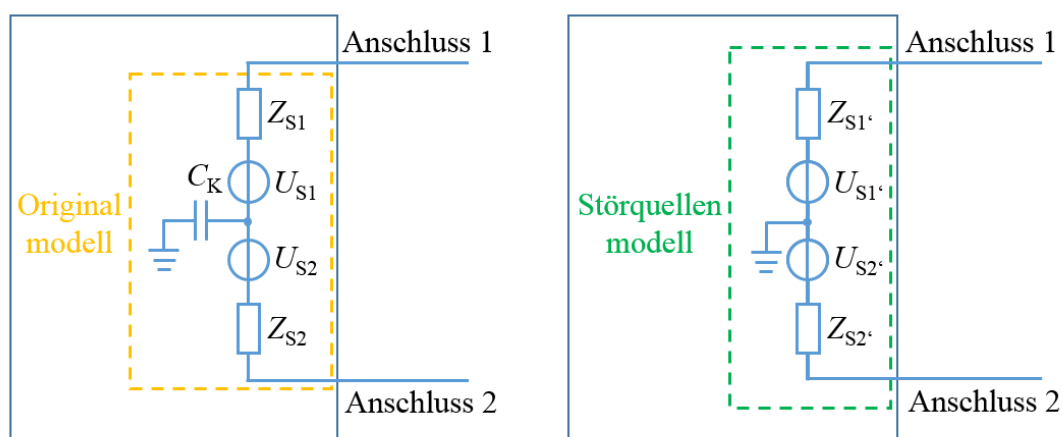


Abb. 4.34: Originalmodell mit zusätzlicher Kapazität und äquivalentes Störquellenmodell ohne einer zusätzlichen Kapazität für die Analyse der kapazitiven Kopplung zum Gehäuse

Die Kapazität ist beliebig gewählt, um die Berücksichtigung einer Kopplung zum Gehäuse im Störquellenmodell untersuchen zu können. Im Beispiel 7 wird eine Kapazität mit  $C_K = 5 \mu\text{F}$  in den Massepfad eingefügt. Tabelle 4.16 veranschaulicht die Parameter des Originalmodells für die Analyse einer Kapazität im Massepfad des Originalmodells.

Tab. 4.16: Parameter des Originalmodells für die Analyse einer Kapazität im Massepfad

$U_{S1}$	$Z_{S1}$	$U_{S2}$	$Z_{S2}$	Kapazität
1,0000+0,0000i	50,0000+0,0000i	1,0000+0,0000i	50,0000+0,0000i	$C_K = 5 \mu\text{F}$

Die Berechnungen des Störquellenmodells werden analog zu den vorherigen Analysen durchgeführt. Sie ergeben komplexe Widerstände für die Parameter  $Z_{S1}'$  und  $Z_{S2}'$  des Störquellenmodells, wie Tabelle 4.17 veranschaulicht. Die Kapazität des Originalmodells ist somit in den komplexen Widerständen des Störquellenmodells berücksichtigt und wird nicht mehr explizit in die Schaltungssimulation eingefügt.

Tab. 4.17: Parameter des Störquellenmodells für die Analyse einer Kapazität im Massepfad

$U_{S1}'$	$Z_{S1}'$	$U_{S2}'$	$Z_{S2}'$	Kapazität
1,0000+0,0000i	50,0000-318,31i	1,0000+0,0000i	50,0000-318,31i	-

Die komplexen Widerstände des generierten Störquellenmodells können zur Analyse des Störquellenmodells als Reihenschaltung von Widerständen und Kapazitäten und Induktivitäten definiert werden. Tabelle 4.18 veranschaulicht die Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen des Originalmodells und des Störquellenmodells. Die Ergebnisse sind auf die 4. Nachkommastelle gerundet.

Tab. 4.18: Vergleich der Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen zwischen Originalmodell und Störquellenmodell für die Analyse einer Kapazität im Massepfad

	$U_{M1,A1}$	$U_{M2,A1}$	$U_{M1,A2}$	$U_{M2,A2}$
Originalmodell	-0,0007+0,0003i	-0,0007+0,0003i	-0,0006+0,0004i	-0,0006+0,0004i
	$U_{M1,A1}'$	$U_{M2,A1}'$	$U_{M1,A2}'$	$U_{M2,A2}'$
Störquellenmodell	-0,0007+0,0003i	-0,0007+0,0003i	-0,0006+0,0004i	-0,0006+0,0004i

Der Vergleich der Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen aus Tabelle 4.18 zeigt eine Übereinstimmung zwischen Originalmodell und Störquellenmodell bei der Betrachtung einer kapazitiven Kopplung zum Gehäuse. Unter Berücksichtigung der komplexen Widerstände  $Z_{S1}'$  und  $Z_{S2}'$  zeigt das Störquellenmodell die gleichen Spannungen am Ausgang der Netznachbildungen wie das Originalmodell. Das Beispiel 7 demonstriert, dass kapazitive Kopplungen zum Gehäuse der Fahrzeugkomponente im Störquellenmodell berücksichtigt werden können.



