

Sören Schörle, M. Sc.  
Backnang

## Systemorientierte Impedanzsimulation eines Hochvolt-Bordnetzes am Beispiel Kraftfahrzeug





# **Systemorientierte Impedanzsimulation eines Hochvolt-Bordnetzes am Beispiel Kraftfahrzeug**

vorgelegt von

M.Sc.

Sören Schörle

geb. in Backnang

von der Fakultät IV Elektrotechnik und Informatik  
der Technischen Universität Berlin  
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

-Dr.-Ing.-

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Clemens Gühmann

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Dr. sc. techn. Klaus-Dieter Lang

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Detlev Hackstein

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Eckart Hoene

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 13.12.2016

Berlin 2016



# Fortschritt-Berichte VDI

Reihe 21

Elektrotechnik

Sören Schörle, M. Sc.  
Backnang

Nr. 416

Systemorientierte  
Impedanzsimulation eines  
Hochvolt-Bordnetzes am  
Beispiel Kraftfahrzeug

VDI verlag

Schörle, Sören

## **Systemorientierte Impedanzsimulation eines Hochvolt-Bordnetzes am Beispiel Kraftfahrzeug**

Fortschr.-Ber. VDI Reihe 21 Nr. 416. Düsseldorf: VDI Verlag 2017.

156 Seiten, 143 Bilder, 10 Tabellen.

ISBN 978-3-18-341621-9, ISSN 0178-9481,

€ 57,00/VDI-Mitgliederpreis € 51,30.

**Für die Dokumentation:** Hochvolt-Bordnetz – Impedanzmodellierung – Impedanzmessung – Simulation – Hochvolt Batterien – Elektrofahrzeuge – Hochvoltkabel – Spannungsqualität – Resonanzen – Systemsimulation

Die Bedeutung von Hochvolt-Bordnetzen hat aufgrund der steigenden Anzahl von Elektro- und Hybridfahrzeugen stark zugenommen. Um eine sichere Funktion und eine gute Spannungsqualität zu gewährleisten, ist eine frühzeitige Absicherung der Bordnetze mithilfe einer Simulation notwendig. Das vorliegende Buch beschreibt einen Weg, um das Impedanzverhalten solcher Netze mit vertretbarem Aufwand zu simulieren und Resonanzen aufzuspüren. Dariüber hinaus zeigt der Verfasser auf, wie es gelingt, die Wechselspannungsanteile auf dem Bordnetz zu simulieren, um sie in Hinblick auf Funktion und Spannungsqualität bewerten zu können. Mithilfe dieser Vorgehensweise gelingt es, die Auslegung der Komponenten sowie die Architektur des Gesamtnetzes vor der Realisierung zu bewerten, das Optimierungspotential darzulegen und die Herausforderungen zwischen kurzer Entwicklungszeit und robuster Auslegung des Netzes frühzeitig zu erkennen.

### **Bibliographische Information der Deutschen Bibliothek**

Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliographie; detaillierte bibliographische Daten sind im Internet unter <http://dnb.ddb.de> abrufbar.

### **Bibliographic information published by the Deutsche Bibliothek**

(German National Library)

The Deutsche Bibliothek lists this publication in the Deutsche Nationalbibliographie (German National Bibliography); detailed bibliographic data is available via Internet at <http://dnb.ddb.de>.

Zugl.: Berlin, Technische Universität, Diss., 2016

© VDI Verlag GmbH · Düsseldorf 2017

Alle Rechte, auch das des auszugsweisen Nachdruckes, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe (Fotokopie, Mikrokopie), der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen, im Internet und das der Übersetzung, vorbehalten.

Als Manuskript gedruckt. Printed in Germany.

ISSN 0178-9481

ISBN 978-3-18-341621-9

## Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand durch die Möglichkeit, parallel während meiner Entwicklertätigkeit bei der Daimler AG im Bereich Hochvolt-Bordnetze, als Gastwissenschaftler am Fraunhofer Institut für Zuverlässigkeit und Mikrointegration tätig zu sein. Die Herausforderung, neben der normalen Arbeitstätigkeit eine Dissertation zu erstellen, konnte ich nur durch die Hilfe vieler Kollegen und Freunde meistern. Vor allem Prof. Eckart Hoene danke ich für seine jahrelange fachliche Begleitung und die Arbeit als Gutachter. Ohne ihn und seine fachliche, aber auch administrative Unterstützung wäre diese Arbeit nie entstanden. Herrn Prof. Lang danke ich besonders für die jahrelange Unterstützung und Begleitung beim Entstehen dieser Arbeit. Ein Dank geht an Herrn Prof. Hackstein für seine Gutachtertätigkeit sowie Herrn Prof. Gühmann für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes. Vielen herzlichen Dank auch an meine IZM Kollegen Stefan Hoffman, Stefan Junk, Adam Kuczmik und Christoph Marczok für den fachlichen Support und die vielen anregenden Diskussionen.

Ein spezielles Dankeschön an meinen Daimler Kollegen Dr. Thomas Dörsam für seine unschätzbare Unterstützung durch fachliche Diskussionen und Korrekturen. Danken möchte ich auch meinen Daimler Kollegen Dr. Tobias Aurand, Rainer Falsett, Thomas Wersal, Andreas Kruspel und Bernd Müller für ihre Unterstützung bei den vorbereitenden Arbeiten und die vielen Gespräche. Ohne das Verständnis meiner Vorgesetzten Frau Dr. Vera Lauer und Herrn Thomas Weber, die mir den persönlichen Freiraum für diese Arbeit ermöglichten, wäre das Projekt sicher gescheitert. Dafür möchte ich an dieser Stelle nochmals Danke sagen.

In besonderem Maße bedanke ich mich bei meiner lieben Frau Daniela für Ihre unzähligen orthografischen Korrekturen und die Unterstützung und Aufmunterung in den letzten fünf Jahren. Ohne die großartige Unterstützung meiner Mutter, die mich auf dem Weg vom Studenten bis zur Promotion immer unterstützt hat, wäre der ganze Weg bis hierher viel schwerer gewesen, dafür herzlichen Dank.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Danksagung</b> .....	<b>III</b>
<b>Inhaltsverzeichnis</b> .....	<b>V</b>
<b>Formelverzeichnis</b> .....	<b>VII</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b> .....	<b>IX</b>
<b>Zusammenfassung</b> .....	<b>X</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>XI</b>
<b>1</b> <b>Einleitung</b> .....	<b>1</b>
1.1     Problemstellung .....	2
1.2     Stand der Technik.....	6
1.3     Struktur und Ziel der Arbeit .....	11
<b>2</b> <b>Grundlagen</b> .....	<b>16</b>
<b>3</b> <b>Impedanzmodellierung der Einzelkomponente</b> .....	<b>18</b>
3.1     Messung von Impedanzen .....	19
3.2     Vergleich aktive und passive Impedanz .....	28
3.3     Impedanzmodellierung von Leistungsbaugruppen.....	38
3.4     Automatisierte Ersatzschaltbilderzeugung .....	47
<b>4</b> <b>Impedanz von HV-Batterien</b> .....	<b>53</b>
4.1     Einzelzelle .....	54
4.2     Messadapter .....	57
4.3     Gesamtbatterie .....	63
4.4     Vergleich von Batterien .....	72
<b>5</b> <b>Modellierung der geschirmten HV-Kabel</b> .....	<b>74</b>
5.1     Notwendiger Detailierungsgrad des Kabelmodells .....	93
<b>6</b> <b>Modellierung der Systemimpedanz</b> .....	<b>95</b>

6.1	Kombination von Kabel- und Baugruppenmodell .....	95
6.2	Auswirkung der Massefläche .....	100
6.3	Kombination von Baugruppen .....	101
6.4	Impedanz des Gesamtsystems .....	106
6.5	Interpretation der Messergebnisse .....	112
6.6	Einflussfaktoren und Vereinfachungen .....	115
<b>7</b>	<b>Störquellenmodellierung .....</b>	<b>117</b>
7.1	Einführung .....	117
7.2	Versuchsaufbau und Einflussfaktoren .....	119
7.3	Messergebnisse .....	124
7.4	Hinweis zu Common Mode .....	132
<b>8</b>	<b>Ausblick .....</b>	<b>132</b>
<b>A</b>	<b>Anhang .....</b>	<b>134</b>
A.1	Zusammenfassung der Schaltbilder .....	134
A.2	Induktivität eines Koaxialkabels .....	137
<b>Literaturverzeichnis .....</b>		<b>139</b>

# Formelverzeichnis

Formelzeichen	Einheit	Bedeutung
$a_m$	---	Polstellen
$C_{AA}$	F	Koppelkapazität Ader-Ader
$C_{AS}$	F	Koppelkapazität Ader-Schirm
$c_m$	---	Residuen
$C_{ZG}$	F	Kapazität Zelle-Gehäuse
$C_{zz}$	F	Kapazität Zelle-Zelle
$d_z$	m	Abstand Zellenmitte-Zellenmitte
$f$	Hz	Frequenz
$f_{res}$	Hz	Resonanzfrequenz
$h$	m	Höhe über Masse
$h_z$	m	Abstand Zellmitte-Gehäuse
$I_{CM}$	A	Common Mode Strom
$I_{DM}$	A	Differential Mode Strom
$k_0$	---	Bedeckungsfaktor Schirm
$l$	m	Länge
$L$	H	Luftinduktivität
$L_A$	H	Induktivität Ader
$L_a$	H	Induktivität Außenleiter/Mantel
$L_{braid}$	H	Fehlinduktivität durch Schirm
$L_h$	H	Induktivität Hülle
$L_i$	H	Innere Induktivität eines Leiters
$L_n$	H	Induktivität durch Nähewirkung
$L_s$	H	Induktivität Schirm
$l_z$	M	Länge Zelle
$M$	H	Gegeninduktivität
$M_{AA}$	H	Gegeninduktivität Ader-Ader
$M_{AS}$	H	Gegeninduktivität Ader-Schirm
$n$	---	Anzahl Messpunkte
$N$	---	Anzahl Polstellen
$N$	---	Windungszahl

Formelzeichen	Einheit	Bedeutung
$r$	m	Radius
$r_A$	m	Radius Ader
$R_A$	$\Omega$	Widerstand Ader
$R_{AA}$	$\Omega$	Verlustwiderstand Ader-Ader
$R_{AS}$	$\Omega$	Verlustwiderstand Ader-Schirm
$r_i$	m	Abstand Adern
$R_s$	$\Omega$	Widerstand Schirm
$r_{si}$	m	Radius Schirm innen
$r_{so}$	m	Radius Schirm außen
$r_z$	m	Radius Zelle
$U$	V	Spannung
$U_{HV-}$	V	HV- Spannung
$U_{HV+}$	V	HV+ Spannung
$Z^*_{DUT}$	$\Omega$	konjugiert komplexe Impedanz
$Z_c$	$\Omega$	Impedanz Kondensator
$Z_L$	$\Omega$	Impedanz Induktivität
$Z_{Quelle}$	$\Omega$	Impedanz Quelle
$Z_x$	$\Omega$	Impedanz gesucht
$\delta$	m	äquivalente Leitschichtdicke
$\rho$	$\Omega^* \text{mm}^2/\text{m}$	spezifischer Widerstand
$\varphi$	°,rad	Winkel
$\chi$	S/m	spezifische Leitfähigkeit

## Abkürzungsverzeichnis

<b>BALUN</b>	Balanced-unbalanced
<b>CISPR</b>	Comité international spécial des perturbations radioélectriques
<b>CM</b>	Common Mode
<b>DFT</b>	Diskrete Fourier Transformation
<b>DM</b>	Differential Mode
<b>DUT</b>	Device Under Test
<b>EKMV</b>	Elektrischer Kältemittel Verdichter
<b>ESL</b>	Equivalent Series Inductivity
<b>ESR</b>	Equivalent Series Resistance
<b>FEMM</b>	Finite Elemente Methode Magnetics
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transformation
<b>HV</b>	Hochvolt ( $U > 60V$ )
<b>HV-Bordnetz</b>	Hochvolt-Bordnetz
<b>IGBT</b>	Insulated Gate Bipolare Transistor
<b>IMSI</b>	Impedance Measurement Based On Harmonic Signal Injection
<b>LV-Bordnetz</b>	12V Bordnetz des Kraftfahrzeugs
<b>LISN</b>	Line-Impedance-Stabilization-Network
<b>NNB</b>	Netznachbildung
<b>NV</b>	Niedervolt
<b>OEM</b>	Original Equipment Manufacturer
<b>PDU</b>	Power Distribution Unit
<b>RMS</b>	Root Mean Square
<b>SNR</b>	Signal Noise Ratio

## Zusammenfassung

Hochvolt-Bordnetze finden heutzutage mehr und mehr Einzug im Kraftfahrzeug, sei es zur Energieversorgung eines zusätzlichen Antriebes in Hybridfahrzeugen oder als Hauptantrieb in Elektrofahrzeugen. Neben dem Antrieb werden weitere Zusatzzaggregate wie Klimakompressor oder DC/DC-Wandler verbaut, um die Systemeffizienz zu erhöhen. Diese Technologie bringt einerseits neue Möglichkeiten, andererseits auch unbekannte Systemreaktionen in den Entwicklungsprozess ein. Das elektrische Verhalten der unabhängig voneinander entwickelten Bordnetzkomponenten ist dem Systemarchitekten nur teilweise bekannt. Speziell das Impedanzverhalten der Eingangsfilter wird im Systemdesign bisher kaum berücksichtigt. Begünstigt durch den Umstand, dass die Komponenten durch Kabel mit niedrigen Verlusten vernetzt sind, können so hoch schwingfähige Systeme entstehen, die sich erst in einem Gesamtaufbau bemerkbar machen. In dieser Arbeit wird ein Weg aufgezeigt, wie sich das Impedanzverhalten von verteilten Netzen sowie mögliche Systemresonanzen durch Modellierung und Simulation im Frequenzbereich 1kHz-10MHz ermitteln lassen, ohne dass ein realer Systemaufbau existiert. Die Modelle werden unter der Maßgabe erstellt, dass keine Detailinformationen über das Schaltungsdesign verfügbar sind. Um zum Systemmodell zu gelangen, werden zuerst die leistungselektronischen Wandler anhand von Messungen identifiziert. Die Ergebnisse werden in ein Modell aus konzentrierten Elementen überführt, bei denen jedes Element einem realen physikalischen Effekt zugeordnet werden kann. Damit lassen sich Änderungen am realen Umrichter leicht ins Modell übertragen. Des Weiteren kann bei einer unerwünschten Resonanz das zu ändernde Bauteil leichter identifiziert werden. In einem weiteren Schritt werden Messverfahren zur Ermittlung der Batterieimpedanz vorgestellt. Um die Messergebnisse zu verifizieren, wird die Impedanz einer Batterie anhand ihrer geometrischen Strukturen und den physikalischen Effekten berechnet und modelliert. In einem dritten Schritt werden dann die geschirmten Kabel modelliert, wobei verschiedene Detailierungsgrade verwendet werden und ein Vergleich der verschiedenen Varianten gezogen wird.

Aufbauend auf die Modellierung der Einzelkomponenten werden Kombinationen von Kabeln und Umrichtern simuliert und die Ergebnisse mit Messungen verglichen. Anschließend werden diese Subsysteme zu einem kompletten Gesamtnetz zusammengeführt und eine Simulation der Systemimpedanz durchgeführt. Diese Ergebnisse werden mit Messungen verglichen und anhand von Abweichungen werden die relevanten Einflussfaktoren diskutiert. Diese Systemsimulation ermöglicht zum einen die Identifikation von Systemresonanzen, zum anderen kann für jede Frequenz der Pfad mit der niedrigsten Impedanz ermittelt werden. Diese Kenntnis hilft dabei die Belastung jeder Komponente durch Oberschwingungen abzuschätzen und ggf. Maßnahmen einzuleiten, sofern diese Störungen zu Fehlfunktionen oder Schädigungen führen. Im letzten Kapitel wird ergänzend eine Methode entwickelt, die mittels standardisierter Messung eine Identifikation der Störquelle im Umrichter ermöglicht. Die daraus erstellte Ersatzstörquelle jedes Umrichters im leistungselektronischen Netz ermöglicht die Ergänzung der zuvor erstellten Impedanzmodelle um eine interne Urstörquelle, um so die auftretende Störspannung in einem System zu ermitteln und die Anregung möglicher Resonanzen zu identifizieren.

## Abstract

High-voltage powernets are being increasingly implemented in present-day cars, either as an additional propulsion system in hybrid vehicles or as the main drivetrain in electric cars. Besides the propulsion system, additional sets such as electrical air conditioning or DC/DC-converters are implemented to increase the overall system efficiency. On one hand this technology introduces new possibilities like efficient driving cycles, but on the other hand unknown system reactions are introduced into the development cycle. The electrical behaviour of all independently developed components is only partially known to the system designer. Especially the input filter impedance behaviour is barely considered at the moment. Due to the fact that all components are connected with each other using shielded cables with low losses, oscillatory build-ups are created which are not recognized until the first real system build-up is done. This thesis shows a way to identify the impedance behaviour and possible resonances by modelling and simulating the system in a frequency range

between 1kHz and 10MHz, without having a complete build-up system available. The models are created by using as little detailed information about the input filter as possible. To gain an overall system model, at first the power electronic converters are identified by measurement. The results are transformed into models using concentrated circuit elements, each of them representing a real physical effect. This ensures that changes of the real component can be easily transferred into the model. Furthermore, it is possible to identify the according part creating an unwanted resonance. Secondly, measurement methods are presented to identify the impedance of high-voltage batteries. For verification, one battery impedance is calculated and simulated using geometrical data and the corresponding physical effects. In a third step, the shielded cables are simulated using models with different levels of details. After that, a comparison between the various models is performed and a conclusion drawn. Using the single component models, combinations of converters and cables are modelled comparing them with measurements. Finally, these subsystems are used to build up a complete power grid of a real vehicle and a simulation of the system impedance is performed. These results are then compared with measurements. The deviations are used to identify the relevant simulation parameters. This system simulation offers on one hand the identification of system resonances and on the other hand the possibility to identify the path with the lowest impedance for every single frequency. This knowledge can be used to identify the noise load of each component created by noise frequencies. Having these information, countermeasures can be taken in case the noise ratio causes malfunctions or even damage. The last chapter introduces a method to identify the noise source of each converter. The resulting equivalent noise source offers the possibility to expand the impedance models with a noise source model. This model can then be used to simulate the noise level within the system and to identify the stimulation of possible resonances.