## Diskussion der Applikation und Analyse von Störquellen

Für die Bewertung des generierten Störquellenmodells ist es wichtig, die Art der Störungen, welche mit Hilfe der Methodik definiert werden können und ihre Berücksichtigung im Modell zu diskutieren. Eine wichtige Einschränkung des hier präsentierten Störquellenmodells ist, dass es nur für zwei Anschlüsse der Komponente gültig ist. Die präsentierte Methodik zeigt beispielhaft die Bestimmung der leitungsgeführten Störungen eines einfachen Messobjekts mit zwei Anschlüssen. Eine Erweiterung der Methodik von zwei Anschlüssen auf weitere Anschlüsse ist für die Anwendung der Methodik auf kompliziertere Komponenten nötig. Dies könnte sich durch eine Erweiterung der Abbildung 4.31 durch die sternförmige Anordnung zusätzlicher Quellen und Koppelimpedanzen je Anschluss realisieren lassen. Des Weiteren beschreibt das mit Hilfe der in Kapitel 3.5 präsentierte Methodik generierte Störquellenmodell nur deterministische Störungen zum Zeitpunkt der Messung und bildet daher keine stochastischen Emissionen ab, was für die EMV-Analyse und die Bewertung der Komponente beachtet werden muss. Für die Analyse von stochastischen Emissionen müsste das Störquellenmodell noch geeignet erweitert werden. In Kapitel 4.4 sind Beispiele für die Applikation der Methodik zur Erstellung von Störquellenmodellen aus der Schaltungssimulation präsentiert. Diese ersten Untersuchungen zeigen das große Potential der Erstellung von leitungsgeführten Störquellenmodellen auf. Die Verifikation der Berechnungsergebnisse sowie die vertiefende Analyse des Einflusses eines Phasenversatzes und der Lastunabhängigkeit vielfältiger möglicher Störquellen bietet weitere interessante Forschungsinhalte. Zusätzlich muss auch der Einsatz von Messsystemen mit mehreren Anschlüssen untersucht werden und die Überprüfung der Methode für Mehr Tore unter Laborbedingungen durchgeführt werden. Für die Bestimmung der komplexen Quellen und Impedanzen wird neben dem in der Norm geforderten Absolutwert auch die Phase der leitungsgeführten Emissionen benötigt. Die Bestimmung von Absolutwert und Phase ist simulativ gut durchführbar. Es birgt jedoch Schwierigkeiten in der messtechnischen Umsetzung. Die benötigten Messverfahren sind noch nicht etabliert und nicht ausreichend verfügbar. Mit Hilfe des Messverfahrens auf Grundlage der Fast-Fourier-Transformation (FFT-Messverfahren) der Störspannungen könnte die Bestimmung der Emissionen nach Betrag und Phase durchgeführt werden. Der TDEMI eXtreme Messempfänger [Gauss Instruments, 2017] hat das Potential für eine messtechnische Umsetzung und Validierung der Methodik zur Erstellung von Störquellenmodellen für Zweitore. Der TDEMI eXtreme bietet zwei Eingänge zur phasenkohärenten Messung von Störemissionen. Dadurch lassen sich die leitungsgeführten Emissionen eines Messobjektes auf zwei Leitungen im gleichen Betriebspunkt messen. Für die Anwendung der Methodik auf komplexere Messobjekte müssen entweder mehrere Messempfänger phasensynchron zusammengeschaltet werden oder es muss ein Messgerät mit mehr als zwei phasenkohärenten Messanschlüssen genutzt werden.



## 5. Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde eine Validierungs- und Verifizierungsstrategie mit verschiedenen konkreten Anwendungs- und Optimierungsmöglichkeiten zur Stärkung und Verbesserung der EMV-Entwicklung und Absicherung von Elektro- und Hybridfahrzeugen beschrieben. Nach einer Analyse der Herausforderungen und auf der Grundlage der abgeleiteten Handlungsfelder und Ergänzungsmöglichkeiten des bisherigen EMV-Entwicklungsprozesses wurden Methoden und Ansätze in den Bereichen der Messungen, Simulationen und Qualitätsmethoden zur Verbesserung des Prozesses diskutiert. Die entwickelte Validierungs- und Verifizierungsstrategie für die EMV-Entwicklung von Elektro- und Hybridfahrzeugen hilft die Ursachen für EMV-Probleme von frühen Entwicklungsphasen bis hin zum Serienprozess zu identifizieren und effektiv zu verhindern. Dies führt zu einer durchgängigen, verlässlichen und effizienten EMV-Entwicklung und Absicherung und dadurch zur Qualitätssteigerung der Fahrzeuge. Die Vor- und Nachteile der zusätzlichen Validierungs- und Verifizierungsschritte wurden diskutiert und konkrete Applikationen am Beispiel des Elektro- und Hybridfahrzeugs gezeigt.

Die rein messtechnische EMV-Absicherung von Gesamtfahrzeugen und Fahrzeugkomponenten birgt aufgrund der hohen Produktkomplexität mit vielen vernetzten Systemen und Funktionen Risiken, da sie erst mit den ersten Prototypen und daher erst in späten Entwicklungsphasen durchgeführt werden kann. Simulationsverfahren können die bestehende EMV-Absicherung von Fahrzeugen und Fahrzeugkomponenten besonders in frühen Entwicklungsphasen geeignet ergänzen und elektromagnetische Zusammenhänge durch gezielte Analysen aufdecken. Eine große Herausforderung für die Durchführung von EMV-Simulationen ist das Beziehen und Verarbeiten von Daten und Modellen. Für virtuelle Analysen muss nicht nur auf eine Vielzahl von Daten und Modellen aus unterschiedlichen Fachbereichen, sondern zum Teil auch auf sehr detaillierte Angaben zurückgegriffen werden. Der hohe Aufwand für die Modellerstellung wird mit Hilfe der statistischen Versuchsplanung reduziert. Schrittweise kann so die Gesamtfahrzeugabsicherung, beginnend mit der Untersuchung von verschiedenen Schirmtypen, über mehrfach geschirmte Leitungen bis hin zum komplexen Hochvolt-systemen im Fahrzeug, analysiert und optimiert werden. Die Erstellung der Simulationsmodelle auf Systemebene kann stark vereinfacht werden, da die Ergebnisse der Teilsysteme für komplexere Analysen auf Fahrzeugebene übernommen werden können. Die Schwierigkeit der EMV von Fahrzeugen besteht darin, die große Anzahl von Einflussfaktoren beschreiben und bewerten zu können, um die Ursachen für EMV-Probleme schon in frühen Entwicklungsstadien zu identifizieren und effektiv zu verhindern. Die Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung liefern detaillierte Informationen über die Stärke von Einflussparametern und deren Wechselwirkungen. Diese Erkenntnisse helfen sowohl in der EMV-Entwicklung sowie in der EMV-Absicherung von Fahrzeugkomponenten und Gesamtfahrzeugen, da die wichtigsten Stellhebel für Änderungen und Optimierungen identifiziert werden. Eine weitere

Herausforderung der Modellerstellung für EMV-Simulationen auf Gesamtfahrzeugebene ist die richtige Definition der Störquellen, welche das Störverhalten der Fahrzeugkomponenten abbilden. Die Erstellung von Störquellenmodellen auf Basis des Normaufbaus für leitungsgeführte Emissionsmessungen von Fahrzeugkomponenten kann die virtuelle Absicherung stärken.

Der zweite Schwerpunkt der Prozessoptimierung ist die effiziente und plausible Auslegung von Teilsystemen und Komponenten für eine optimierte Gesamtlösung. Die Analyse, Definition und Optimierung der EMV-Anforderungen an Fahrzeugkomponenten stehen hier im Fokus. Die messtechnische Absicherung ist das bisher gängige Verfahren zur Bewertung und Qualifikation der EMV von Fahrzeugkomponenten. Zur Verbesserung der bestehenden Dämpfungsmessverfahren von Komponenten wurde die De-embedding Methode angewendet. Ein weiterer wichtiger Forschungspunkt ist die Validierung des Zusammenhangs zwischen dem Komponentenprüfaufbau und dem Gesamtsystem. Es wurde eine Auswertemethodik entwickelt, mit deren Hilfe auf der Grundlage von Gesamtfahrzeugsimulationen und der Analyse der EMV-Grenzwerte auf Fahrzeug- und Komponentenebene plausible Rückschlüsse auf die Anforderungen der Fahrzeugkomponenten gezogen werden. Anhand eines Beispiels wurde gezeigt, wie der Puffer zwischen dem Fahrzeug- und dem Komponentengrenzwert für die leitungsgeführten Emissionen der Ladeelektronik mit Hilfe eines spezifischen Komponentengrenzwertes im gesamten Frequenzbereich konstant gehalten werden kann. Durch die Anwendung der Auswertemethodik kann das Anforderungsmanagement von Fahrzeugkomponenten plausibilisiert und verbessert werden. Die Methodik ist für die leitungsgeführten Störemissionen der Ladeelektronik im Fahrzeug beschrieben, gleichermaßen ist sie aber auch für gestrahlte Emissionen und andere Fahrzeugkomponenten anwendbar. Des Weiteren werden konkrete Informationen über die Dämpfungsanforderungen und die Hochvoltklassen der Fahrzeugkomponenten generiert.

Der Entwicklungsprozess der Fahrzeuge und somit auch die EMV-Entwicklung und Absicherung müssen auch weiterhin an die aktuellen Technologien und Entwicklungen angepasst werden. Neben der Elektromobilität wirken sich viele neue Trends, wie zum Beispiel die Vernetzung von Fahrzeugen untereinander und mit der Infrastruktur, eine Vielzahl neuer Dienste rund um die Mobilität wie z.B. Mobility-on-demand sowie der „Big Data“-Trend inklusive der Generierung, Analyse und Speicherung der Daten, auf die Unternehmensstrategien und Prozesse von Fahrzeugherstellern aus. Die virtuelle Entwicklung und Absicherung von Fahrzeugen und Fahrzeugkomponenten gewinnt immer mehr an Relevanz und könnte zukünftig die messtechnische Absicherung auf ein Mindestmaß reduzieren. Der Zukunftstrend der Fahrassistenzsysteme bis hin zum automatisierten Fahren steigert die ohnehin schon hohe Komplexität der Fahrzeuge noch weiter, wodurch immer neue Herausforderungen für die EMV der Fahrzeuge entstehen. Vor allem die Störfestigkeit der Gesamtfahrzeuge und der Fahrzeugkomponenten spielt in diesem Zusammenhang eine immer größere Rolle, um die Ausfallsicherheit der Systeme und Funktionen zu erhöhen. Die Validierungs- und Verifizie-

---

rungsstrategie dieser Arbeit sollte somit stetig um weitere spezifische Schritte in Anlehnung an die aktuellen und zukünftigen Trends der Automobilbranche erweitert werden.



## 6. Literaturverzeichnis

- Agilent Technologies. S-Parameter Design: Application Note Agilent AN 154, 2000.
- Agilent Technologies. Datenblatt: Agilent 8753ET/ES, 8753ET and 8753ES Network Analyzers, Publication Number 5968-5159E, 2001.
- Agilent Technologies. De-embedding and Embedding S-Parameter Networks using a Vector Network Analyzer: Application Note Agilent 1364-1, 2004.
- Agilent Technologies. Signal Integrity Analysis Series - Part 3: The ABCs of De-Embedding: Application Note Agilent 5989-5765EN, 2007.
- Altair Engineering Inc. Feko: Software Release Version 2018-02-2022, 2018.
- T. Bdour, A. Reineix und C. Guiffaut. *Statistical Investigation of a Field Coupling to random twisted Pair using Design of Experiment*. International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), Gothenburg, Sweden, 2014.
- BMW Group Standard. GS 95002-2: Kraftfahrzeuge Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Anforderungen und Prüfungen an Komponenten bis 60 V Nennspannung. 2013a.
- BMW Group Standard. GS 95002-3: Kraftfahrzeuge Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Anforderungen und Prüfungen an Komponenten größer 60 V Nennspannung. 2013b.
- Bundesministerium für Justiz und Verbraucherschutz. *Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Betriebsmitteln (Elektromagnetische-Verträglichkeit-Gesetz - EMVG)*. 2016.
- D.-G. Chen und J. D. Chen. *Monte-Carlo Simulation-Based Statistical Modeling*. Springer Nature Singapore Pte Ltd., 2017.
- M. Coenen und R. Derikx. *Design of Experiments on an EMC Test Chip for the Interrogation of SI and EMC Measures*. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), Istanbul, Turkey, Piscataway, NJ, 2003.
- CST. Cable Studio: Software Release Version 2016.01, 2016a.
- CST. Studio Suite: Software Release Version 2016.01, 2016b.
- CST Studio Suite. *Manual CST Cable Studio: Workflow & Solver Overview*. 2017.
- B. Demoulin, P. Degauque, J. Fontaine, M. Cauterman und R. Gabillard. *Theoretical Investigation and Experiment of Shielding Efficiency of a multi-braided Coaxial Cable*. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Washington DC, USA, 1976.

- ECE R10. ECE Regulation No. 10, Addendum 1-9: Uniform Provisions concerning the Approval of Vehicles with regard to Electromagnetic Compatibility, 2014.
- EDAG. Prüfbericht: Messungsergebnisse für die Transferimpedanz einer geschirmten Hochvoltleitung, 2015.
- EMCoS. EMC Studio: Software Release Version 8.2.1, 2016.
- R. A. Fisher. *The Design of Experiments*. Hafner Press, New York, 1971.
- Gauss Instruments. *Datenblatt TDEMI eXtreme Serie: TDEMI X EMI Receiver*. GAUSS INSTRUMENTS GmbH, 2017.
- M. Giese. *Simulation der elektromagnetischen Wellenausbreitung in komplexen Leitungsstrukturen unter Berücksichtigung von Schirmungseffekten*. Dissertation, Eberhard-Karls-Universität zu Tübingen, Fakultät für Mathematik und Physik, 2006.
- F. Gustrau. *Hochfrequenztechnik: Grundlagen der mobilen Kommunikationstechnik*. Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2011.
- J. Hein, J. Hippeli und T. Eibert. *Virtuelle Analyse zur Definition der EMV Anforderungen beim Laden von Elektro- und Hybridfahrzeugen*. 7. GMM Fachtagung (Elektromagnetische Verträglichkeit in der Kfz-Technik), Wolfsburg, Deutschland, 2017a.
- J. Hein, J. Hippeli und T. F. Eibert. *Reduction of EMC Simulation Efforts using Design of Experiments*. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Signal Integrity, Washington DC, USA, 2017b.
- J. Hein, J. Hippeli und T. F. Eibert. *A De-embedding Application for EMC Attenuation Measurements of Components*. International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), Angers, Frankreich, 2017c.
- J. Hein, J. Hippeli und T. F. Eibert. *Efficient EMC Parameter Analysis for the Verification of Complex Automotive Simulation Models by the Utilization of Design of Experiments*, Volume 60, Issue 6, pp. 1965-1973. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2018a.
- J. Hein, J. Hippeli und T. F. Eibert. *Optimierung der virtuellen EMV Absicherung durch Erstellung von leitungsgeführten Störquellenmodellen aus Messungen*. EMV Düsseldorf, Düsseldorf, Deutschland, 2018b.
- G. Heinrich. *Allgemeine Systemanalyse*. R. Oldenburg Verlag München Wien, 2007.
- H. Heuermann. *Hochfrequenztechnik: Lineare Komponenten hochintegrierter Hochfrequenzschaltungen*. Vieweg + Teubner Verlag, Wiesbaden, 2009.