# 1 Einleitung

Seit mehr als einem Jahrhundert werden Kraftfahrzeuge mit Hilfe von Verbrennungsmotoren angetrieben. Das wachsende Umweltbewusstsein sowie politische Einflussnahmen und Zwänge führen seit einigen Jahren zu einem Umdenken. Ziel dieser Anstrengungen ist die Reduktion des CO<sub>2</sub>-Ausstoßes. Um dieses Ziel zu erreichen, wird neben der Verbesserung der konventionellen Techniken und der Gewichtsoptimierung in großem Maß auf die Verwendung von alternativen Antrieben gesetzt. Diese bestehen fast ausschließlich aus einem Antrieb auf Basis einer Elektromaschine, die von einer Stromquelle gespeist wird. Dieser Umstand hat zum Einzug der Hochvolttechnik geführt. Das zur Energieverteilung verwendete Netz innerhalb eines Kraftfahrzeuges stellt ein in sich geschlossenes Versorgungsnetz dar, dessen Spannungslage bei >60V DC bzw. >30V AC liegt. Damit ist es nach Definition der ECE R100 ein Hochvolt-Bordnetz (HV-Bordnetz). Alle daran angeschlossenen Komponenten können dabei Quellen oder Verbraucher darstellen, wobei einige Komponenten, abhängig von ihrem Betriebszustand, auch beide Funktionen erfüllen können. Das HV-Bordnetz kann über das gesamte Fahrzeug verteilt aufgebaut sein oder sich lediglich auf einen bestimmten Bauraum beschränken.

Leistungselektronische Systeme, wie sie in vielen Bereichen eingesetzt werden, bestehen aus unabhängig entwickelten Komponenten. Diese Systeme bringen auf der einen Seite viele technische Möglichkeiten mit sich. Auf der anderen Seite entstehen aber aufgrund der teilweise geringen Systemerfahrung neue Herausforderungen, für die neue Werkzeuge zur Lösung benötigt werden. Die Schwierigkeiten liegen sowohl auf der Systemebene beim Zusammenspiel vieler Komponenten als auch auf Seiten der Entwicklung der einzelnen Komponenten, die später in verschiedenen Kombinationen eingesetzt werden. So sind die technischen Schnittstellen zwischen den einzelnen Komponenten und dem gesamten Netz nicht vollständig definiert. Der Komponentenentwickler wiederum kennt die Impedanz nicht, die seine Komponente im späteren Betrieb im restlichen HV-Bordnetz sieht. Vor diesem Hintergrund wird hier der Einsatz von Simulationswerkzeugen zur Systemanalyse wissenschaftlich am Beispiel eines Hybridfahrzeugs untersucht.

## 1.1 Problemstellung

Während in der konventionellen Antriebwelt Erfahrungen, Berechnungen und Simulationsmodelle zur Verfügung stehen, ist dies im Bereich der verteilten Netze von Leistungselektroniken und deren EMV (elektromagnetische Verträglichkeit) kaum der Fall. Da alle Teilnehmer des Versorgungsnetzes unabhängig voneinander entwickelt werden, wobei der jeweilige Rest des Gesamtsystems unbekannt ist, findet die Optimierung des einzelnen Bauteils stets mit Ersatzlasten statt, die nicht mit dem realen Netz übereinstimmen. Zwar wird die Funktionsweise und die Auslegung des Leistungsteils der einzelnen Komponenten für verschiedene Bedingungen und Grenzwerte simuliert und vermessen, jedoch existieren zur Zeit keine Verfahren, diese Standalone-Ergebnisse auf das Gesamtsystem vor dem ersten Systemaufbau zu übertragen. Wird das hier untersuchte Beispiel HV-Bordnetz im Fahrzeug betrachtet, so ist ersichtlich, dass zwei Argumente für die Entwicklung eines Werkzeugs zur Systemanalyse und einer wissenschaftlichen Bewertung desselben sprechen. Zum einen steigt die Anzahl der beteiligten Komponenten und damit die räumliche Ausdehnung des HV-Bordnetzes im Fahrzeug stetig an, zum anderen ist aus Zeit- und Kostengründen ein mehrfacher Einsatz einer Komponente in verschiedenen Systemen wünschenswert. Jedoch gibt es bis dato weder für Neuentwicklungen noch für Übernahmekomponenten eine strukturierte Systemanalyse, um den Einfluss jeder einzelnen Komponente auf das gesamte HV-System im Fahrzeug und umgekehrt abschätzen zu können. Die zur Abstimmung zwischen Systemdesigner und Komponentenentwickler verwendeten Lastenhefte beschreiben schwerpunktmäßig die funktionellen und sicherheits-technischen Randbedingungen, gehen aber auf Systemintegrationsthemen nur hinsichtlich Kommunikation und Betriebsstrategie ein. EMV und Gesamtnetz relevante Themen wie Störspektrum, Spannungsrippe und Impedanzverhalten werden ausschließlich komponentenseitig dimensioniert und überprüft. Die Systemtests finden, beispielsweise in der Fahrzeugentwicklung, mit dem ersten Fahrzeugprototypen statt und somit schon zu einem fortgeschrittenen Projektstatus. Notwendig sind also Verfahren, die diese Integration schon im Vorfeld mittels Simulation ermöglichen und bewertbar machen.

In der vorliegenden Arbeit wird schwerpunktmäßig das Impedanzverhalten eines verteilten Netzes betrachtet. Dies geschieht anhand des HV-Bordnetzes eines

Hybridfahrzeugs. Im Moment wird eine variierende Anzahl von Komponenten mit unterschiedlichen Eingangsfilters, ohne vorherige systemorientierte Überprüfung oder Simulation, zu einem Bordnetz zusammengefügt. Um die Problematik zu verstehen, ist zuerst ein Blick auf den allgemeinen Aufbau von HV-Komponenten sowie des HV-Bordnetzes notwendig. Anschließend werden die daraus resultierenden Probleme näher beleuchtet.

Grundsätzlich sind alle leistungselektronischen Komponenten, egal für welchen Einsatzzweck, ähnlich aufgebaut. Hinter dem HV-Anschluss sitzt ein entsprechend dimensionierter Filter, gefolgt von einer Halbleiterschaltung, die für die aufgabenspezifische Spannungswandlung sorgt. Hinter der Halbleiterschaltung befindet sich die Lastseite mit weiteren Filtern und der funktionsgemäßen Last (Bild 1.1).

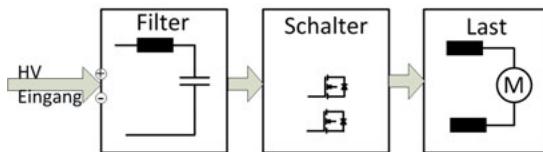


Bild 1.1: Blockschaltbild Leistungselektronik

Die EingangsfILTER der verschiedenen Komponenten des HV-Bordnetzes unterscheiden sich zum Teil erheblich voneinander, da sie jeweils auf das Störspektrum der einzelnen Komponente adaptiert und optimiert sind. Da die Entwicklung sowie der Aufbau der einzelnen Bordnetzteilnehmer parallel und unabhängig erfolgt, fließen in die Optimierung des Filters keine Systeminformationen ein. Erschwerend kommt hinzu, dass sämtliche Messungen und Iterationsschritte für den Frequenzbereich  $>150\text{kHz}$  meist an den nach CISPR25 oder CISPR16 definierten Netznachbildung (NNB) stattfinden, die die übliche  $50\Omega/5\mu\text{H}$  Last bildet. Für den Frequenzbereich  $<150\text{kHz}$  gibt es zurzeit keine definierte Netznachbildung. Wird die CISPR NNB betrachtet, so lässt sich feststellen, dass hier wenige Gemeinsamkeiten mit einem realen HV-Bordnetz bestehen. Wie in [1] dargestellt, entsteht durch die im HV-Bordnetz eingesetzten Y-Kondensatoren, die sich zwischen HV+ und Masse bzw. HV- und Masse (Gleichtakt) befinden, eine erheblich niedrigere Impedanz als die NNB nachbildet. Noch deutlicher ist dieser Umstand im Gegentakt zu erkennen. Dort ist die Impedanz teilweise um bis zu hundertmal kleiner als die der NNB. Dies liegt an den

in allen Komponenten verwendeten Zwischenkreiskondensatoren mit Kapazitäten bis zu 1mF. Da die leistungselektronischen Komponenten aus Platz- und Umgebungsbedingungen über das gesamte Fahrzeug verteilt werden, führt dies zu Kabellängen bis zu einigen Metern. Die dafür verwendeten ein- und zweiadriegen, geschirmten Kabel sind über einen Frequenzbereich bis einige MHz verlustarm aufgebaut. Dieses Verhalten führt dazu, dass sich auch hochfrequente Störungen nahezu ungedämpft zwischen den Komponenten austauschen können. Begünstigt wird dieser Fakt dadurch, dass die Kabellängen rein nach mechanischen Architektur Gesichtspunkten der HV-Architektur ausgelegt werden und keinerlei Anpassung der Abschlussimpedanzen mit derjenigen der Kabel stattfindet, wie es im HF-Bereich üblich ist.

Die aufgezeigten Punkte führen dazu, dass zwangsläufig hoch schwingungsfähige Systeme aufgebaut werden [1]. Die Resonanzpunkte im System, bei denen Komponenten und die dazwischenliegenden Leitungen in Resonanz geraten, können letztlich zu einer Überhöhung der Störpegel führen. Auch besteht die Möglichkeit, dass die Impedanzen der Filterschaltungen zweier Komponenten gemeinsam einen Schwingkreis bilden. Die dabei ausgetauschte Energie kann beispielsweise zu thermischen Bauteilüberlastungen der Kondensatoren führen. Des Weiteren verschlechtert der Energieaustausch das systemische EMV-Verhalten aufgrund der erhöhten Abstrahlung. Ein weiterer Punkt besteht in der Problematik, dass Baugruppen eine ungewollte Senke für Störungen anderer Bordnetzteilnehmer werden, wenn sie im entsprechenden Frequenzbereich eine niedrigere Impedanz aufweisen als der eigentlich dafür ausgelegte Filter. Zur Verdeutlichung der Struktur ist in Bild 1.2 der exemplarische Aufbau eines HV-Bordnetzes abgebildet.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass das HV-Bordnetz ein in sich schwingungsfähiges System sein kann, dessen Einzelkomponenten zum momentanen Zeitpunkt an nicht realistischen NNBs validiert und optimiert werden. Das Grundproblem ist die Unkenntnis über das Impedanzverhalten des HV-Bordnetzes, dessen Verhalten aufgrund fehlender Schnittstellendefinitionen nicht vor dem ersten Prototypenaufbau validiert wird. Bei einem mehrfachen Einsatz einer Komponente in verschiedenen Konstellationen (z.B. Fahrzeugvarianten), muss die Validierung derselben in jedem Prototypen erneut durchgeführt werden.

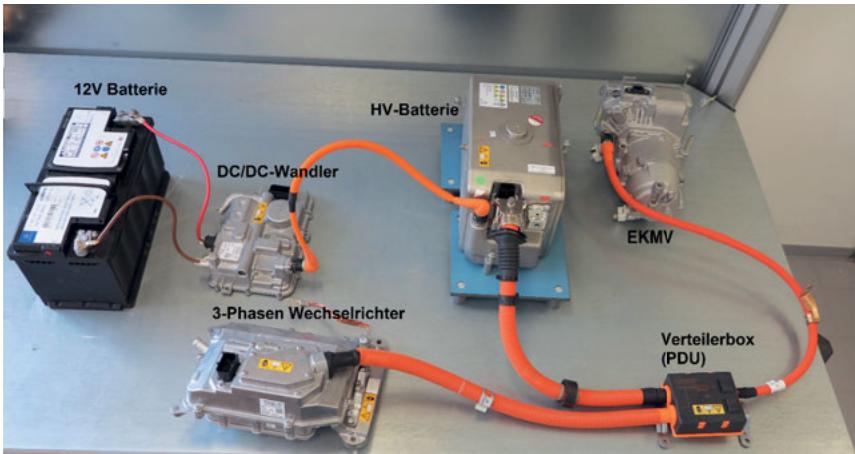


Bild 1.2: Beispielhafter Bordnetzaufbau

In der Praxis ist der Informationsaustausch zwischen dem Entwickler der Komponente und dem Designer des HV-Systems, aufgrund vorgeschriebener Geheimhaltung, oft eingeschränkt. Das Impedanzverhalten der Komponente sowie etwaige Änderungen daran können nicht auf ihre Systemverträglichkeit hin überprüft werden. Der Bauteilentwickler hingegen kann seine Komponente nur bedingt systemnah testen, da ihm die reale Bordnetzimpedanz nicht bekannt ist. Auch die Auswirkung von alterungsbedingten Änderungen der Filtercharakteristik lässt sich nicht überprüfen. Für eine sinnvolle Betrachtung der Impedanz wird der Frequenzbereich in der vorliegenden Arbeit auf 1kHz-10MHz festgelegt.

Da die aufgeführten Fakten nicht vor dem ersten Prototypenaufbau überprüft werden können, fallen daraus entstehende Probleme relativ spät auf. Des Weiteren wird bei solchen Aufbauten nur die Auswirkung wie z.B. ein schlechter Radioempfang oder ein früher Ausfall einer Komponente festgestellt. Um die Ursache für solche Ausfälle zu finden, ist eine zeitintensive Messung im System notwendig, da sich die Quelle für das Problem nicht direkt an der Komponente befinden muss, an der der Ausfall auftritt.

Aus diesem Grund ist eine systemorientierte Impedanz-Simulation des gesamten HV-Bordnetzes notwendig, bei der zum einen die „Intellectual Property“ der Beteiligten gewahrt wird und zum anderen die notwendige Datenmenge auf ein Minimum reduziert wird, um die Modellierungs- und Simulationszeit im Rahmen zu

halten. Die Simulation sollte die Bewertung des Impedanzverhaltens ermöglichen, um die oben genannten Probleme im Voraus identifizieren zu können. Neben dem Impedanzverhalten fehlen zum jetzigen Zeitpunkt auch Modelle und Aussagen hinsichtlich des Störspektrums der einzelnen Umrichter (z.B. Wechselrichter oder DC/DC-Wandler). Mit deren Hilfe lassen sich die Anregungen der Resonanzen sowie die Simulation der Störpegel an verschiedenen Punkten im HV-Bordnetz darstellen.

Nachdem die Problemstellung zuvor erörtert wurde, eröffnet das nächste Kapitel einen Blick in den momentanen Stand der Forschung im Bereich der Impedanz- und Störquellensimulation. Dabei werden die Randbedingungen und Grenzen der jeweiligen Verfahren dargelegt.

## 1.2 Stand der Technik

Den Einfluss der Netzimpedanz auf die leitungsgebundenen Störungen in Fahrzeubordnetzen untersucht [2]. Dabei liegt der Fokus auf dem EMV-Bereich ( $>150\text{kHz}$ ). Das Impedanz- und Resonanzverhalten der Bordnetze, die in verschiedenen Fahrzeugen unterschiedlich aufgebaut sind, ist nicht eindeutig durch eine Nachbildung definiert. Zudem wurde das Systemverhalten nur partiell untersucht, da lediglich die HV-Batterie sowie die Kabel analysiert wurden. Eine Betrachtung der verschiedenen Umrichter wurde nicht durchgeführt.

Um die Stabilität der Regelung eines Gleichrichters in einem Hochspannungssystem zu gewährleisten, wird in [3] die Impedanz von DC-Komponenten durch konzentrierte LCR Ersatzschaltbilder ersetzt. Die Modellierung beschränkt sich jedoch auf den Bereich 0-1,2kHz. Ähnlich gehen die Autoren in [4] vor. Hier wird das Impedanzverhalten der HV-DC-Komponenten durch Übertragungsfunktionen dargestellt, um die Regler der Umrichter passend auszulegen. Das Impedanzverhalten wird dabei bis 1kHz betrachtet. Der Ansatz bietet Potenzial, muss aber für den in dieser Arbeit relevanten Frequenzbereich erweitert werden.

Die Modellierung der Impedanz einer Baugruppe mittels Messung, Auswertung und Darstellung konzentrierter Bauelemente wird in [5] für magnetische Bauelemente erläutert. Zur Berechnung wird anschließend die "Rational Function Approximation" verwendet. Es werden jedoch nur konzentrierte Spulen modelliert und keine

komplexeren Baugruppen, die zudem in verteilte Systeme eingebunden sind. Ein weiterer Ansatz wird in [6] zur automatisierten Nachbildung von Leiterbahnstrukturen verwendet. Jedoch beschränkt sich auch hier der Ansatz auf ein Bauteil und hohe Frequenzen. Die Bauteilwerte sind deutlich kleiner als die in einer leistungselektronischen Komponente verbauten Teile. Den Ansatz der Impedanzmessung von Leistungsbauelementen mittels eines Impedance Analyzers verwendet [7], wobei die Messung auf einzelne passive Bauteile beschränkt bleibt und nur zur Identifikation des Verhaltens genutzt wird. Die Ergebnisse werden nicht für Simulationszwecke eingesetzt.