- L. O. Hoefft, T. M. Salas und W. D. Prather. *Experimental and theoretical Comparison of the Line Injection and cylindrical Test Fixture Methods for measuring Surface Transfer Impedance of Cables*. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Denver, USA, 1998.
- J. Hohloch, W. Köhler, S. Tenbohlen, M. Aidam und T. Krauß. *Messverfahren zur Beurteilung des Emissionsverhaltens von geschirmten Energiekabeln für KFZ-Hochvoltbordnetze*. EMV Düsseldorf, Düsseldorf, Deutschland, 2010.
- Huber+Suhner AG. Datenblatt: RF Attenuator: Type 6820.01.A, 20 dB Dämpfungsglied, 2010.
- IEC/CISPR 25. *Vehicles, Boats and internal Combustion Engines - Radio Disturbance Characteristics - Limits and Methods of Measurement for the Protection of on-board Receivers*, 2008.
- H. Kaden. *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik*, Klassiker der Technik, 2. Auflage, Ursprünglich erschienen als Band 10 in der Reihe Technische Physik. Springer Berlin Heidelberg, 2006.
- A. S. Khan. *Microwave Engineering: Concepts and Fundamentals*. CRC Press, 2014.
- W. Kleppmann. *Versuchsplanung: Produkte und Prozesse optimieren*, 9. überarbeitete Auflage. Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2016.
- T. Kley. *Optimierte Kabelschirme Theorie und Messung*. Abhandlung zur Erlangung des Titels Doktor der Technischen Wissenschaften, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, 1991.
- T. Kley. *Optimized single-braided Cable Shields*, Volume 35, Issue 1, pp. 1-9. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1993.
- K. Kreisch, S. Kubitzek, C. Hofmeister, J. Bärenfänger und M. Schugt. *Transfer Impedance Measurements and Simulations on perforated fully-rigid Coaxial Cables with the Line Injection and the Triaxial Method*. International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), Gothenburg, Sweden, 2014.
- Kromberg & Schubert. Datenblatt: HV-Leitung Typ FHL2GBCB2G, Part number 64997096, 2015.
- Q. Liu, F. Wang und D. Boroyevich. *Modular-Terminal-Behavioral (MTB) Model for Characterizing Switching Module Conducted EMI Generation in Converter Systems*, Volume 21, Issue 6, pp. 1804-1814. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006.

- O. Lunden und M. Backstrom. *A factorial designed Experiment for Evaluation of Mode-stirrers in Reverberation Chambers*. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Istanbul, Turkey, 2003.
- K. Maeda, K. Iokibe, Y. Toyota und R. Koga. *De-embedding of Board Parasitics with T-parameters for S-parameter Measurements of Integrated Circuits on PCB: Examinations in One-port Measurements*. 5th Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics (CEEM), Xian, China, 2009.
- J. A. B. Montevechi, A. F. de Pinho, F. Leal und F. A. S. Marins. *Application of Design of Experiments on the Simulation of a Process in an Automotive Industry*. IEEE Winter Simulation Conference, Washington DC, USA, 2007.
- D. C. Montgomery. *Design and Analysis of Experiments*. Wiley, Hoboken, New Jersey, 7th ed. edition, 2009.
- A. Mushtaq und S. Frei. *Transfer Impedance Simulation and Measurement Methods to analyse Shielding Behaviour of HV Cables used in Electric-Vehicles and Hybrid-Electric-Vehicles*, Volume 14, pp. 139-145. Advances in Radio Science, 2016.
- H. Nahrstedt. *Die Monte-Carlo-Methode: Beispiele unter Excel VBA*. Springer Vieweg, 2015.
- E. Perrin, C. Guiffaut, A. Reineix und F. Tristant. *Using a Design-of-experiment Technique to consider the Wire Harness Load Impedances in the FDTD Model of an Aircraft struck by Lightning*, Volume 55, Issue 4, pp. 747-753. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2013.
- M. Rafaila, C. Decker, C. Grimm, J. Kirscher und G. Pelz. *Design of Experiments for reliable Operation of Electronics in Automotive Applications*. Forum on Specification & Design Languages, Southampton, UK, 2010.
- H. Rebholz. *Modellierung leitungsgebundener Störgrößen in der Komponenten- und Fahrzeugmessung*. Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik, Universität Stuttgart, 2010.
- K. Reif. *Automobilelektronik - Eine Einführung für Ingenieure*. Vieweg + Teubner, GWV Fachverlag GmbH, 2009.
- M. Resso und E. Bogatin. *Signal Integrity Characterization Techniques*. IEC, International Engineering Consortium, Chicago, Illinois, 2009.
- Rohde & Schwarz. *Datenblatt: Signal Generator SMT 06*. a.
- Rohde & Schwarz. *Datenblatt: Stabantenne HFH2-Z6*. b.

- C.-U. Ronniger. *Design of Experiment and Statistics*. Available: <http://www.weibull.de/COM/Statistics.pdf>, 2014.
- C.-U. Ronniger. Visual-XSel, Software Release Version 14.0, 2016.
- C.-U. Ronniger. *Taschenbuch der statistischen Methoden*. CRGRAPH, 2018.
- S. Sali. *An improved Model for the Transfer Impedance Calculations of braided Coaxial Cables*, Volume 33, Issue 2, pp. 139-143. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1991.
- S. A. Schelkunoff. *The Electromagnetic Theory of Coaxial Transmission Lines and Cylindrical Shields*, Volume 13, Issue 4, pp. 532-579. Bell System Technical Journal, 1934.
- G. Schmitz. *Mechatronik im Automobil II: Aktuelle Trends in der Systementwicklung für Automobile*, Fachbuch Band 18. Haus der Technik, 2003.
- A. J. Schwab. *Begriffswelt der Feldtheorie: Elektromagnetische Felder, Maxwell-Gleichungen, Gradient, Rotation, Divergenz*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2013.
- A. J. Schwab und W. Kürner. *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011.
- Schwarzbeck. *Datenblatt: Betriebsarten-Umschalter CMDM 8700*. SCHWARZBECK MESS-ELEKTRONIK, a.
- Schwarzbeck. *Datenblatt: Aktive Empfangsrahmenantenne FMZB 1519*. SCHWARZBECK MESS-ELEKTRONIK, b.
- Schwarzbeck. *Datenblatt: KFZ-Bordnetznachbildung NNBM 8125*. SCHWARZBECK MESS-ELEKTRONIK, c.
- K. Y. See und J. Deng. *Measurement of Noise Source Impedance of SMPS Using a Two Probes Approach*, Volume 19, Issue 3, pp. 862-868. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004.
- K. Siebertz, D. van Bebber und T. Hochkirchen. *Statistische Versuchsplanung*. Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2010.
- C. Staudter, C. Hugo, P. Bosselmann, J.-P. Mollenhauer, R. Meran, O. Roenpage, C. von Hugo und S. Lunau. *Design for Six Sigma+Lean Toolset: Innovationen erfolgreich realisieren*. Springer Gabler, Wiesbaden, 2013.
- D. Stotz. *Elektromagnetische Verträglichkeit in der Praxis*. Springer Vieweg, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2013.

- F. M. Tesche, M. Ianoz und T. Karlsson. *EMC Analysis Methods and Computational Models*. John Wiley & Sons, 1996.
- H. Toutenberg, P. Knöfel und I. Kreuzmair. *Six Sigma: Methoden und Statistik für die Praxis*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2009.
- M. Uy und J. K. Telford. *Optimization by Design of Experiment Techniques*. IEEE Aerospace Conference, Big Sky, Montana, USA, 2009.
- E. F. Vance. *Shielding Effectiveness of Braided-Wire Shields*, Volume 17, Issue 2, pp. 71-77. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1975.
- S. P. Venkateshan. *Mechanical Measurements*. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK, 2015.
- J. Wappis und B. Jung. *Null-Fehler-Management: Umsetzung von Six Sigma*. Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2016.
- H. A. Wolfsperger. *Elektromagnetische Schirmung - Theorie und Praxisbeispiele*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011.
- X. Ye. *De-embedding Errors due to Inaccurate Test Fixture Characterization*. IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, volume 1, issue 4, pp. 75-78 edition, 2012.
- D. Zhang, D. Y. Chen, M. J. Nave und D. Sable. *Measurement of Noise Source Impedance of off-line Converters*, Volume 15, Issue 5, pp. 820-825. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000.

## 7. Abbildungsverzeichnis

2.1 EMV-Modell mit Störquelle, Kopplungspfad und Störsenke . . . . .	5
2.2 Kopplungsarten elektromagnetischer Beeinflussungen . . . . .	5
2.3 Elektromagnetische Verträglichkeit von Elektro- und Hybridfahrzeugen . . . . .	8
2.4 Darstellung der Fahrzeug- und Komponentengrenzwerte am Beispiel eines Elektro- oder Hybridfahrzeugs mit Ladeelektronik . . . . .	9
2.5 Aufbau einer Netznachbildung für EMV-Messungen . . . . .	10
2.6 Querschnitt eines Kabels mit einem Folien- und einem Geflechschirm . . . . .	12
2.7 Beschaltung eines geschirmten Kabels für die Bestimmung der Transferimpedanz der Schirmung . . . . .	13
2.8 Typischer Verlauf der Transferimpedanz eines Vollmantelschirms im Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 100 MHz . . . . .	14
2.9 Veranschaulichung der Struktur eines Geflechschirms . . . . .	15
2.10 Typischer Verlauf der Transferimpedanz eines Geflechschirms im Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 100 MHz . . . . .	17
2.11 Veranschaulichung eines Hin- und Rückleiters und des dazugehörigen Ersatzschaltbildes für ein kurzes Stück der Zweidrahtleitung . . . . .	19
2.12 Prozessschritte der EMV-Simulation . . . . .	22
2.13 Veranschaulichung der hohen Anzahl von Parametern für die Erstellung der EMV-Simulationsmodelle für Elektro- und Hybridfahrzeuge . . . . .	23
2.14 Signalflussdiagramm für ein Zweitor . . . . .	28
2.15 Messaufbau für die Anwendung der De-embedding Methode . . . . .	30
2.16 Signalflussdiagramm für kaskadierte Netzwerke . . . . .	30
3.1 V-Modell der EMV-Entwicklung . . . . .	34
3.2 Etablierter EMV-Entwicklungsprozess für Gesamtfahrzeuge, Teilsysteme und Komponenten . . . . .	36
3.3 Kombination von Messung, Simulation und Qualitätsmethodik zur Optimierung des EMV-Entwicklungsprozesses . . . . .	38
3.4 Erweitertes V-Modell der EMV-Entwicklung inklusive zusätzlicher Validierungs- und Verifizierungsschritte . . . . .	40
3.5 Anwendungen und Methoden zur Optimierung des EMV-Entwicklungsprozesses . . . . .	41
3.6 Schrittweise Anwendung der statistischen Versuchsplanung auf EMV-Simulationsmodelle . . . . .	49
3.7 Ablaufdiagramm für die statistische Versuchsplanung auf EMV-Simulationsmodelle . . . . .	50
3.8 Beispiel für die Visualisierung der Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für eine Zielgröße $Z$ in Abhängigkeit der Parameter $A$ , $B$ und $C$ . . . . .	53
3.9 Visualisierung von Parameterwechselwirkungen am Beispiel der Parameter $A$ und $B$ . . . . .	54
3.10 Vorgehensweise zur spezifischen Definition von Komponentenanforderungen . . . . .	59