Modelle von kompletten Filterschaltungen werden in [8] untersucht. Dazu wird die Methode der partiellen Elemente, mit der sich sehr detailliert Strukturen betrachten lassen, verwendet. Dies erfolgt durch Erstellung eines physikalischen Modells, in dem jedem stromführenden elektrisch kleinen und homogenen Teil der Schaltung partielle Widerstände, Induktivitäten und Kapazitäten zugeordnet werden. Für eine Systemsimulation ist dieser Ansatz aufgrund der ausufernden Modellgröße nur bedingt einsetzbar. Der Autor in [9] hingegen beschreibt die Simulation durch Feld- und Netzwerksimulatoren. Beide Verfahren haben das Ziel, die Filter einer Komponente zu optimieren und dabei die parasitären Effekte des Aufbaus mit zu betrachten.

Die Impedanzdarstellung von Hochvoltsystemen mit dem Ziel der EMV-Bewertung wird in [10] am Beispiel Kraftfahrzeug vorgenommen. Dabei liegt der Schwerpunkt auf den EMV-relevanten Frequenzen  $>300\text{kHz}$ . Die untersuchten Komponenten wie Kabel und Batterie werden durch Messverfahren in S-Parametern charakterisiert. Eine Verifizierung der Messdaten anhand des Aufbaus findet nicht statt, dadurch werden auch keine Modelle zur Simulation erstellt. Darüber hinaus werden die Einflüsse von weiteren Komponenten sowie die Interaktionen mit den Kabeln im Bordnetz nicht untersucht. Die Ansätze von [6] und [7] betrachten nur Teilespekte der Impedanzmodellierung, wie sie für ein HV-Bordnetz notwendig wäre.

Ein weiterer Punkt in den bisherigen Ausarbeitungen wie [11] ist, dass die dort dargestellten Systeme die Abschlussimpedanz auf die Batterie reduzieren. Gerade bei Elektro- und Plug-In-Fahrzeugen hängt eine größere Anzahl von Komponenten an der Batterie. Sie bilden somit gemeinsam die Last der Störquelle.

Die HV-Batterie steht im Fokus der Untersuchungen von [12, 13]. Dabei wird nur die Auswirkung der Batterieimpedanz auf die EMV-Störgrößen betrachtet. Der Frequenzbereich wird dabei auf  $>300\text{kHz}$  eingeschränkt. Zudem werden kapazitive Kopplungen und Einflüsse durch die Struktur der Batterie nicht betrachtet. Die Autoren von [14, 15] dagegen führen eine Impedanzanalyse im Frequenzbereich bis 1kHz durch, um Auswirkungen hinsichtlich der Energieflüsse und des Ladezustandes zu betrachten. Für die Systemimpedanzanalyse und Bewertung der Robustheit eines HV-Bordnetzes hingegen sind diese Betrachtungen nicht geeignet. Eine andere Vorgehensweise beschreibt [13]. Hier wird dezidiert die Gesamtimpedanz der Batterie anhand von Strukturen hergeleitet und zum Zusammenbau eines Gesamtmodells verwendet. Dieser Ansatz wird in der vorliegenden Arbeit aufgegriffen, auf den heutigen Zell- und Batterieaufbau adaptiert und die Einzelwerte dann in ein Gesamtmodell einer kompletten HV-Batterie implementiert, um die Messungen zu verifizieren.

Neben den Einflüssen der einzelnen Komponenten müssen auch die Leitungen zwischen den Komponenten in einem HV-Bordnetz betrachtet werden. Die grundsätzliche Modellierung von Kabeln wird beispielsweise in [16], [17] und [18] gezeigt. Die Ausarbeitung in [19] betrachtet das Problem der Fehlanpassung von geschirmten HV-Kabeln und schlägt entsprechende Anpassungsschaltungen vor. Da in der vorliegenden Arbeit das Verhalten eines gegebenen Systems untersucht werden soll, bei dem keine Komponenten adaptiert werden können, kann dieser Ansatz nicht weiter verfolgt werden. Die HV-Kabel werden anhand von Messungen und unter Verwendung des Wellenwiderstandes für das exemplarisch gemessene Kabel charakterisiert. Die Berechnung der Modelle anhand der Datenblätter findet nicht statt. Somit können die Ergebnisse nicht für unterschiedliche Kabellängen angepasst werden. In [20] werden die konzentrierten Elemente des Kabels anhand ihrer Dimensionen ermittelt. In beiden Untersuchungen werden jedoch die Effekte, die zur Änderung der Induktivität im Frequenzbereich führen, nicht betrachtet. Diese Vorgänge werden für reine Induktivitäten in [21] sowie für Unterseekabel in [22] näher betrachtet. Die Ausarbeitungen [23] und [24] hingegen zeigen die Modellierung von Hochvoltkabeln und die zu modellierenden Effekte detaillierter auf. Es wird deutlich gemacht, dass die für Leitungen üblichen Transmission Line Modelle für die Anwendung im Leistungsbereich nicht geeignet sind. Der Grund ist die fehlende Beachtung der Verdrängungseffekte und ihres Einflusses auf die

Verluste. Die Kabel werden mittels R-L Treppenmodellen modelliert. Allerdings werden die Parameter gänzlich mittels FEM-Simulation (Finite-Elemente-Methode) ermittelt, eine Berechnung und Evaluierung, wann der Detaillierungsgrad notwendig ist, findet nicht statt. In [25] werden detaillierte Modelle von mehradrigen, ungeschirmten und geschirmten Leistungskabeln erstellt und speziell die Verlusteffekte in diesen Kabeln betrachtet. Der Schwerpunkt der Analyse liegt dabei im Bereich  $>150\text{kHz}$ . Dieser Ansatz sowie die Berechnungen aus [20] werden in dieser Arbeit aufgegriffen und weiter verwendet.

Alle diese Ausarbeitungen und Ansätze betrachten einzelne Komponenten und deren Modellierung hinsichtlich ihrer Impedanz oder ihres Störverhaltens. Sie verfolgen keinen Systemansatz, d.h. den Fall, in dem mehrere unbekannte Komponenten zu einem System verbunden werden, welches aufgrund von verteilten Impedanzen sowie geschirmten Kabeln mit niedriger Dämpfung ein schwingungsfähiges System darstellen kann. Zudem wird meist der Frequenzbereich der EMV ( $>150\text{kHz}$ ) herangezogen. Der Frequenzbereich von  $1\text{kHz}$ - $150\text{kHz}$  sollte nach Meinung des Verfassers aber ebenfalls betrachtet werden. Auch wenn es hier zurzeit keine Grenzwerte gibt, so liegen doch sämtliche Taktfrequenzen in diesem Bereich und es sollte untersucht werden, ob diese Anregungen Auswirkung auf das System haben. Ein erster systemorientierter Ansatz findet sich in [26]. Hier werden einzelne Komponenten und Subkomponenten eines Hybridantriebsstrangs modelliert, um die Ausbreitung von Störungen in diesem System zu untersuchen. Dabei liegt der Fokus allerdings auf dem reinen EMV-Spektrum und es werden nur die Hauptantriebskomponenten betrachtet. Einen weiteren Blick auf das System wirft [27]. In dem sehr ausführlichen Entwicklungsbericht wird auf die Impedanzen von Kabeln und Komponenten eingegangen, die mit Störquellenmodellen zusammen eine Aussage über das leitungsgebundene EMV-Verhalten eines Hybridantriebsstranges und der Nebenaggregate macht. Der Fokus liegt dabei auf der Optimierung von Filtern, um die Störgrenzwerte einzuhalten.

Auch im Bereich der Störquellenmodellierung gibt es eine Vielzahl wissenschaftlicher Arbeiten zum Thema leitungsgebundene Störungen in leistungselektronischen Anwendungen. Vorangetrieben wird dieses Thema durch den zunehmenden Einsatz der Stromrichtertechnik im Bereich der alternativen Antriebe und Energieerzeugung aus erneuerbaren Quellen wie Sonne, Wind oder

Wasserkraft. Generell gibt es bei der Modellierung zwei grundsätzlich verschiedene Ansätze. Zum einen das auf Schaltungssimulation basierende Vorgehen, bei dem die Schaltung anhand detaillierter Bauteilmodelle modelliert und anschließend simuliert wird. Dieses Verfahren ist für die Optimierung einer Komponente sowie deren Auslegung aus funktioneller, thermischer und EMV-Sicht am besten geeignet und sicher zielführend, erfordert aber genaue Kenntnisse über die eingesetzten Bauelemente und detaillierte Modelle der eingesetzten Halbleiterbausteine. Zum anderen kann die Modellierung als Ersatzquelle erfolgen, wodurch die Simulation von Systemreaktionen ermöglicht wird. Je nach Fragestellung werden Teile der Komponente oder die Komponente als Ganzes mittels ihres Verhaltens an einer Systemschnittstelle dargestellt. In [28] wird gezeigt, wie sich aus den Schaltvorgängen von Halbleitern Frequenzspektren erzeugen lassen, die eine idealisierte Simulation der Schaltung ermöglichen. Dabei werden auch parasitäre Effekte innerhalb der Schaltung durch konzentrierte Bauelemente berücksichtigt. Des Weiteren zeigen Arbeiten wie [29] und [30] beispielsweise auf, wie einzelne Komponenten mittels Messungen an Netznachbildungen zu charakterisieren sind. In [9] wird ein Weg zur Identifizierung und Simulation des LV-Bordnetzes eingeführt, um Filter zu verbessern und den Einfluss der Kabelbäume zu beschreiben. Umfangreiche Arbeiten zur Modellierung und Simulation von Leistungselektronikbaugruppen hinsichtlich ihres Störverhaltens wurden ebenfalls an der Virginia Tech [31–33] durchgeführt. Die Arbeiten beschreiben stets den Ansatz zur Optimierung der Filter einer Komponente. Ziel ist die Verbesserung des Störverhaltens und die Vereinfachung der Simulation. Eine darüber hinausgehende Implementierung in ein größeres Gesamtsystem, wie es ein abgeschlossenes HV-Bordnetz darstellt, ist nicht gegeben. Des Weiteren wird auf das Verhalten hinsichtlich der erzeugten Störung sowie deren Filterung abgezielt. Die Interaktion von Komponenten innerhalb eines Systems wird nicht betrachtet. Einige Ideen der genannten Ausarbeitungen werden im letzten Teil der vorliegenden Arbeit aufgegriffen, um die Impedanzmodelle mit einer geeigneten Störanregung zu beaufschlagen. Allerdings besteht hier eine Lücke hinsichtlich der betrachteten Frequenzen.

Das Thema Systemsimulation von HV-Bordnetzen wird hinsichtlich der leitungsgebundenen Störungen in [34] untersucht. Hier liegt der Fokus auf der Simulation der leitungsgebundenen Störungen des 3-Phasen Wechselrichters. Dies

geschieht auf Basis von Halbleitermodellen sowie einem Abbild der zugehörigen Regelung. Schwerpunkt der Simulation ist die Emissionssimulation im Bereich 150kHz bis 30MHz, nicht jedoch der Bereich darunter. Eine Simulation und Bewertung der niederfrequenten Signale eines DC/DC Wandlers im HV-Bordnetz eines Brennstoffzellenfahrzeugs beschreibt [35]. Hier wird die Bordnetzimpedanz verwendet, um die Regelung eines DC/DC-Wandlers im Fahrzeugnetz zu simulieren. Allerdings beschränken sich die Signale auf wenige kHz. Die genannten Ausarbeitungen beziehen sich stets auf die EMV-Frequenzen, während die für den Systemverbund relevanten Frequenzen im Bereich „Spannungsqualität“ vernachlässigt werden.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Hauptlücke für das Thema Impedanzuntersuchung und Spannungsqualität bei den genannten Veröffentlichungen und Untersuchungen zum einen im betrachteten Frequenzbereich und zum anderen in der Einzelkomponentensicht liegt. Die Untersuchungen konzentrieren sich hauptsächlich auf den EMV-Bereich  $>150\text{kHz}$  oder den Bereich einiger Hertz zur Betrachtung der Regelkreisstabilität. Was das Thema Spannungsqualität anbelangt, also Frequenzen von 1kHz-150kHz, so wird diese in den Arbeiten vernachlässigt, da es hier bisher auch keine einzuhaltenden Grenzwerte gibt.

Die Konzentration auf eine Einzelkomponente vernachlässigt die notwendige Betrachtung der Interaktionen mehrerer Komponenten in einem geschlossenen Systemverbund eines HV-Bordnetzes. Diese beiden Punkte bilden den Ausgangspunkt der vorliegenden Arbeit.

## 1.3 Struktur und Ziel der Arbeit

Um die in Kap. 1.1 beschriebenen Probleme anzugehen, wird in dieser Arbeit ein Simulationsansatz entwickelt, der die in Kap. 1.2 beschriebenen Lücken schließt und im ersten Schritt eine Aussage über das Impedanzverhalten eines verteilten Netzes aus Leistungselektroniken macht. Dies geschieht am Beispiel des Bordnetzes eines Hybridfahrzeugs. Dabei wird auch eine Aussage über die Relevanz und Vernachlässigbarkeit verschiedener Effekte, wie z.B. Verteilerboxen und Detaillierungsgrad der Kabelmodelle gemacht. In einem zweiten Schritt wird dann ein erster Ansatz zur Erzeugung einfacher Störquellenmodelle vorgestellt und

an einem Bauteil validiert, um eine Aussage über mögliche Anregungen von Resonanzen sowie die Höhe der auftretenden Störspannung an einer Komponente zu machen.

Dabei liegt der Fokus auf einem systemorientierten Ansatz, um einerseits die Simulationszeiten zu reduzieren und andererseits eine detaillierte Simulation mit Modellen auf Schaltplanebene zu vermeiden. Für diesen Ansatz stehen auf Systemebene oft nicht genug Detaillinformationen zur Verfügung.

Um das Ziel zu erreichen, wird die Impedanz des untersuchten Netzes schrittweise durch Modellierung der einzelnen Bestandteile erstellt. Die notwendigen Daten dazu werden durch Messungen ermittelt. Dies können Messungen elektrischer Größen sein (z.B. Impedanz Leistungselektronik), aber auch geometrische Größen, wie sie aus Konstruktionszeichnungen gewonnen werden können (z.B. bei Kabeln oder dem inneren Aufbau einer Batterie). Das gesamte Vorgehen setzt das Vorliegen erster Muster und/oder Konstruktionsdaten voraus.

Im ersten Schritt (Kap. 3.1) werden zuerst Messverfahren zur Bestimmung der Impedanz von Leistungsbaugruppen untersucht und daraus ein geeignetes Verfahren abgeleitet. Die Verfahren messen die Impedanz entweder im Betriebsfall (im Weiteren als „aktive Impedanz“ bezeichnet) oder ohne Betrieb und angeschlossene Spannung zur Leistungsversorgung (im Weiteren als „passive Impedanz“ bezeichnet). Der Betrieb ist dabei der Zustand, in dem die Leistungsbaugruppe ihre Funktion erfüllt, der Wechselrichter also beispielsweise einen Motor mit einer 3-phasigen AC-Spannung versorgt. Aufgrund der Güte der Ergebnisse, wird im Verlauf der Arbeit mit passiven Impedanzen gearbeitet. Diese Ergebnisse werden anschließend in Modelle aus konzentrierten RLC-Bauelementen überführt. In Kap. 3.2 wird ein Nachweis erbracht, der die Gültigkeit der passiven Impedanz auch für den Betriebsfall bestätigt. Dadurch wird die Möglichkeit eröffnet, anhand einer einfachen passiven Impedanzmessung ein Modell zu generieren, das auch im Betriebsfall seine Gültigkeit nicht verliert und eine aufwändige Messung der Impedanz im Betrieb mit angeschlossener Gleichspannung unnötig macht.

Nach der Modellierung von Leistungsbaugruppen, wird in Kap. 4 der Aufbau einer Batterie am Beispiel einer HV-Fahrzeugbatterie besprochen und daraus die Impedanz bestimmenden Faktoren abgeleitet, wie das auch in [36] bereits gezeigt

wird. Anhand dieser Werte wird ein Simulationsmodell der Batterie generiert, mit dem sich die Impedanz simulieren lässt. In Kap. 4.2 wird ein Messadapter vorgestellt, mit dem sich die Impedanz der Batterie trotz anliegender Spannung bestimmen lässt. Diese Messergebnisse werden mit dem zuvor erstellten Simulationsergebnis verglichen und hinsichtlich der Modellierungsgrenzen diskutiert. Auftretende Schwierigkeiten und Fehlerquellen beim Aufbau des Adapters werden ebenfalls beleuchtet. Im Abschluss des Kapitels werden Impedanzen von weiteren Batterien sowie alternative Messverfahren vorgestellt. Damit werden die Messungen nochmals verifiziert bzw. der Unterschied von Batterien verschiedener Dimensionen betrachtet, deren Impedanzverhalten sich theoretisch nur schwer berechnen lässt, durch eine Messung aber leicht zu identifizieren ist.

Kap. 5 widmet sich dem Impedanzverhalten der verwendeten, geschirmten HV-Kabel. Da die Kabel nicht an die Abschlusswiderstände der Komponenten angepasst sind und die Kabellängen ggf. auch mehrere Meter betragen können, ist ihr Einfluss in der Simulation zu betrachten. Dabei wird, ausgehend von einem Standard-Kabelmodell, ein Vergleich zwischen Messung und Simulation angestellt. Basierend auf diesem Vergleich wird das Modell kontinuierlich verbessert und die notwendigen Verbesserungen sowie die zugrunde liegenden Effekte beschrieben und die Notwendigkeit des verbesserten Modells beleuchtet.

Die drei Modellgruppen Leistungsumrichter, Batterie und Kabel werden anschließend in Kap. 6 verwendet, um sukzessive ein exemplarisches Gesamtnetz aufzubauen. Dazu werden zuerst Kombinationen aus Kabel-/Leistungsbaugruppen betrachtet und der Einfluss der Kabel auf das Impedanz-/Resonanzverhalten der Komponenten beleuchtet. Dabei wird der Einfluss einer großen Massefläche, wie sie die Karosserie eines Fahrzeugs darstellt, ebenfalls betrachtet. Aufbauend darauf wird die Wechselwirkung der Eingangsimpedanz zweier im Verbund arbeitender Leistungsbaugruppen simuliert und untersucht. Dieser wichtige Schritt ermöglicht eine Abschätzung der Systemreaktion zweier Komponenten sowie die Auswirkung möglicher Impedanzänderungen einer Komponente durch Redesign-Maßnahmen oder Alterung im Betrieb.

Den abschließenden Schritt der Impedanzuntersuchung bildet der Aufbau des kompletten Bordnetzes eines exemplarischen Hybirdfahrzeugs. Dabei wird die

Netzimpedanz aus Blickrichtung verschiedener Komponenten vermessen und simuliert, um den Einfluss und die Dominanz der jeweiligen Komponenten zu untersuchen. Zudem wird ein Blick auf den Einflussfaktor von zusätzlichen Verteilerboxen im System geworfen. Abgerundet wird das Thema mit einem Blick auf die Auswirkung von Resonanzen im Bordnetz.

Die gesamte Modellierung wird für den Frequenzbereich 1kHz-10MHz durchgeführt. Dieser Bereich wurde ausgewählt, da die Taktfrequenzen des untersuchten Systems zwischen 10kHz und 100kHz liegen. Dadurch werden die Oberwellen bis zur zehnten Harmonischen abgedeckt. Mit der Erweiterung um +/-1 Dekade wurde der möglichen Änderung von Taktfrequenzen Rechnung getragen. Zusätzlich hat sich gezeigt, dass die Genauigkeit der Modelle bei Frequenzen >10MHz, aufgrund der mehr und mehr dominierenden parasitären Eigenschaften, abnimmt und mit vertretbarem Aufwand auch nicht entscheidend zu verbessern ist.

Das abschließende Kap. 7 zeigt eine Möglichkeit auf, um die Störquelle einer taktenden Leistungselektronik zu identifizieren und eine Art „Urstörquelle“ daraus zu modellieren. Mit diesem Ansatz soll eine Möglichkeit vorgestellt werden, die das Störspektrum einer Leistungselektronik relativ einfach modellierbar macht, um damit die zuvor erstellten Impedanzmodelle anzuregen. Diese Methode eröffnet die Möglichkeit, den Störpegel an einer beliebigen Komponente zu simulieren. Dieser Schritt erweitert das zuvor erstellte passive Modell auf ein aktives Störquellenmodell. Damit ist sowohl eine Überprüfung hinsichtlich der Anregung von Resonanzstellen möglich als auch eine generelle Überprüfung der Oberwellenbelastung jedes einzelnen Bordnetzteilnehmers. Diese Modellierung wird auf einen Frequenzbereich bis 1MHz eingeschränkt. Bild 1.3 zeigt den Aufbau der Arbeit in Form eines Ablaufdiagramms.

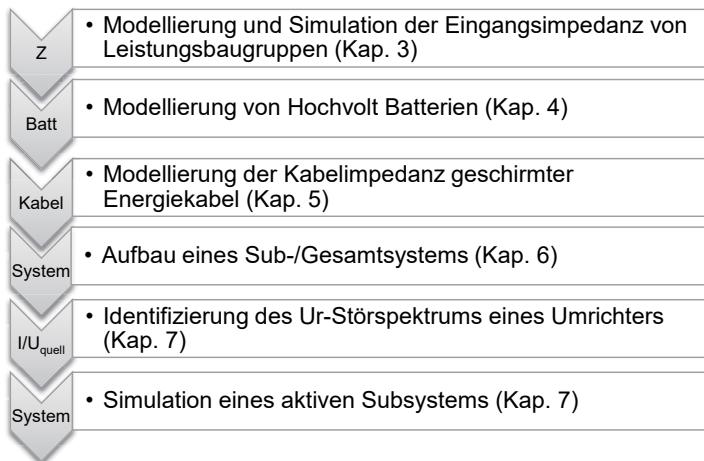


Bild 1.3: Bausteine der Simulation

Zusammenfassend besteht das Ziel der Arbeit darin, eine systemorientierte Impedanzanalyse eines verteilten Bordnetzes zu entwickeln und die Übertragbarkeit der passiv gemessenen Impedanzen auf das aktive System nachzuweisen. Dies geschieht beispielhaft am HV-Bordnetz eines Kraftfahrzeugs. Mithilfe der Analyse wird ein Modell aus konzentrierten Bauelementen gewonnen, das es ermöglicht, Interaktionen zwischen Bordnetzteilnehmern zu simulieren. Dieses Impedanzmodell kann zudem mittels Störquellenmodellen angeregt werden, um die Störpegel an den jeweiligen Komponenten zu bestimmen. Eine weitere Möglichkeit besteht in der Simulation von Überschwingen bei Lastabwurf. Dieses Verhalten kann durch Anregung des Systemmodells mit Sprungfunktionen simuliert werden. Letztlich kann aus dem Modell auch eine NNB ermittelt werden, mit deren Hilfe die realen Komponenten im Entwicklungsprozess optimiert werden können. Das Systemmodell lässt sich also für wissenschaftliche, aber auch praktische Fragestellungen verwenden, um die Systemreaktion und das Systemverhalten eines verteilten Netzes aus Umrichtern zu bewerten und analysieren.

## 2 Grundlagen

In den folgenden Kapiteln werden zwei Impedanzwerte aller Komponenten betrachtet. Zum einen die Differential Mode Impedanz (DM-Impedanz), die auch als Gegenakt Impedanz bezeichnet wird und zum anderen die Common Mode Impedanz (CM-Impedanz), die auch als Gleichtaktimpedanz bezeichnet wird. Die Bezeichnung der Impedanzen röhrt vom Strompfad der Störsignale her, die diese Impedanz durchfließen.

### Gegenakt Störung oder Differential Mode Störung (DM-Störung)

Das Störsignal überlagert das Nutzsignal und breitet sich masseunabhängig über die Hochvoltversorgung aus. Diese Störung wird hauptsächlich durch den pulsförmigen Umrichterstrom erzeugt. Jeder Einschaltvorgang einer Halbbrücke in einem Umrichter sorgt für einen Stromfluss, der aus dem Zwischenkreiskondensator entnommen wird. Beim Ausschalten fließt dann wieder ein Strom über die Freilaufdiode zurück zum Zwischenkreiskondensator. Dieser regelmäßige Wechsel des Stromflusses sorgt für Spannungsrippel am Kondensator. Da dieser Kondensator parallel zu allen anderen Zwischenkreiskondensatoren und der Batterie geschaltet ist, lässt sich diese Spannungsschwankung im gesamten Netz nachweisen [27]. In Bild 2.1 wird der Strompfad nochmal verdeutlicht.

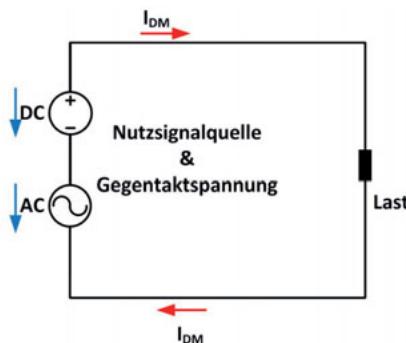


Bild 2.1: Strompfad Gegenaktstörung

Die Gegenaktspannung kann direkt mit einem Differenzstastkopf zwischen den Hochvoltanschlüssen HV+ und HV- gemessen werden. Der Gegenaktstrom dazu wird bestimmt, indem die zwei Versorgungsleitungen in entgegengesetzter

Richtung durch den Stromsensor geschleift werden, siehe Bild 2.2. Dadurch heben sich gleichgerichtete Störungen auf. Die Stromzange funktioniert wie ein Transformator. Die zu messende Leitung stellt die Primärwicklung dar, auf einem weichmagnetischen Kern ist dann die Sekundärwicklung aufgebracht. Aufgrund des Trafoprinzips werden nur AC-Anteile gemessen, allerdings dürfen die auftretenden DC-Stromanteile die Messung nicht verfälschen. Dies wird gewährleistet solange der DC-Strom zu keiner Kernsättigung führt. Dazu muss der Kern im linearen Teil der Hysterese Kurve betrieben werden. Darauf ist aufgrund der sehr großen DC-Ströme im Vergleich zum AC-Anteil immer zu achten.

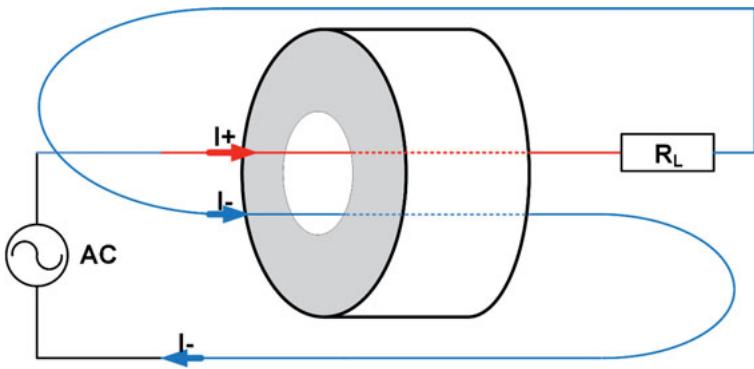


Bild 2.2: Messung Gegenaktstrom

#### Gleichaktstörung oder Common Mode Störung (CM-Störung)

Die Halbbrücken der Umrichter schalten die Ausgangsspannung permanent zwischen HV+ und HV- Pegel um. Demzufolge werden alle Streu- und Y-Kondensatoren, sowohl des Umrichterausgangs als auch der Last, kontinuierlich umgeladen. Diese Kapazitäten befinden sich zwischen dem HV-Netz und der Masse. Im Falle des Fahrzeugs fließt dieser Strom also durch die Karosserie, die als gemeinsame Masse dient. Bild 2.3 zeigt dies nochmal auf.

Für die Common Mode Impedanz wird jeweils die Spannung an HV+ und HV- gegen die Fahrzeugmasse gemessen. Anschließend wird daraus die Common Mode Spannung nach (2.1) berechnet.

$$U_{CM} = \frac{U_{HV+} + U_{HV-}}{2} \quad (2.1)$$

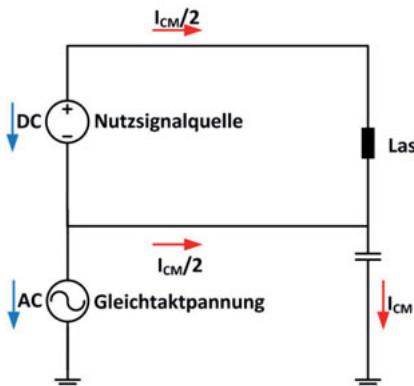


Bild 2.3: Strompfad Gleichtaktstrom

Der Common Mode Strom hingegen kann direkt gemessen werden. Bild 2.4 zeigt den entsprechenden Aufbau. In dieser Konfiguration hebt sich der Nutzstrom aufgrund der entgegengesetzten Richtung auf, während das Feld, das durch die gleichgerichteten CM-Ströme erzeugt wird, gemessen werden kann.

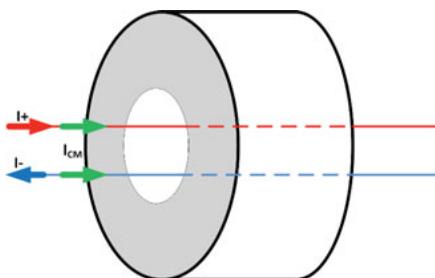


Bild 2.4: Messung Gleichtaktstrom

### 3 Impedanzmodellierung der Einzelkomponente

Aufbauend auf die Fragestellungen in Kap. 1.1 zeigt das folgende Kapitel auf, wie die einzelnen Komponenten des HV-Systems modelliert werden, welche Messverfahren dazu angewandt werden können und welche Schwierigkeiten dabei auftreten können. Dabei wird versucht, die entstehenden Impedanzkurven und Modelle auch anhand schaltungstechnischer Daten und des physikalischen Aufbaus zu plausibilisieren. Es werden sowohl real existierende Bauteile als auch

parasitäre Effekte durch Leiterbahnen, Koppelkapazitäten von Spulen und Streuinduktivitäten von Drosseln betrachtet.

### 3.1 Messung von Impedanzen

In diesem Abschnitt sollen zwei Verfahren zur Ermittlung der Impedanz einer HV-Komponente vorgestellt werden. Es werden die Verfahrensweise sowie die Reproduzierbarkeit der Methode beleuchtet. Wichtig ist dabei, dass bei allen hier vorgestellten Methoden es stets nur um das Impedanzverhalten der HV-Beschaltung geht. Das Verhalten der 12V-Ansteuerung wird hier nicht betrachtet. Ziel der ersten Messung ist die Bestimmung der Gegentakt-Impedanz des DUT (device under test) im Betriebszustand, also die aktive Impedanz. Dadurch sollen Ergebnisse erzielt werden, die den realen Betriebsfall nachbilden. Aufgrund des Betriebszustandes sollte die vollständige Impedanz der Komponente sichtbar sein. Bild 3.1 zeigt welche Schaltungsteile bei der Messung betrachtet werden.

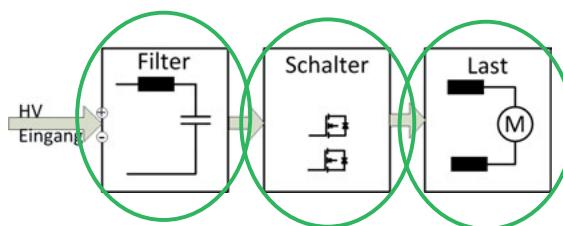


Bild 3.1: Blockschaltbild Leistungselektronik

Für die Komponenten im HV-Bordnetz wird im ersten Ansatz eine Messung im normalen Betrieb vorgenommen. Die Impedanz  $Z(f)$  einer Schaltung, im vorliegenden Fall diejenige, die am HV-Eingang wirksam ist, muss letztlich immer über eine Strom-/Spannungsmessung ermittelt werden. Beim vorgestellten Verfahren werden als Messgrößen sowohl das Spannungs- als auch das Stromspektrum aufgenommen, das die Komponente durch ihren taktenden Betrieb erzeugt und ins Netz einspeist. Mithilfe der gewonnenen Messwerte kann dann Betrag und ggf. Phase der Eingangsimpedanz der Komponente, abhängig von der Frequenz, ermittelt werden. Das genaue Verfahren wird anhand der in [28] dargestellten Modellierung verdeutlicht. Ein einfacher Tiefsetzsteller dient dazu als Basis.

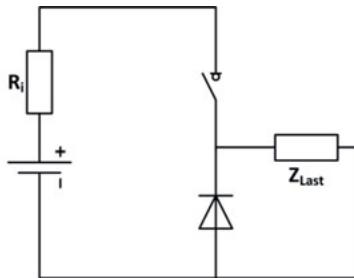


Bild 3.2: Prinzipschaltbild Tiefsetzsteller

Die vom Schalter und der Freilaufdiode erzeugten Störspektren lassen sich nach den Überlegungen in [28] durch eine Strom sowie eine Spannungsquelle darstellen. Bild 3.3 zeigt die Erweiterung des Ersatzmodells auf den Anwendungsfall Bordnetz.

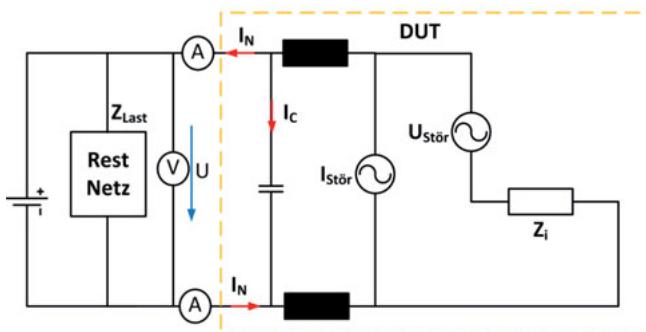


Bild 3.3: Prinzipschaltbild der Messung

Um den Innenwiderstand zu berechnen, sind zwei Messungen notwendig. Zum einen die Leerlaufmessung, bei der keine Last an das DUT angeschlossen ist, um die innere Quellspannung zu bestimmen. Zum anderen eine Messung unter Last. Eine Kurzschlussmessung, wie sie bei der Quellenbestimmung auch verwendet wird, ist aufgrund der Sicherheitsfeatures des DUTs nicht möglich. Bei der Leerlaufmessung wird die Störquelle zwar nicht durch das Restnetz belastet, dennoch nimmt die Batterie trotzdem einen geringen Störstrom auf. Dieser ist aber 10-100 Mal kleiner als derjenige, der bei Belastung fließt.