3.11 Ablaufdiagramm für die Auswertemethodik zur Definition von Komponenten- anforderungen . . . . .	59
3.12 Beispiel für eine Komponente und äquivalentes Störquellenmodelle mit zwei Anschlüssen . . . . .	65
3.13 Ablaufdiagramm der Methodik zur Erstellung von Störquellenmodellen für Fahr- zeugkomponenten . . . . .	66
3.14 Messaufbau für die Bestimmung von leitungsgeführten Emissionen einer Kom- ponente zur Berechnung von äquivalenten Störquellenmodellen . . . . .	67
3.15 Ablaufdiagramm der Anwendung der De-embedding Methode auf Dämpfungs- messungen von Komponenten . . . . .	73
3.16 Messaufbau für die Bestimmung der S-Parameter des Gesamtaufbaus und des linken und rechten Aufbaus für die Anwendung der De-embedding Methode . . . . .	74
4.1 Querschnitt eines Kabels mit einer einfachen Vollmantelschirmung . . . . .	80
4.2 Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für einen Vollmantelschirm . . . . .	81
4.3 Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für einen Geflechschirm . . . . .	84
4.4 Querschnitt eines mehrfach geschirmten Kabels mit zwei Folienschirmen und ei- nem Geflechschirm . . . . .	86
4.5 Beste Parameterkombination für die dreifache Schirmung hinsichtlich der Ziel- größe der statistischen Versuchsplanung . . . . .	89
4.6 Schlechteste Parameterkombination für die dreifache Schirmung hinsichtlich der Zielgröße der statistischen Versuchsplanung . . . . .	89
4.7 Vergleich der Kurven für die Transferimpedanz des besten und schlechtesten Mo- dells für die dreifache Schirmung . . . . .	90
4.8 Veranschaulichung von Parameterwechselwirkungen am Beispiel der Parameter $F_N$ und $C_N$ für die multiple Schirmung . . . . .	92
4.9 Mess- und Simulationsergebnisse für die Transferimpedanz eines HV-Kabels im Frequenzbereich von 10 kHz bis 30 MHz . . . . .	95
4.10 Querschnitt durch das HV-Subsystem für die Analyse der feldgekoppelten Emis- sionen zweier geschirmter HV-Leitungen . . . . .	96
4.11 Beschaltung der parallelen HV-Leitungen mit einer Gleich- und Gegentaktanre- gung . . . . .	98
4.12 Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für die dynamischen Abhängig- keiten der Parametervariationen für die Widerstände $R$ , die Höhe $h$ und den Kabelab- stand $d$ bei einer Gleichtaktanregung der Doppelleitung für die Parameterkombination $R=0\ \Omega$ , $h=2\ \text{cm}$ und $d=2\ \text{cm}$ . . . . .	99
4.13 Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung für die dynamischen Abhängig- keiten der Parametervariationen für die Widerstände $R$ , die Höhe $h$ und den Kabelab- stand $d$ bei einer Gegentaktanregung der Doppelleitung für die Parameterkombination $R=0\ \Omega$ , $h=2\ \text{cm}$ und $d=2\ \text{cm}$ . . . . .	101

4.14 Schematische Darstellung des Messaufbaus für die Bestimmung der feldgekoppelten Emissionen zweier geschirmter HV-Leitungen im EMV-Labor . . . . .	103
4.15 Messergebnisse (orange) für das E- und H-Feld bei einer Gleichtaktanregung der HV-Leitungen im Bezug zur Höhe $h$ und Abstand $d$ des Kabelpaares im Vergleich zu den Simulationsergebnissen (blau) des angepassten Modells: Variation der Höhe $h$ bei $d = 2$ cm und Variation des Abstands $d$ bei $h = 5$ cm . . . . .	109
4.16 Messergebnisse (orange) für das E- und H-Feld bei einer Gegentaktanregung der HV-Leitungen im Bezug zur Höhe $h$ und Abstand $d$ des Kabelpaares im Vergleich zu den Simulationsergebnissen (blau) des angepassten Modells: Variation der Höhe $h$ bei $d = 2$ cm und Variation des Abstands $d$ bei $h = 5$ cm . . . . .	109
4.17 Simulationsmodell für die Anwendung der Methode zur spezifischen Definition von Komponentenanforderungen . . . . .	112
4.18 Leitungsgeführte Störemissionen und Fahrzeuggrenzwert im Frequenzbereich von 0,15-30 MHz . . . . .	113
4.19 Vergleich der maximalen Störanregungen mit dem Grenzwert für Komponenten mit einer Nennspannung $> 60$ V . . . . .	114
4.20 Differenzen der maximalen Störspannungen zum Komponentengrenzwert $> 60$ V im Vergleich zu einem 6 dB-Pufferwert . . . . .	115
4.21 Veranschaulichung des Fahrzeug- und des Komponentengrenzwertes . . . . .	115
4.22 Angepasster Komponentengrenzwert im Vergleich zum Fahrzeuggrenzwert . . . . .	116
4.23 Differenz zwischen den maximal angeregten Phasen und dem angepassten Komponentengrenzwert im Vergleich zum konstanten 6 dB Pufferwert . . . . .	117
4.24 Koppeldämpfungen $A_1 - A_5$ für Komponenten zwischen HV-DC und 230 V AC Netz Anschluss [BMW Group Standard, 2013b] . . . . .	117
4.25 HV-Klassen $HV_1 - HV_5$ und Berechnung der Dämpfungsklassen $A_1 - A_5$ für die maximalen Störemissionen $U_{q,erlaubt}$ . . . . .	118
4.26 Messaufbau für die Bestimmung der S-Parameter des Gesamtaufbaus und des linken und rechten Aufbaus für die Anwendung der De-embedding Methode . . . . .	120
4.27 S-Parameter $S_{11}, S_{12}, S_{21}$ und $S_{22}$ nach Anwendung der De-embedding Methode auf die Simulationsergebnisse . . . . .	121
4.28 S-Parameter $S_{11}, S_{12}, S_{21}$ und $S_{22}$ nach Anwendung der De-embedding Methode auf die manipulierten Simulationsergebnisse . . . . .	122
4.29 S-Parameter $S_{11}, S_{12}, S_{21}$ und $S_{22}$ der Netznachbildung . . . . .	123
4.30 S-Parameter $S_{11}, S_{12}, S_{21}$ und $S_{22}$ nach der Anwendung der De-embedding Methode auf die Messergebnisse . . . . .	125
4.31 Messaufbau für die Bestimmung der leitungsgeführten Emissionen eines Mesobjekts mit zwei Anschlüssen am Messausgang der Netznachbildungen und Veranschaulichung des äquivalenten Störquellenmodells . . . . .	128
4.32 Szenarien für Originalmodelle mit unterschiedlichen Anregungen und Veranschaulichung des äquivalenten Störquellenmodells . . . . .	129