Die Innenimpedanz kann dann folgendermaßen berechnet werden:

$$Z_i = \frac{U_{Last} - U_{Leer}}{I_{N_{Last}} - I_{N_{Leer}}} \quad (3.1)$$

Der Vorteil dieses Vorgehens liegt darin, dass die Messung im vorhandenen System stattfinden kann. Eine aufwändige Erzeugung eines Messsignals, mittels eines externen Signalgenerators, kann damit entfallen. Dadurch wird die Veränderung und Beeinflussung des Netzes so klein wie möglich gehalten.

Zur Messung wird das entsprechende Bordnetz mit seinen Komponenten sowie dem Originalleitungssatz auf einem Labortisch aufgebaut. Das Bordnetz besteht im vorliegenden Fall aus drei leistungselektronischen Wandlern, dem Elektromotor sowie der Hochvoltbatterie. Der DC/DC-Wandler, der für die galvanisch getrennte Spannungsumsetzung zwischen dem HV-Bordnetz und dem 12V-Bordnetz sorgt, wurde für die Vermessung ausgewählt.

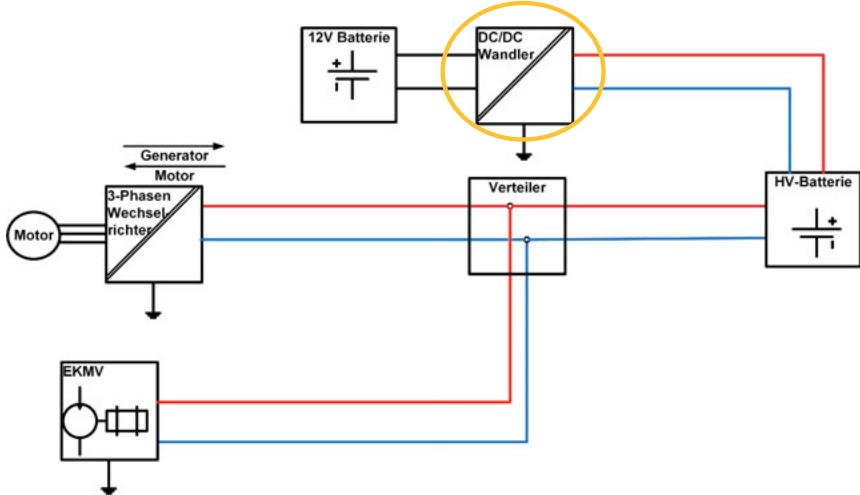


Bild 3.4: Übersicht des Bordnetzes

Zur Ermittlung der Strom- und Spannungswerte wird eine Messbox in die Versorgungsleitung zum Testobjekt eingebaut. Eine solche Messbox ist in Bild 3.5 abgebildet. In diese Messbox werden zwei berührungslose Stromsensoren sowie ein Abgriff für die Spannungsmessung eingebaut. Die Stromsensoren können sowohl für DM- als auch für CM-Messungen konfiguriert werden (vgl. Kap. 2).

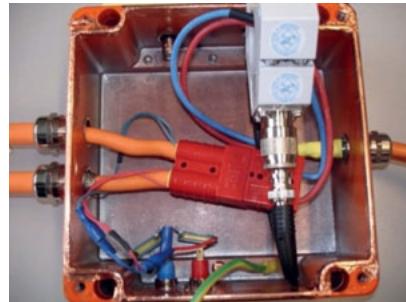


Bild 3.5: Aufbau Strom-/Spannungsmessbox

Der Schirm der HV-Leitung ist auf das Gehäuse der Messbox aufgelegt, um eine durchgängige Schirmung zu gewährleisten. Bei der Messung wird die Position der Messanordnung so nah wie möglich am DUT gewählt, um möglichst wenig Leitungsimpedanz mitzumessen. Bild 3.6 zeigt den Messaufbau für die Strom-Spannungsmessung zur Ermittlung der DM-Impedanz des DC/DC-Wandlers. Die 12V-Batterie stellt dabei die Last für den DC/DC-Wandler dar.

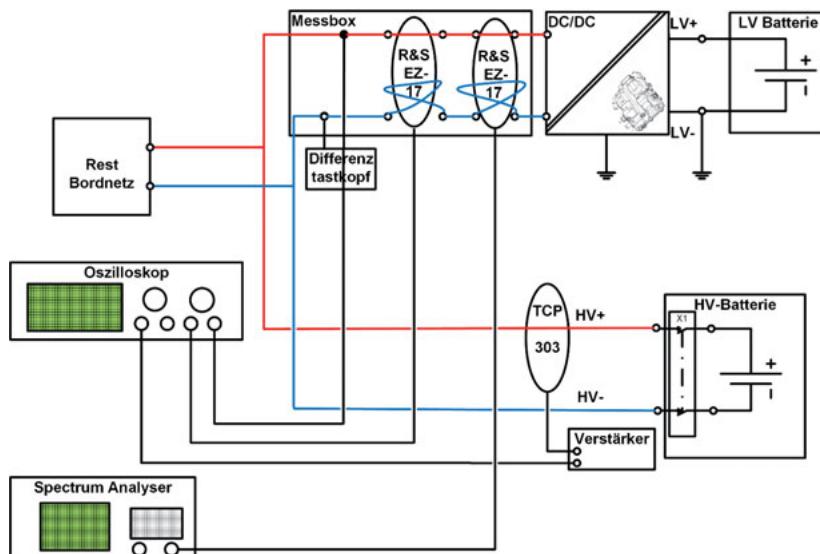


Bild 3.6: Aufbau Impedanzbestimmung mittels Strom-/Spannungsmessung

Die Spannung wird mit einem Differenztastkopf gemessen, der mit einem Oszilloskop verbunden ist. Der Differenztastkopf sollte dabei für die zu

untersuchende Frequenzbandbreite und Spannungshöhe ausgelegt sein. Zur Auswertung der Signale wird aus drei Gründen das Oszilloskop ausgewählt. Zum einen benötigt ein Differenztastkopf einen  $1\text{M}\Omega$  Eingang, den ein Spectrum Analyser nicht bieten kann. Zum zweiten besteht die Möglichkeit den Ausgangstrom und die Ausgangsspannung des DUT zeitgleich zu messen. Dadurch wird sichergestellt, dass Strom und Spannung bei den exakt gleichen Lastbedingungen gemessen werden, was bei zwei aufeinanderfolgenden Messungen nicht hundertprozentig sichergestellt werden kann. Der dritte Punkt ist die gleichzeitige Messung von Betrag und Phase. Alle Punkte wären mit einem Spectrum Analyser nicht umsetzbar.

Bei der Messung werden insgesamt drei Stromzangen eingebracht. Die TCP 303 dient zur Überwachung des Laststroms, um eine möglichst kontinuierliche Belastung während der Messung bzw. bei einer Wiederholungsmessung sicherzustellen. In der Messbox selbst sind zwei Stromzangen vom Typ EZ-17 der Firma Rhode & Schwarz verbaut. Diese Wandler sind in der Lage, AC-Spannungen ab 20Hz zu messen, während DC-Ströme bis zu 300A das Messergebnis nicht beeinflussen. Dies ist wichtig, da die erwarteten AC-Ströme im mA Bereich liegen, wohingegen der DC-Strom einige 10A betragen kann. Eine der Stromzangen wird an das Oszilloskop angeschlossen, die zweite Zange wird als Referenz für die Strommessung eingebracht. Hintergrund ist der frequenzabhängige Wandlungsfaktor der EZ-17, der im Spectrum Analyser einprogrammiert werden kann. Die gemessenen Spannungswerte der Oszilloskop-Messung hingegen müssen zuerst FFT transformiert und anschließend per Auswertesoftware, mithilfe der Zangenkennlinie, in Stromwerte umgerechnet werden. Um Fehlerquellen bei der Umrechnung und Transformation auszuschließen, werden zusätzlich Referenzwerte des Stroms mithilfe des Analyzers ermittelt. In Bild 3.7 ist die Auswertung der DM-Impedanz anhand zweier Strom-/Spannungsmessungen (rot und grün) dargestellt. Die Messung wird im selben Aufbau, bei gleicher Last, aber bei unterschiedlichen zeitlichen Auflösungen von  $1\mu\text{s}/\text{div}$  bzw.  $20\mu\text{s}/\text{div}$  durchgeführt. Als Vergleich wird im Diagramm die Vermessung der Komponente im ausgeschalteten Zustand (passive Impedanz) mittels Impedance Analyser in blau eingezeichnet, dessen Messverfahren am Ende des Kapitels vorgestellt wird. Das Messergebnis des Impedance Analyzers spiegelt den tatsächlichen

Eingangswiderstand der Komponente wider. Dies wird in Kap. 3.2 detailliert nachgewiesen.

Beim Vergleich der Kurven fallen sowohl Übereinstimmungen als auch Abweichungen auf, die nun abschnittsweise untersucht werden. Die einzelnen Abschnitte sind in Bild 3.7 markiert.

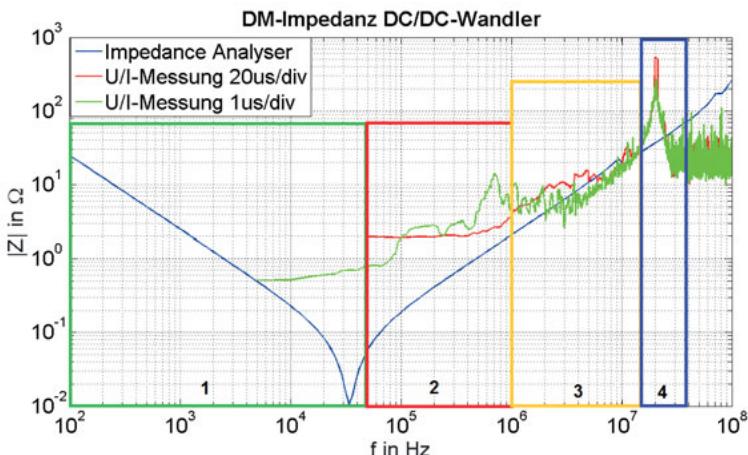


Bild 3.7: Ergebnisvergleich Impedanzmessungen

### 1. Abschnitt

Bis 100kHz ist eine erhebliche Abweichung zwischen der grünen und blauen Kurve sichtbar. Die rote Kurve ist in diesem Bereich nicht vertreten, da die gewählte Auflösung nicht für eine FFT in diesem Bereich ausreicht. Die Resonanz, die die blaue Kurve aufweist, ist bei den anderen Kurven nicht sichtbar. Einer der Hauptgründe liegt darin, dass dieser Bereich unterhalb der Taktfrequenz des DC/DC-Wandlers von 100kHz liegt (vgl. Bild 3.8). Durch die fehlende Anregung wird hier hauptsächlich das Rauschen gemessen. Dies erklärt auch die starke Abweichung der roten und grünen Kurve. Ein weiterer Grund ist die in Abschnitt 2 beschriebene Impedanzproblematik.

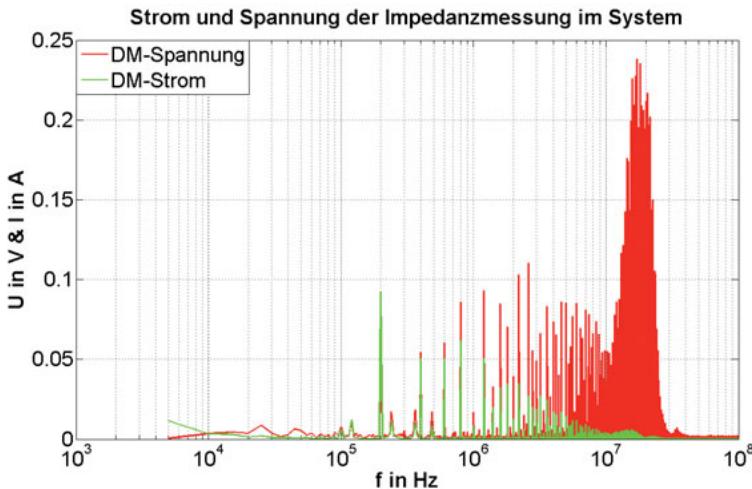


Bild 3.8: Strom und Spannungsspektrum DC/DC-Wandler

## 2. Abschnitt

Hier kommen wir in den Bereich, der größer als die Taktfrequenz ist. Die beiden Messkurven (rot und grün) nähern sich aufgrund der besseren Messsignale deutlich an. Es fällt jedoch auf, dass beide Kurven oberhalb einer Impedanz von  $2\Omega$  verlaufen, während die blaue Kurve teilweise bis zu Faktor zehn darunter liegt. Dies liegt an der Impedanz, die die Strom-/Spannungsmessbox in die Schaltung eingefügt hat. Die Stromzange selbst hat laut Datenblatt eine Einfügeimpedanz von  $0,8\Omega$ . Die Stromzange funktioniert prinzipiell wie ein Transformator, wobei die Primärwicklung durch die zu messende Leitung dargestellt wird. Auf der Sekundärseite sind  $50\Omega$  durch den angeschlossenen Spectrum Analyser im Eingriff. Diese Impedanz wird durch das Windungsverhältnis von 1/8 entsprechend auf die Primärseite übertragen.

Da zwei Zangen im Einsatz sind, liegt der minimale Widerstand des Messaufbaus bei  $1,6\Omega$ . Hinzu kommen die Übergangswiderstände der Steckverbinder und die Impedanz der Leitungsverlängerung der Messbox. Diese Faktoren ergeben in Summe zwar nur wenige Ohm, trotzdem liegt der Wert erheblich über dem des DUT. Somit wird der eigentliche Messwert durch die Messmimik überlagert. Es zeigt sich aber anhand der Werte, dass die gezeigte Messmethode grundsätzlich realistische Impedanzwerte ermittelt.

### 3. Abschnitt

In diesem Abschnitt verlaufen alle drei Kurven parallel. Hier liegen sowohl die Spannungswerte als auch die Stromwerte gut messbar oberhalb des Rauschens und die Impedanz des DUT ist größer als die des Messaufbaus.

### 4. Abschnitt

Im letzten betrachteten Abschnitt, der bereits außerhalb des untersuchten Frequenzbereichs liegt, zeigt sich eine Resonanz, die mittels Impedance Analyser nicht zu sehen ist. Die steigende Flanke der Impedanzkurve aus dem 3. Abschnitt weist darauf hin, dass hier eine Induktivität mit ca. 320nH gemessen wird. Für eine Resonanz bei 20MHz sind lediglich 200pF als Kapazität notwendig, um einen Schwingkreis zu bilden. Diese Kapazität ist durch die Messbox eingebracht worden. Somit kommt es hier zu einer Resonanz des DUT mit der Messtechnik. Die Ergebnisse für die CM-Messung zeigen dieselbe Problematik. Der einzige Unterschied ist, dass die Impedanz des Messaufbaus aufgrund der generell höheren CM-Impedanz weniger ins Gewicht fällt.

Ein weiteres Problem bei der Bestimmung der Innenimpedanz besteht im Verhalten der Störquelle. Im Gegensatz zu den üblichen Versorgungsquellen bricht die Störspannung bei Belastung nicht ein, sondern wird größer, da der erhöhte Laststrom größere Rückstromspitzen zur Folge hat und die Umladeströme der Zwischenkreiskondensatoren ebenfalls größer sind.

Die zum Vergleich eingezeichnete blaue Kurve, welche mit einem Impedance Analyser gemessen wurde, lässt sich anhand des grundsätzlichen Aufbaus eines DC/DC-Wandlers erklären und plausibilisieren und kann daher als Referenz herangezogen werden. Im Verlauf des Kapitels wird darauf noch näher eingegangen.

Aufgrund der nicht plausiblen Messung sowie den oben aufgezeigten Schwachstellen des Messverfahrens werden die weiteren Bestimmungen der Eingangsimpedanz der Bordnetzteilnehmer mithilfe des Impedance Analyzers durchgeführt. Dieses Verfahren misst die passive Impedanz. Dabei wird der Schaltungsteil hinter den Halbleiterschaltern sowie die Halbleiterschalter selbst nicht gemessen (vgl. Bild 3.9).

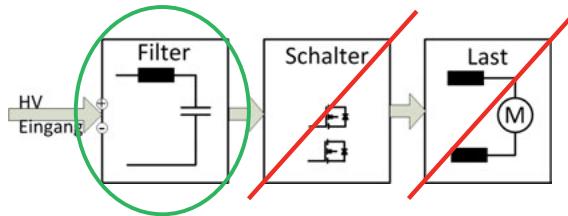


Bild 3.9: Gemessene Schaltungsteile bei der Messung der passiven Impedanz

Um den parasitären Messfehler durch die Messadaption möglichst gering zu halten, muss diese auf ein Minimum begrenzt werden. Deshalb wird die zu vermessende Komponente mittels einer sehr kurzen Adaption am Analyser angeschlossen (Bild 3.10). Dazu wird der zur jeweiligen Komponente passende Originalstecker verwendet. In die Adern des sehr kurzen Kabelstücks werden Kupferdrähte mit kleinem Querschnitt eingebracht und festgelötet. Das andere Ende dieser Drähte kann dann mit dem Standardadapter des Impedance Analyzers verbunden werden. Dies ermöglicht eine Messung der Impedanz des Eingangsfilters der Komponente, incl. der darin enthaltenen parasitären Eigenschaften sowie dem Einfluss der Buchse und des Steckers, deren Anteil dann dem Komponentenmodell zugeschlagen wird.

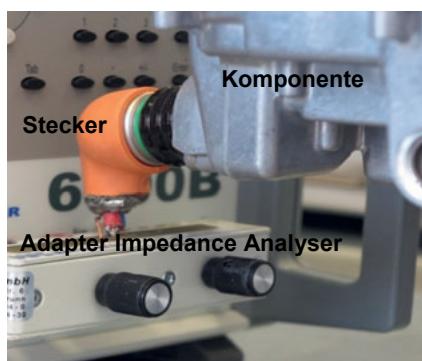


Bild 3.10: Adaption einer Komponente am Impedance Analyser

Während der Messung wird die Komponente frei und isoliert in der Luft gehalten, um jeglichen Einfluss einer nahen Masseplatte zu vermeiden und parallele Massepfade zum Messgerät zu verhindern. Da das HV-BN ein isoliertes IT-Netz darstellt, ist diese Messanordnung realistisch.

Der Impedance Analyser ist speziell für die Messung der Impedanz im Frequenzbereich 20Hz-120MHz gebaut. Er arbeitet nach der „auto-balancing-bridge-method“. Dabei wird mithilfe eines U-I Konverters der Strom durch die zu bestimmende Impedanz an einer Referenzimpedanz gespiegelt. Das Potential des invertierenden Ausgangs wird dabei auf null gehalten. Die Impedanz wird dann über das Verhältnis von Ein- und Ausgangsspannung sowie den Referenzwiderstand ermittelt [37]. Dieses Verfahren wird für jeden Frequenzpunkt durchgeführt und somit eine Betragsskurve sowie eine Phasenkurve in Abhängigkeit von der Frequenz ausgegeben. Da der Analyser nur mit Signalströmen und Spannungen misst, befindet sich die zu messende Komponente nicht im Betriebszustand, wie dies beim zuvor vorgestellten Messverfahren der Fall ist. In Kap. 3.2 wird eingehend dargestellt, dass diese passive Impedanz hinreichend ist bzw. sich nicht von der aktiven Impedanz unterscheidet. Der große Vorteil an der passiven Impedanzbestimmung liegt darin, dass keine spezielle Messbox gebaut werden muss, was aufgrund der vielen verschiedenen HV-Kontaktierungen notwendig ist. Des Weiteren ist kein Aufbau der Infrastruktur wie Batterie und CAN-Ansteuerung notwendig, was die Messung wesentlich erleichtert. Auch Störeinflüsse durch Massebezüge von geerdeten Messgeräten lassen sich beim Impedance Analyzers leichter vermeiden als bei einem komplexen Messaufbau. Diese Faktoren sprechen insgesamt für die Anwendung des Impedance Analyser zur Ermittlung der Eingangsimpedanz der Bordnetzteilnehmer. Tabelle 3.1 fasst die beiden, bereits in Kap.1.3 angesprochenen, Modellvarianten zusammen.

*Tabelle 3.1: Zusammenfassung Impedanzmodellarten*

<b>passive(s) Impedanz(modell)</b>	Eingangsimpedanz Komponente ohne Betrieb
<b>aktive(s) Impedanz(modell)</b>	Eingangsimpedanz Komponente im Betrieb

## 3.2 Vergleich aktive und passive Impedanz

Das im letzten Kapitel vorgestellte Messverfahren, mithilfe des Impedance Analyzers, misst wie besprochen die Impedanz der Komponente im ausgeschalteten Zustand. Jeglicher Einfluss der Halbleiterschalter und aller Komponenten dahinter sind also nicht möglich. Um einen Nachweis zu führen, dass diese passive Impedanz auch diejenige ist, die im Betriebsfall von allen anderen Komponenten wahrgenommen wird und im betrachteten Frequenzbereich kein

Unterschied zwischen aktiver und passiver Impedanz existiert, sollen die beiden Werte gegenübergestellt werden. Dieser Umstand hätte den erheblichen Vorteil, dass zur Impedanzbestimmung kein aufwendiges Strom-/Spannungsmessverfahren o.ä. durchgeführt werden muss, sondern dass eine einfache Bestimmung der Impedanz am Impedance Analyser hinreichend ist, um die Eigenschaften der Komponente zu identifizieren.

Um diesen Nachweis zu führen wird die Impedanz des DC/DC-Wandlers, mithilfe eines hier vorgestellten Messverfahrens, im Betrieb vermessen und mit den Werten aus der passiven Analyse verglichen. Im Betriebsfall, wenn die Halbleiterschalter geschlossen sind, könnte ein anderes Impedanzverhalten der Komponente vermutet werden. Diese Fragestellung lässt sich anhand des Schaltbildes eines DC/DC-Wandlers, wie in Bild 3.11 dargestellt, nachverfolgen.

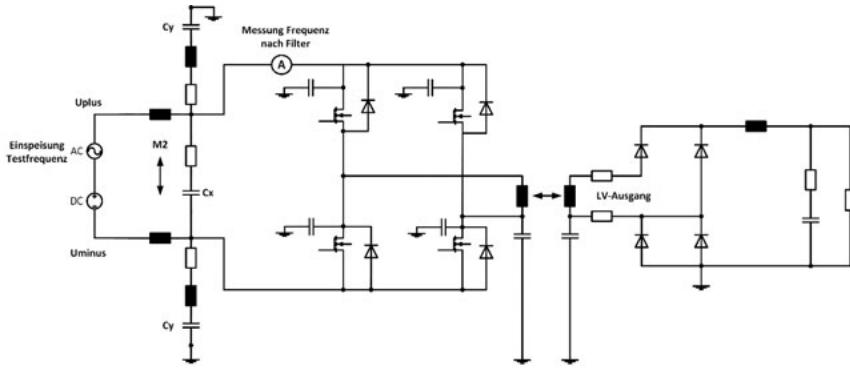


Bild 3.11: Prinzipschaltbild eines DC/DC-Wandlers

Die Induktivität des Übertrages sowie die Speicherkapazität am Ausgang müssten im Betrieb sichtbar sein und es sollte sich eine andere Impedanzkurve ergeben als im passiven Zustand. Der erste Ansatz, um den Einfluss der hinter der Schalterebene liegenden Impedanzen auf den DC-Eingangsport zu betrachten, bestand in der Simulation eines DC/DC-Wandlers. Das Modell wird so aufgebaut, dass es der realen Komponente möglichst nahe kommt. Lediglich die Halbleiterschalter müssen durch ein generisches Modell mit parasitären Eigenschaften ersetzt werden. Anschließend wird das Modell im Betrieb von außen mit einer AC-Quelle beaufschlagt. Durch eine Strommessung nach dem Filter wird untersucht, ob Frequenzanteile des eingespeisten Testsignals dort noch messbar

sind. Da eine AC-Analyse gleichzeitig mit zeitabhängigen Schaltvorgängen nicht simulierbar ist, kann nur jeweils eine Frequenz im Zeitbereich simuliert werden. Das Ergebnis für 137kHz ist nachstehend exemplarisch dargestellt. Für diese Frequenz gibt es auch Screenshots bei der späteren Messung, die die Simulationsergebnisse bestätigen. In der Abbildung ist ersichtlich, dass das aufgeprägte Sinus-Störsignal mit 137kHz hinter dem Filter nicht mehr messbar ist. Die grüne Kurve zeigt nur noch die Peaks der taktenden Halbleiter, nicht aber das 137kHz Signal. Nach dem EMV-Filter sind nur die Schaltpeaks des DC/DC-Wandlers sichtbar, die durch den eigenen Schalttakt entstehen.

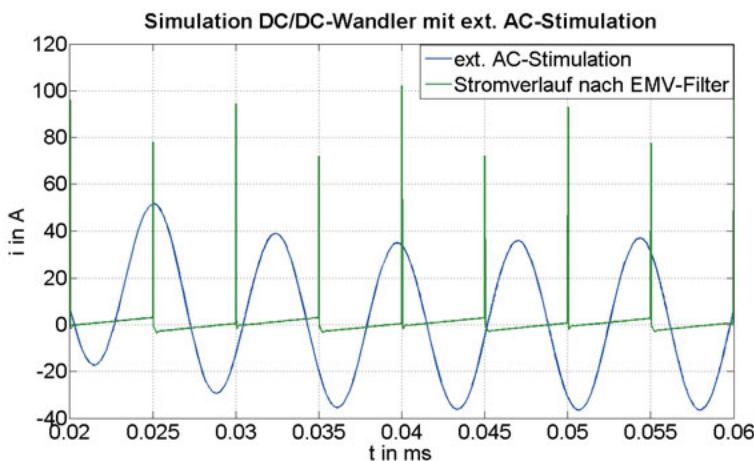


Bild 3.12: Simulation der Störbeaufschlagung des DC/DC-Wandlers

Dieses Simulationsergebnis, das für weitere Frequenzen dasselbe Ergebnis zeigt, legt nahe, dass auch im Betrieb nur die Impedanz des Eingangsfilters von außen sichtbar ist und die Systemimpedanz beeinflusst.

Um die Richtigkeit der Simulation zu bestätigen sowie die Aussagefähigkeit der zuvor vorgestellten passiven Messung zu untermauern, wird zusätzlich eine Messung durchgeführt. Da die Strom-/Spannungsauswertung aus Kap. 3.1 keine zufriedenstellenden Ergebnisse lieferte, wird stattdessen ein Aufbau, ähnlich dem in der Simulation gewählt.

Der durchgeführte Versuch, der nach der bisherigen Definition eine aktive Impedanzmessung darstellt, wird sowohl für DM- als auch CM-Verhalten

vorgenommen. Die Wahl des DC/DC-Wandlers als DUT liegt am zur Verfügung stehenden Messequipment, das lediglich einen Laststrom von 1A erlaubt. Einzig der Gleichspannungswandler lässt sich mit solch niedrigen Strömen betreiben, während alle anderen Komponenten, vor allem in der Anlaufphase, 10A oder mehr benötigen.

Zur Vermessung wird der DC/DC-Wandler an einen NF-Verstärker des Typs HSA4101 angeschlossen. Mit diesem Gerät ist es möglich, zum einen eine DC-Spannung für den Betrieb zur Verfügung zu stellen und zum anderen eine Wechselspannung auf das Nutzsignal einzuprägen. Durch Messung der Strom- und Spannungsreaktion des DUT auf die dezidiert eingeprägte Testfrequenz lässt sich der Betrag der Impedanz ermitteln. Der Vergleich des erzielten Ergebnisses mit den Werten des Impedance Analyzers belegt die Aussagefähigkeit des passiven Messverfahrens. Bild 3.13 zeigt den verwendeten Aufbau.

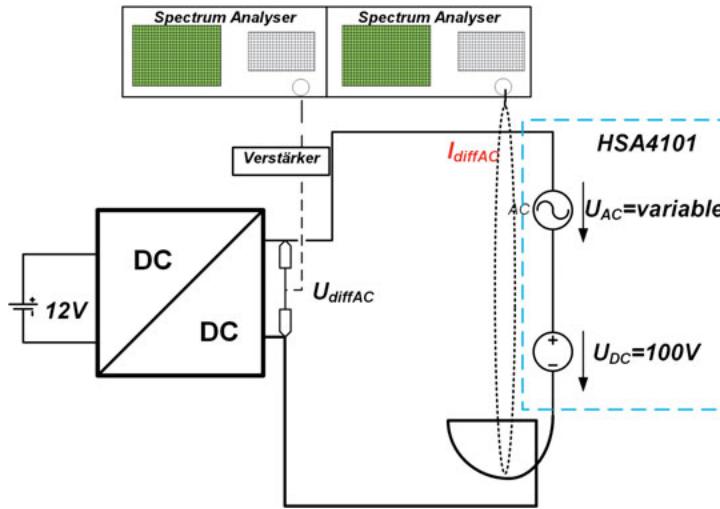


Bild 3.13: Aufbau zur Messung der aktiven DM-Impedanz

Für die Messung werden statt des Oszilloskops zwei Spectrum Analyser eingesetzt. Dadurch kann das erzeugte Störspektrum des DC/DC-Wandlers im Betrieb gemessen werden, um anschließend die eingespeiste Testfrequenz auf eine Frequenz einzustellen in der keine Anregung durch den DC/DC-Wandler besteht. Da sich das Spektrum mit der Last ändert, kann so gewährleistet werden, dass eine Laständerung während eines Messdurchlaufs keinen Einfluss hat.

Die am DUT anliegende AC-Spannung wird mit einem Differenztastkopf in Kombination mit einem Spectrum Analyser gemessen. Dieser wird mittels einer kurzen Adaption direkt am Eingangsstecker des DUT befestigt, um die Spannung so genau wie möglich zu erfassen. Da der Tastkopf für den mit  $1\Omega$  beschalteten Eingang eines Oszilloskops angepasst ist, muss ein Impedanzwandler in Form eines Verstärkers zwischengeschaltet werden. Ohne diese Maßnahme würde der Spectrum Analyser, aufgrund seines niederimpedanten Eingangswiderstandes von  $50\Omega$ , gegenüber dem hochimpedanten Differenztastkopf keine Spannung mehr messen. Als Stromzange wird wieder eine EZ-17 verwendet, wobei die Leitungsführung entsprechend der DM-Messung ausgeführt ist. Punktuell werden so zwei Impedanzkurven mit demselben Verfahren aufgenommen (Bild 3.14). Die rote Messkurve zeigt die Messwerte, die im Betriebszustand aufgenommen wurden, die blaue Kurve zeigt als Vergleich die Messwerte bei ausgeschaltetem Wandler. Zusätzlich ist in grün noch die Messkurve des Impedance Analyzers eingezeichnet.

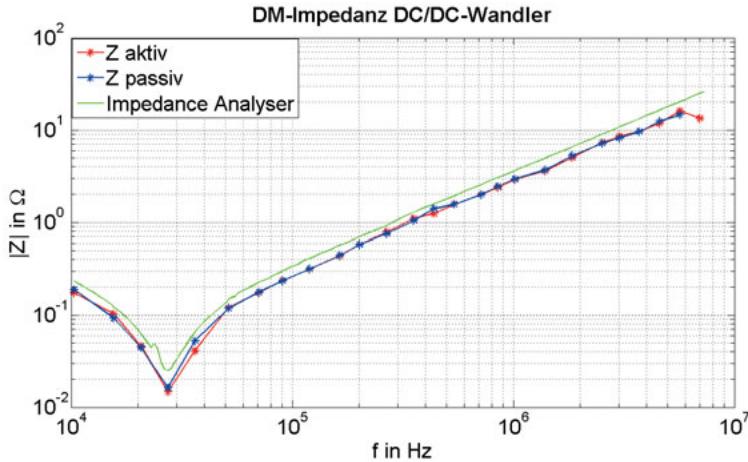


Bild 3.14: Messkurvenvergleich zwischen aktiver und passiver DM-Impedanz

Wie das Diagramm zeigt, verlaufen die beiden Strom-/Spannungsmesskurven nahezu deckungsgleich und besitzen den gleichen Resonanzpunkt. Das geringfügige Offset zwischen den beiden Kurven und dem Ergebnis des Impedance Analyzers röhrt von den unterschiedlichen Anschlussbedingungen her. Beim Impedance Analyser wird nahezu keine Anschlussleitung zur Kontaktierung verwendet, wohingegen bei der Strom-/Spannungsmessung zwischen Messpunkt

und Wandler ein ca. 30cm langes Kabel die Verbindung gewährleistet. Dieses Kabel wird anschließend herausgerechnet, was aber toleranzbehaftet ist. Ein weiteres Messproblem macht sich speziell im Resonanzpunkt bemerkbar. Da hier der Impedanzwert nur einige Milliohm beträgt, gibt es Messungenauigkeiten beim Impedance Analyser, der hier an seiner Messgrenze betrieben wird. Abgesehen von diesen Messabweichungen zeigt die Messung, dass die mittels Impedance Analyser bestimmte „passive Impedanz“ auch für den aktiven Betriebsfall gilt. Damit können die Modelle in Kap. 3.3 anhand der passiv gemessenen Daten modelliert werden und behalten im Betriebsfall trotzdem ihre Gültigkeit. Zur Verifizierung der Messdaten sind in Bild 3.15 und Bild 3.16 nochmal die Screenshots der Strommessung mit (Bild 3.15) und ohne Betrieb (Bild 3.16) dargestellt. Anhand des Signalpeaks bei 100kHz (Marke Nr. 2), dies entspricht der Taktfrequenz des Wandlers, lässt sich der Betrieb des Wandlers eindeutig erkennen. Dieser Teil des Spektrums fehlt in Bild 3.16. Das Messsignal bei Marke Nr. 1 hingegen ist in beiden Fällen gleich groß. Die Aufzeichnung zeigt deutlich, dass kein Unterschied zwischen aktiver und passiver Impedanz besteht.

Der verwendete Stromsensor EZ-17 erzeugt ein Spannungssignal, die notwendigen Umrechnungsfaktoren auf den korrespondierenden Strom werden im Messgerät hinterlegt. Die Einheit in der Anzeige konnte jedoch nicht geändert werden. Es gilt: 1mV entspricht 1mA.