---

4.33 Analyse eines aus Sinusschwingungen angenäherten Rechtecksignals ohne Zeitversatz (linke Spalte) und mit einem beispielhaften Zeitversatz von $\Delta_t = 5 \mu\text{s}$ (rechte Spalte) im Zeit- und Frequenzbereich . . . . .	132
4.34 Originalmodell mit zusätzlicher Kapazität und äquivalentes Störquellenmodell ohne einer zusätzlichen Kapazität für die Analyse der kapazitiven Kopplung zum Gehäuse . . . . .	138
8.1 Simulationsmodell für die Anwendung der statistischen Versuchsplanung auf HV-Subsysteme aus Kapitel 4.2.1: Draufsicht auf das geschirmte HV-Kabelpaar und Veranschaulichung der E- und H-Feldsonde im Abstand zum HV-Subsystem . . . . .	154
8.2 Messaufbau für die Bestimmung des H-Feldes in der Umgebung zweier geschirmter Leitungen mit einer Rahmenantenne . . . . .	155
8.3 Messaufbau für die Bestimmung des E-Feldes in der Umgebung zweier geschirmter Leitungen mit einer Stabantenne . . . . .	155



## 8. Tabellenverzeichnis

4.1 Parameter für die statistische Versuchsplanung für die Analyse einer Vollmantel- schirmung . . . . .	80
4.2 Parameter für die statistische Versuchsplanung für die Analyse eines Geflechts- chirms . . . . .	83
4.3 Parameter für die statistische Versuchsplanung bei einer multiplen Schirmung . .	87
4.4 Beispiele für die Validierung des Regressionsmodells für die multiple Schirmung eines HV-Kabels . . . . .	93
4.5 Kabel- und Schirmparameter für die Validierung von Mess- und Simulationser- gebnissen für die Transferimpedanz eines HV-Kabels . . . . .	94
4.6 Parameter für die statistische Versuchsplanung für die Analyse von HV-Subsystemen im Fahrzeug . . . . .	97
4.7 Ergebnisse für das E- und H-Feld an der Feldsonde für das Simulationsmodell mit der Höhe $h = 10$ cm und dem Kabelabstand $d = 8$ cm zur Analyse des Einflusses der Steckerqualität durch eine beispielhafte Erhöhung der Widerstände von $R = 1 \Omega$ bis $R = 4 \Omega$ . . . . .	105
4.8 Durchschnittswert der Frequenzpunkte für das E- und H-Feld des angepassten Simulationsmodells mit dem beispielhaft gewählten Widerstand $R = 3 \Omega$ und mit Be- rücksichtigung des ungeschirmten Kabelstückes im Vergleich zu den Messergebnissen	106
4.9 Parameter des Originalmodells für die Untersuchung der Methodik zur Störquel- lenmodellerstellung . . . . .	130
4.10 Parameter des Störquellenmodells für die Untersuchung der Methodik zur Stör- quellenmodellerstellung . . . . .	130
4.11 Parameter des Originalmodells für die Analyse des Phasenversatzes (Beispiel 4 mit $1^\circ$ Phasenversatz und Beispiel 5 mit $90^\circ$ Phasenversatz) . . . . .	134
4.12 Berechnete Parameter des Störquellenmodells für die Analyse des Phasenversat- zes ( $1^\circ$ im Beispiel 4 und $90^\circ$ im Beispiel 5) zwischen den zwei Messungen . . . . .	135
4.13 Vergleich der Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen zwischen Originalmodell und Störquellenmodell für die Analyse des Phasenversatzes (Beispiel 4 mit $1^\circ$ und Beispiel 5 mit $90^\circ$ im zweiten Arbeitspunkt) . . . . .	136
4.14 Vergleich der Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen zwischen Originalmodell und Störquellenmodell für die Analyse des Phasenversatzes (Beispiel 5 mit $90^\circ$ im zweiten Arbeitspunkt) nach Betrag und Phase . . . . .	136
4.15 Vergleich der Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen zwischen Originalmodell und Störquellenmodell für die Analyse der Lastunabhängigkeit und eines Phasenversatzes (Beispiel 6 mit $Z_M = 20 \Omega$ und $90^\circ$ im zweiten Arbeitspunkt) nach Betrag und Phase . . . . .	137
4.16 Parameter des Originalmodells für die Analyse einer Kapazität im Massepfad .	139
4.17 Parameter des Störquellenmodells für die Analyse einer Kapazität im Massepfad	139

4.18 Vergleich der Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen zwischen Originalmodell und Störquellenmodell für die Analyse einer Kapazität im Massepfad	139
---	-----

## Anhang

### Abbildungen und Fotos

Die Abbildung 8.1 veranschaulicht das Simulationsmodell für die Bestimmung der feldgekoppelten Emissionen zweier paralleler HV-Leitung in Anlehnung an ein HV-Subsystem im Fahrzeug.

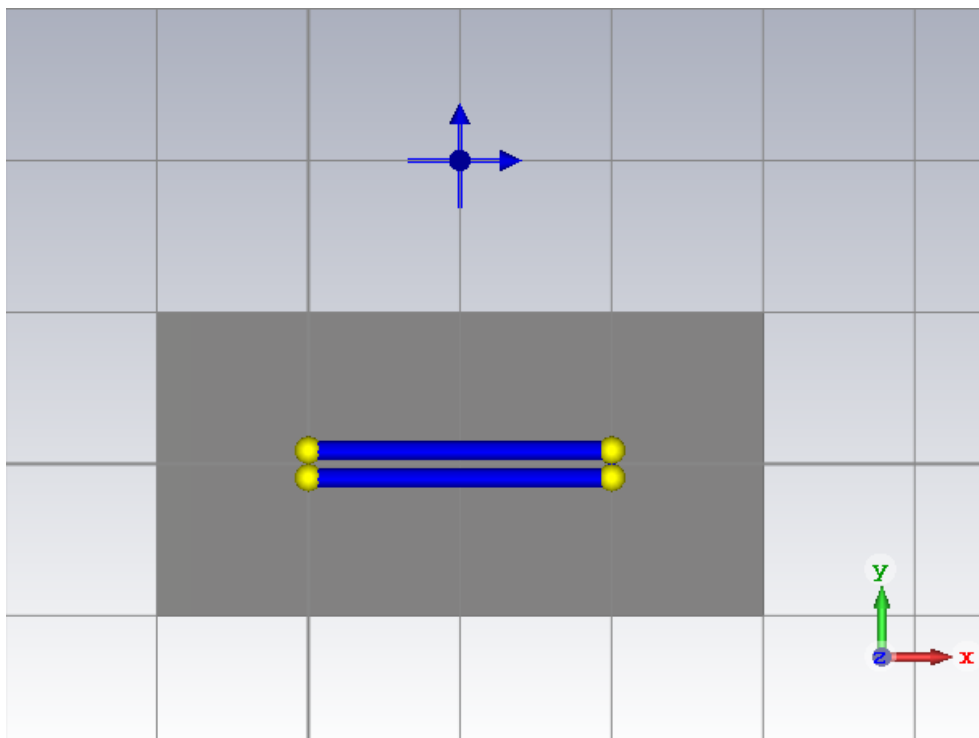


Abb. 8.1: Simulationsmodell für die Anwendung der statistischen Versuchsplanung auf HV-Subsysteme aus Kapitel 4.2.1: Draufsicht auf das geschirmte HV-Kabelpaar und Veranschaulichung der E- und H-Feldsonde im Abstand zum HV-Subsystem

Die Fotos 8.2 und 8.3 veranschaulichen den Messaufbau für die Bestimmung des H-Feldes und des E-Feldes in 1 m Abstand zu den zwei parallelen HV-Leitungen für die Validierung der Ergebnisse der statistischen Versuchsplanung aus Kapitel 4.2.