Bild 3.15: Spektrum des Messstroms im Betrieb

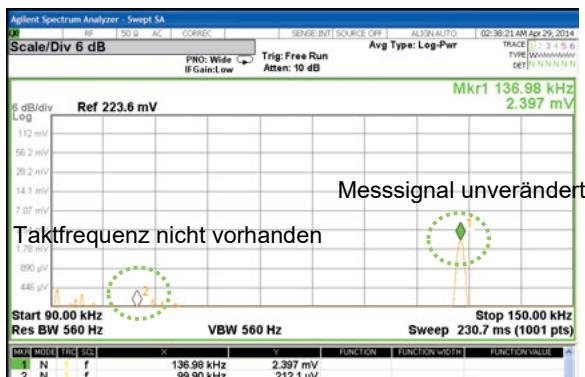


Bild 3.16: Spektrum des Messstroms ohne Betrieb

Der Umstand, dass die im passiven Zustand ermittelte Impedanz gleich der aktiven Impedanz ist, lässt sich folgendermaßen erklären. Niederfrequente Signale werden vollständig durch den Zwischenkreiskondensator abgepuffert. Je höherfrequenter die Signale werden, umso stärker treten die Induktivitäten der Filter in den Vordergrund und das Signal fällt an deren Impedanz ab. Dies hat zur Folge, dass die Impedanz hinter dem EMV-Filter bzw. den Halbleiterschaltern nicht mehr wirksam wird. Diese Annahme gilt natürlich nur für Komponenten die einen Vorfilter besitzen. Wird die Impedanz eines puren Umrichters bestimmt um den Filter abzustimmen oder bei Komponenten die keinen Vorfilter besitzen wie es beispielsweise bei elektrischen Zusatzheizern sowie der Batterie teilweise der Fall ist, so ist eine passive Messung nicht ausreichend. Das Thema Batterie wird in Kap. 4 näher beleuchtet.

Nachdem mit oben genanntem Verfahren das aktive Impedanzverhalten für DM-Störungen überprüft wurde, erfolgt eine zweite Messreihe, um auch die aktive Impedanz für CM-Störungen zu verifizieren. Das CM-Messsignal wird im Gegensatz zum DM-Signal nicht gemeinsam mit dem DC-Versorgungssignal eingespeist, sondern über eine Spule induktiv in das System eingekoppelt. Bild 3.17 zeigt den entsprechenden Aufbau. Damit wird die notwendige, gleichzeitige Einspeisung auf beiden HV-Leitungen ermöglicht. Da sich die Magnetfelder der DC-Ströme, aufgrund der entgegengesetzten Polarität, aufheben kommt es zu keiner Sättigung des Spulenkerns durch die DC-Ströme. Um ein gut messbares Signal zu erhalten, sollte der Übertrager so angepasst werden, dass die Innenimpedanz der

Signalquelle heruntertransformiert wird. Dadurch nähert man sich einer „idealen Spannungsquelle“ mit niedrigem Innenwiderstand an. Da CM-Störungen auch als solche modelliert werden ist diese Randbedingung sinnvoll. Zusätzlich muss bei der Auslegung darauf geachtet werden, dass der Kern nicht in Sättigung gebracht wird. Da sich die Lastströme des zu messenden Systems in der Zange aufheben, ist von dieser Seite keine Sättigung zu erwarten, sondern nur durch den auf die Windung aufgebrachten Signalstrom. Dazu muss der Kern betrachtet werden. Im vorliegenden Fall wurde ein Leistungsübertragerkern der Fa. Vacuumschmelze (T60004-L2040-W624) verwendet. Dieser weist bei 10kHz einen Sättigungstrom von 1,1A (10kHz) auf. Der Kern wurde mit 10 Windungen versehen, was zu einem max. Strom von ca. 100mA führt. Die Impedanz des Verstärkers von  $1,5\Omega$  wirken nur mit  $15m\Omega$  im System (3.2). Messtechnisch wurde eine Induktivität des Übertragers von  $1mH$  ermittelt ( $A_L 10,3\mu H$  bei 100kHz).

$$\frac{Z_{\text{Quelle}}}{N^2} = Z_{\text{DUT}}^* \quad (3.2)$$

$N = \text{Windungszahl}$

Beachtet werden muss zudem, dass der verwendete Verstärker genug Spannungs- und Stromreserve hat, so dass das eingespeiste Sinussignal nicht durch Überlastung verzerrt wird. Hier bietet sich die Überwachung des eingespeisten Signals mittels Oszilloskop an.

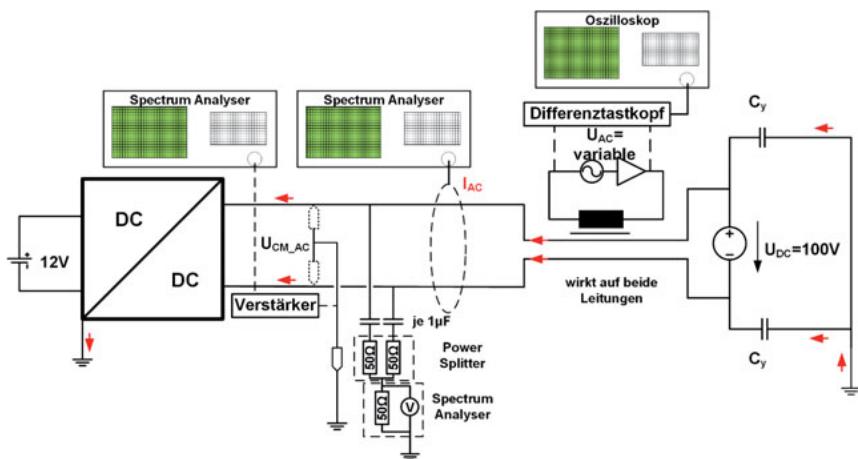


Bild 3.17: Messaufbau zur Messung der aktiven CM-Impedanz

Die einzuprägende Spannung wurde mittels Signalgenerator erzeugt und anschließend mit einem Breitbandverstärker verstärkt, da der Frequenzgenerator nicht genug Ausgangsleistung zur Verfügung stellen kann. Die in Bild 3.17 zusätzlich eingezeichneten Y-Kondensatoren am Netzteil sorgen für einen eindeutigen und niederimpedanten Strompfad für den Messstrom zurück zur Quelle. Dadurch wird ein möglichst hoher und damit leicht zu messender Signalstrom gewährleistet. Als Faustwert können Kondensatoren mit der zehnfachen Kapazität der Y-Kondensatoren des DUT eingesetzt werden. Die Messung des Stroms erfolgt gleich wie beim DM zuvor, lediglich die Leitungsführung durch die Stromzange ist entsprechend dem CM-Strom ausgeführt. Die Spannung wird mit einem Differenzlastkopf einmal an HV+ und einmal an HV- gegen Masse gemessen. Die beiden Werte werden anschließend zur Common Mode Spannung verrechnet. Alternativ kann zur direkten Messung der CM-Spannung ein Power Splitter (Keysight 11667B) in Kombination mit dem Spectrum Analyser eingesetzt werden. Um die DC-Spannung abzublocken, werden vor dem Power Splitter noch Kondensatoren eingefügt. Die Dämpfung des Power Splitters und die der Kondensatoren können durch die Einstellungen am Spectrum Analyser kompensiert werden.

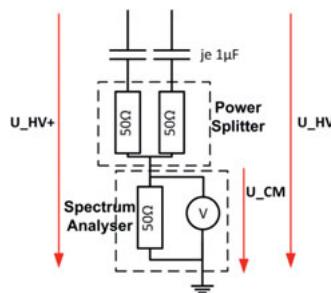


Bild 3.18: Direkte Messung der Common Mode Spannung

$$U_{CM} = \frac{U_{HV+} + U_{HV-}}{2} \quad (3.3)$$

Die Auswertung in Bild 3.19 zeigt, dass auch hier das aktive Impedanzverhalten kaum vom passiven Verhalten abweicht. Erst bei Frequenzen oberhalb 10MHz können geringe Abweichungen festgestellt werden, die möglicherweise auf parasitäre Kapazitäten der Halbleiterschalter zurückzuführen sind. Dieser Effekt

liegt jedoch außerhalb des hier betrachteten Frequenzbereichs und soll deshalb im Weiteren nicht näher untersucht werden.

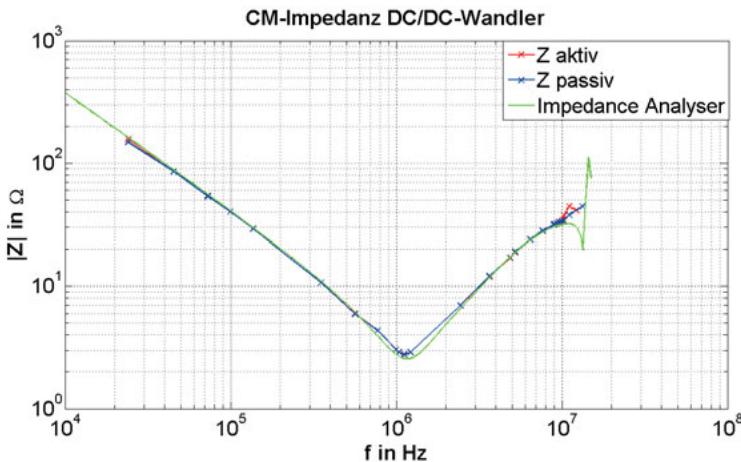


Bild 3.19: Messkurvenvergleich zwischen aktiver und passiver CM-Impedanz

Um genauerer Aufschluss über die Ursache zu bekommen und die beteiligten Bauteile zu identifizieren, müsste die Komponente intern verändert werden. Im Vergleich zur DM-Messung fällt auf, dass die Kurven dieses Mal nahezu deckungsgleich übereinander liegen. Dies liegt daran, dass die CM-Impedanz im gemessenen Bereich um Faktor 100 höher ist als diejenige im DM-Betrieb. Daher fallen parasitäre Effekte wie z.B. unterschiedliche Kabellängen, weniger ins Gewicht.

Nachdem in Kap. 3.1 die Messung von Impedanzen eingeführt und anschließend in Kap. 3.2 sichergestellt wurde, dass die passive Impedanz hinreichend ist, wird für das weitere Vorgehen folgendes System mit den definierten Systemgrenzen zugrunde gelegt. Die Last an den Umrichtern wird im Weiteren nur insoweit betrachtet, dass sie im Bedarfsfall konstant gehalten wird, um die Messungen vergleichbar zu machen. Für die Impedanzanalyse wird sie nicht betrachtet. Teilweise liegt die Systemgrenze innerhalb einer Komponente, wenn Umrichter und Last in einer Einheit verbunden sind, teilweise sind Last und Umrichter aber auch räumlich getrennt. Dieser Umstand ist im Weiteren aber nicht relevant.

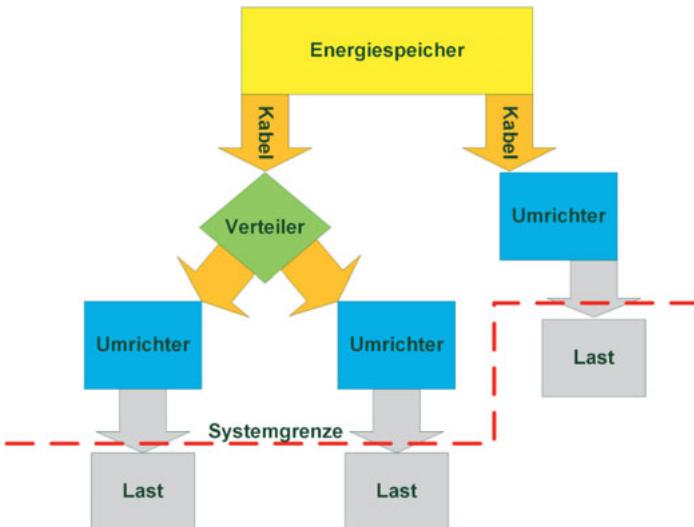


Bild 3.20: System Blockschaltbild mit Systemgrenze

### 3.3 Impedanzmodellierung von Leistungsbaugruppen

Nachdem in den letzten Kapiteln ein geeignetes Messverfahren zur Impedanzbestimmung ermittelt und verifiziert wurde, zeigt dieses Kapitel einen Weg auf, die Messwerte einer Leistungselektronikkomponente in ein Impedanzmodell aus konzentrierten RLC-Bauelementen zu überführen. Dadurch können alle Umrichter, egal welche Funktion sie haben, durch ein Ersatzschaltbild dargestellt werden, das in Kap. 6 zur Simulation der Systemimpedanz eingesetzt wird.

Bei allen HV-Komponenten handelt es sich stets um Elemente mit drei Ports, HV+, HV- und Masse, so dass jeweils zwei Messungen zur Bestimmung der CM- bzw. DM-Impedanz notwendig sind. Da die Komponenten aufwändig aufgebaut und voluminös sind, bestimmen viele Einflussfaktoren die Impedanz. Vor allem die CM-Impedanz wird, neben der rein elektrischen Schaltung durch diverse parasitäre Effekte beeinflusst. Durch den Aufbau und die häufig verwendete Flüssigkeitskühlung entstehen verschiedene Streukapazitäten zwischen dem isolierten Netz und benachbarten Masseflächen. Die interne Beschaltung der einzelnen Baugruppen ist aus der Sicht des Systemarchitekten nicht bekannt, da dieses Wissen den einzelnen Komponentenentwicklern gehört. Des Weiteren sind darin enthaltene parasitäre Effekte nicht in den Schaltungsunterlagen vorhanden

bzw. teilweise auch nicht bekannt. Nachstehend wird Schritt für Schritt der Weg zum Impedanzmodell gezeigt.

Die erste untersuchte Komponente ist der 3-Phasen Umrichter zur Versorgung eines Drehstrommotors. Den Impedanzverlauf der im DM durchgeführten Messung zeigt Bild 3.21. Diese Betragsskurve muss nun Schritt für Schritt analysiert werden, um daraus ein Ersatzmodell aus konzentrierten, realen Bauelementen zu erstellen. Dazu wird die Kurve in mehrere Bereiche unterteilt. Es werden anhand der Steigungen der Abschnitte zwischen den Resonanzpunkten sowie deren Verlauf die zugehörigen Bauteilwerte errechnet.

Die fallende Kurve in Abschnitt 1 weist auf eine Kapazität hin, deren Wert mithilfe von Formel (3.4) ermittelt werden kann.

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z_c} \quad (3.4)$$

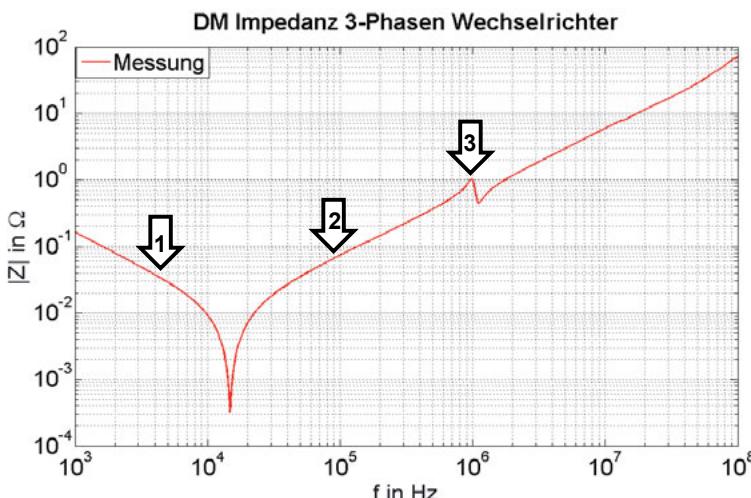


Bild 3.21: Messergebnis der DM-Impedanz des 3-Phasen Wechselrichters

Aus der Messung resultiert hieraus ein Wert von 1mF. Dieser große Kapazitätswert sowie die Wirksamkeit im Frequenzbereich des Schalttaktes von 10kHz sprechen dafür, dass hier der Wert des Zwischenkreiskondensators gemessen wurde. Die Höhe der ersten Resonanz gibt einen Aufschluss über die Wirkwiderstände im Pfad

zu dieser Kapazität, bestehend aus dem ESR (Equivalent Series Resistance) des Kondensators, dem Wirkwiderstand der Resonanzinduktivität sowie Kontakt- und Leitungswiderständen. Dieser Widerstand wird als konzentriertes Element in das Modell eingebbracht. Der ansteigende zweite Abschnitt der Kurve steht für eine Induktivität. Hier kann es sich entweder um den parasitär wirksamen Teil einer stromkompensierten Drossel handeln, den parasitären Induktivitäten von Leiterbahnen oder es wurde tatsächlich eine Induktivität zur Dämpfung von DM-Störungen eingebaut. Dies lässt sich aus dem ermittelten Induktivitätswert ablesen. Liegt dieser im Bereich weniger 100nH so handelt es sich um Leiterbahnen, in der Größenordnung 500nH-1µH handelt es sich meist um die Streuanteile einer CM-Drossel, größere Werte deuten letztlich auf eine DM-Drossel hin. Für die Modellierung ist die Unterscheidung weniger relevant, da letztlich immer eine Induktivität modelliert wird. Diese abschnittsweise Untersuchung lässt sich für jede leitungselektronische Komponente ansetzen, um deren Eingangsbeschaltung zu identifizieren. Eine grobe Vorstellung über den generellen Aufbau von Filterbeschaltungen ist hilfreich, um die Messergebnisse den entsprechenden Bauteilen bzw. Effekten zuordnen zu können. Allerdings lässt sich auch ohne diese Kenntnisse ein Ersatzschaltbild erzeugen. Der Wert der konzentrierten Induktivität lässt sich anhand von (3.5) berechnen.

$$L = \frac{Z_L}{2 * \pi * f} \quad (3.5)$$

Für die Kurve aus Bild 3.21 ergibt sich hieraus eine Induktivität von 120nH. Im Modell wird dies durch zwei 60nH Drosseln modelliert, je eine im HV+ und eine im HV- Zweig.