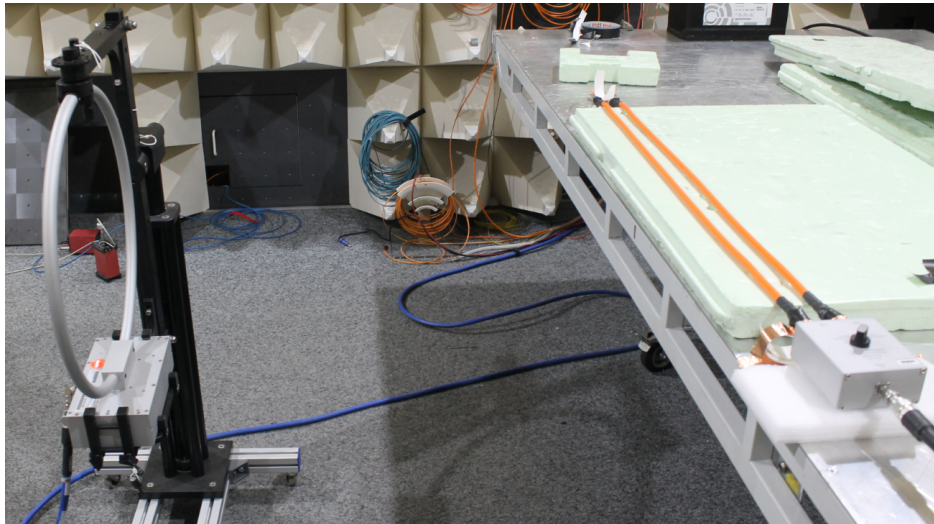


Abb. 8.2: Messaufbau für die Bestimmung des H-Feldes in der Umgebung zweier geschirmter Leitungen mit einer Rahmenantenne

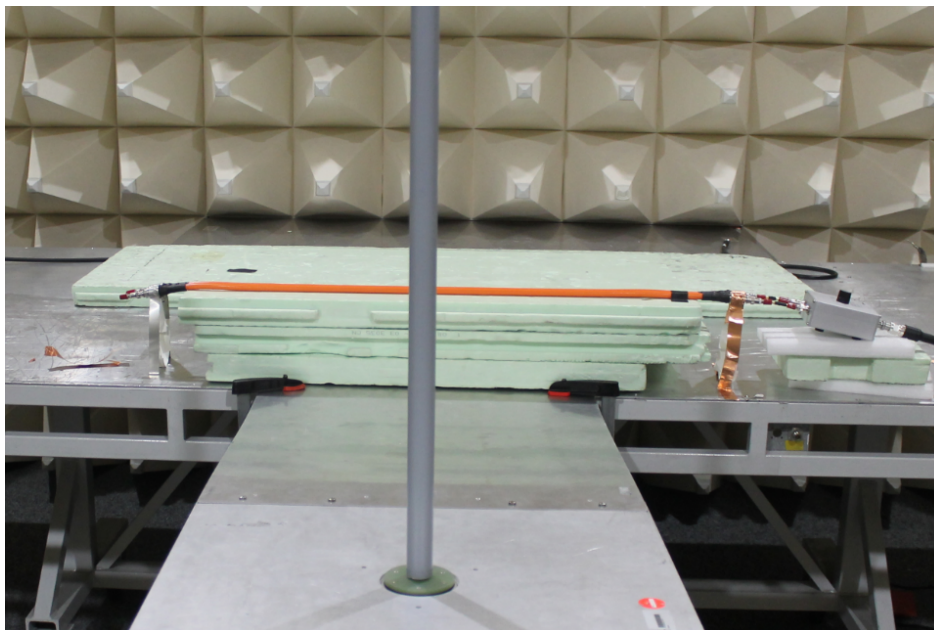


Abb. 8.3: Messaufbau für die Bestimmung des E-Feldes in der Umgebung zweier geschirmter Leitungen mit einer Stabantenne





## Veröffentlichungen

Janne Hein, Johannes Hippeli & Thomas F. Eibert, *Efficient EMC Parameter Analysis for the Verification of Complex Automotive Simulation Models by the Utilization of Design of Experiments*, Volume 60, Issue 6, pp. 1965-1973, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2018.

Janne Hein, Johannes Hippeli & Thomas F. Eibert, *Reduction of EMC Simulation Efforts using Design of Experiments*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Signal Integrity, Washington DC, USA, 2017.

Janne Hein, Johannes Hippeli & Thomas F. Eibert, *A De-embedding Application for EMC Attenuation Measurements of Components*, International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), Angers, Frankreich, 2017.

Janne Hein, Johannes Hippeli & Thomas Eibert, *Virtuelle Analyse zur Definition der EMV Anforderungen beim Laden*, 7. GMM-Fachtagung Elektromagnetische Verträglichkeit in der Kfz-Technik, Wolfsburg, Deutschland, 2017.

Janne Hein, Johannes Hippeli & Thomas F. Eibert, *Optimierung der virtuellen EMV Absicherung durch Erstellung von leitungsgeführten Störquellenmodellen aus Messungen*, EMV Düsseldorf, Düsseldorf, Deutschland, 2018.





## Studentische Arbeiten

Efthimios Efthimiadis, *Analysen zur Dämpfungsmessung von Hochvoltkomponenten am Beispiel der Ladeelektronik von E-Fahrzeugen*, Masterarbeit, Institut für Kommunikationstechnik, Hochschule Ulm in Kooperation mit der BMW AG, Dezember 2016.

Michael Fries, *Erstellung von Störquellmodellen aus leitungsgeführten EMV-Messungen zur virtuellen EMV-Analyse*, Masterarbeit, Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik, Technische Universität München in Kooperation mit der BMW AG, Juli 2017.