Punkt 3 der Kurve in Bild 3.21 lässt sich durch das Vorliegen zweier paralleler Kapazitäten erklären, einer großen Zwischenkreiskapazität und einer zweiten, kleineren Kapazität zur Filterung höherfrequenter Störungen. Diese ist möglichst nah am HV-Eingang der Komponente verbaut. Bild 3.22 verdeutlicht den Zusammenhang nochmals. Vor Punkt 3 ist  $C_{x1}$  und  $C_{x2}$  ein möglicher Pfad für ein Störsignal. Bei höheren Frequenzen wird der Pfad durch  $C_{x2}$  niederimpedanter, wodurch sich die wirksame Induktivität aufgrund der kürzeren Leitungsbahnen ebenfalls reduziert.

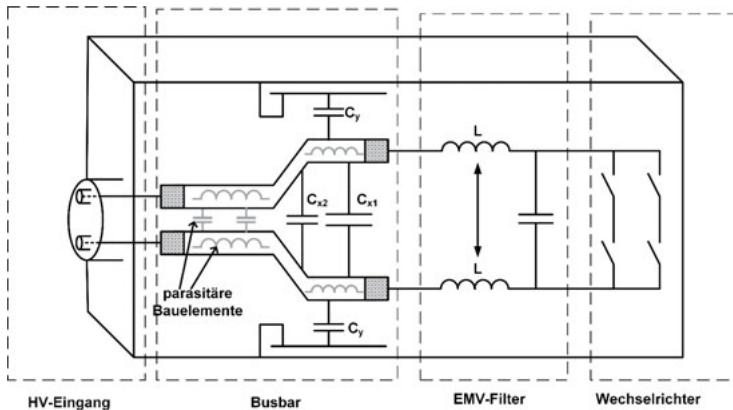


Bild 3.22: Modellartiger Innenaufbau eines Umrichters

Eine weitere mögliche Ursache für die Resonanz im Punkt 3 können die in [38] untersuchten Kondensatoren selbst sein. Bei diesen Zwischenkreiskondensatoren, die in der HV-Technik eingesetzt werden, handelt es sich um die dort beschriebenen Kapazitäten mit „floating electrode“, wie in Bild 3.23 gezeigt. Diese Elektrode sorgt für eine homogene Feldverteilung und wird im Fertigungsprozess mit in den Wickel eingerollt, ohne jedoch an den Stirnkontakten kontaktiert zu werden. Die kleinen Resonanzen entstehen durch Unsymmetrien im Aufbau des Kondensators und können auch, wie in [38] gezeigt, berechnet werden.

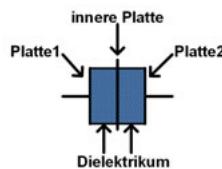


Bild 3.23: HV-Kondensator mit „floating electrode“

Je höher die Resonanzfrequenz des Aufbaus, desto mehr wird diese durch den erhöhten Widerstand, aufgrund des Skin-Effektes, gedämpft. Nachbilden lassen sich diese Resonanzen durch ein komplexes RLC-Ersatzschaltbild für den Kondensator. Pro Resonanz wird ein zusätzlicher Parallelschwingkreis benötigt. Die in Bild 3.24 dargestellte Simulationskurve wurde unter Verwendung zweier

unterschiedlich großer  $C_x$  Kondensatoren erzeugt. Sie zeigt einen relativ genauen Impedanzverlauf, im Vergleich mit der Messkurve, auf.

Die Simulation wurde, wie alle anderen Schaltplan basierenden Simulationen in dieser Arbeit, mit der Software Simplorer von Ansys durchgeführt. Dieser Simulator arbeitet mit konservativen Netzwerken, die an jedem Punkt der Schaltung eine Messung der dort vorhandenen physikalischen Größen ermöglicht. Dabei können verschiedene Verfahren, zur Lösung der im Hintergrund der Modelle liegenden Differentialgleichungen, ausgewählt werden.

Tabelle 3.2: Technische Daten 3-Phasen Wechselrichter

Leistungsklasse	20kW/200A
$L_1, L_3$	50nH
$L_2, L_4$	10nH
$C_{x1}$	1200nF
$C_{x2}$	1mF
$C_{y1}, C_{y2}$	20nF
$R_1, R_2$	3Ω
ESR	10mΩ

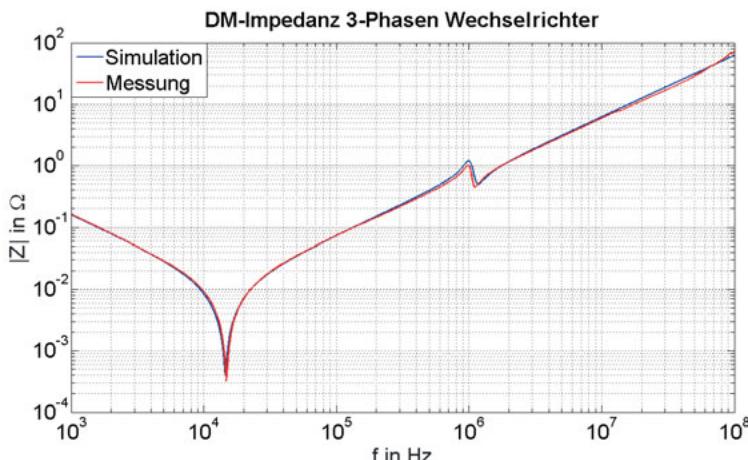


Bild 3.24: Messung und Simulation der DM-Impedanz des 3-Phasen Wechselrichters

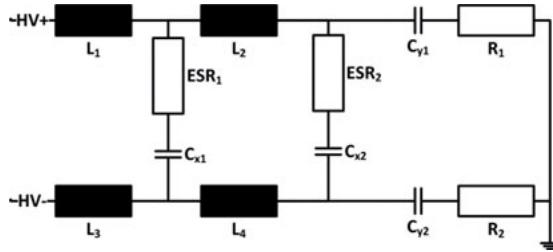


Bild 3.25: DM-Ersatzschaltbild 3-Phasen Wechselrichter

Nachdem auf die Modellierung der DM-Impedanz eingegangen wurde, wird nun die Messung und Modellierung der CM-Impedanz beschrieben. Diese Impedanz besteht zwischen den Polen des Hochvoltsystems und der Fahrzeug- bzw. Gehäusemasse. Dabei ergibt sich für den Umrichter aus dem vorangegangenen Abschnitt die in Bild 3.26 mittels Impedance Analyser gemessene Impedanzkurve. Auch aus diesem Kurvenverlauf lässt sich eine Ersatzschaltung aus konzentrierten Elementen, durch abschnittsweise Analyse der gemessenen Kurve, ermitteln.

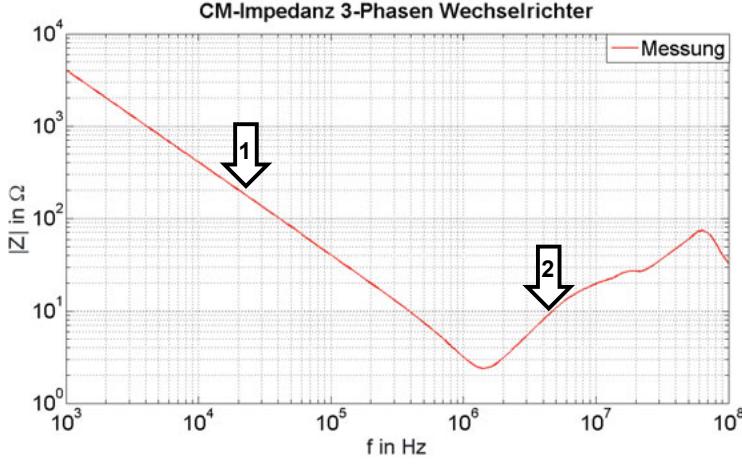


Bild 3.26: Messung der CM-Impedanz des 3-Phasen Wechselrichters

Kurvenabschnitt 1 zeigt die Y-Kondensatoren. In Abschnitt 2 ist die CM-Drossel sichtbar. Diese kann im Simulationsprogramm durch einen entsprechenden Kopplungsfaktor so implementiert werden, dass ggf. nur die Streuparameter im DM wirksam werden, während die gesamte Induktivität im CM voll zum Tragen kommt.

Eine getrennte Modellierung der Moden ist aber auch möglich. Die Simulation des Ersatzmodells, verglichen mit der Messung, ist in Bild 3.27 dargestellt (Schaltbild im Anhang Bild A.2).

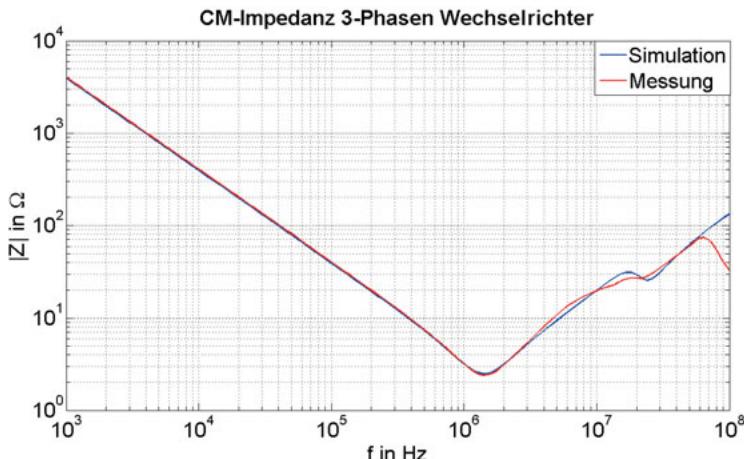


Bild 3.27: Messung und Simulation der CM-Impedanz des 3-Phasen Wechselrichters

Nachdem die Modellierung des 3-Phasen Wechselrichters dargestellt wurde, soll die Methode nun anhand einer zweiten Komponente verifiziert werden. Dazu wird speziell eine Baugruppe ausgesucht, die bereits im mittleren Frequenzbereich eine zweite Resonanzstelle aufweist. Dabei handelt es sich um den EKMV (elektrischer Kältemittel Verdichter), der zu Kühlungszwecken eingesetzt werden kann. Er besteht aus einem integrierten Wechselrichter mit kleiner Leistung, einem Motor und einem mechanischen Verdichter. Wie im vorangegangenen Beispiel, lässt sich auch hier die entsprechende Ersatzschaltung sektionsweise berechnen. Aus der Messkurve in Bild 3.28 wird somit das Ersatzschaltbild Bild 3.29 extrahiert.

Interessant ist in diesem Fall eine tatsächlich verbaute Differential Mode Induktivität. Dies kann anhand des relativ großen Induktivitätswertes von  $18\mu\text{H}$  identifiziert werden. Die Simulation der identifizierten, diskreten Schaltung ergibt die Kurve in Bild 3.30, die mit der Messkurve nahezu deckungsgleich verläuft.

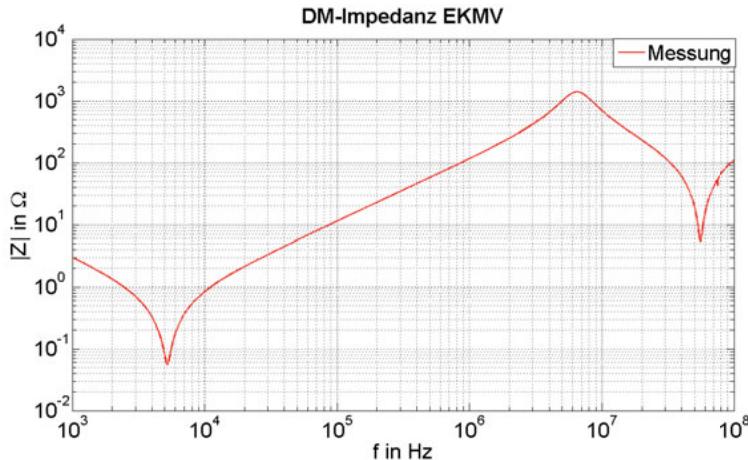


Bild 3.28: Messung der DM-Impedanz des EKMVs

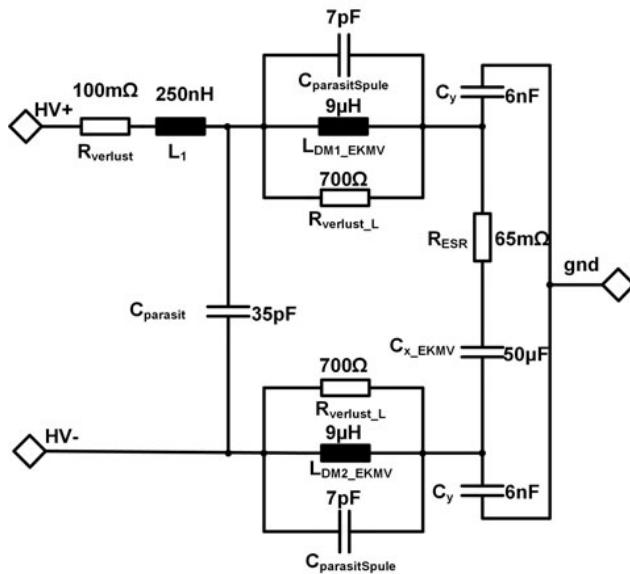


Bild 3.29: Konzentriertes DM-Ersatzschaltbild des EKMVs

Es ist zu erkennen, dass Simulation und Messung bis 1MHz, hinsichtlich des Betrages der Impedanz, eine Abweichung <10% gegenüber der Messung aufweist. Die Resonanzfrequenz weicht um  $\approx 4\%$  ab.

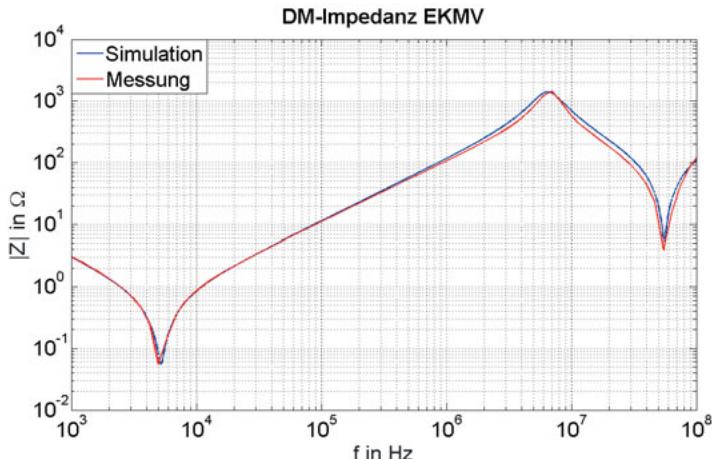


Bild 3.30: Vergleich von Messung und Simulation der DM-Impedanz des EKMVs

Tabelle 3.3: Technische Daten EKMV

Leistungsklasse	4,5kW/40A
$L_1$	$0,25\mu H$
$L_{DM1}, L_{DM2}$	$9\mu H$
$R_{Verlust}$	$700\Omega$
$C_{parasitSpule}$	$7pF$
$C_x$	$50\mu F$
$C_y$	$6nF$
$R_{ESR}$	$55m\Omega$
$R_{Verlust}$	$100m\Omega$

Bild 3.31 zeigt das Simulationsergebnis der nach dem beschriebenen Verfahren modellierten CM-Impedanz des EKMVs. Auch hier konnte eine ausreichende Genauigkeit erzielt werden.

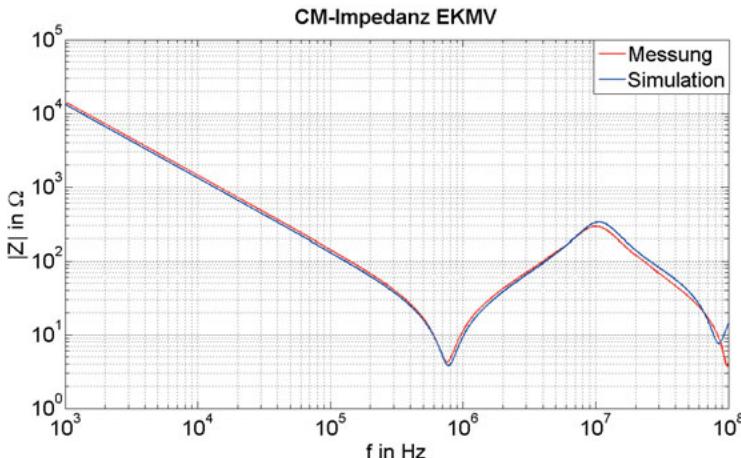


Bild 3.31: Vergleich von Messung und Simulation der CM-Impedanz des EKMVs

Aus den vorangegangenen Beispielen lässt sich erkennen, dass eine Modellierung mit diskreten Bauteilen anhand einer gemessenen Eingangskurve, unter der Voraussetzung eines grundlegenden Verständnisses über den inneren Aufbau einer Leistungselektronik, dargestellt werden kann. Soweit möglich sollten die verbauten konzentrierten Elemente auch tatsächlichen Bauteilen oder parasitären Effekten zugeordnet werden. Je besser die Zusammenhänge modelliert werden, umso einfacher kann eine Änderung der Komponente, sei es durch Redesign oder Alterung, vorab im Simulationsmodell überprüft werden.

Nachdem in diesem Kapitel die manuelle Erstellung der Ersatzschaltbilder von Leistungselektroniken anhand von Messdaten erläutert wurde, wird im nächsten Kapitel eine Methode zur automatischen Erstellung der RLC-Nachbildungen untersucht. Eine Zusammenfassung aller Schaltbilder und Bauteilwerte ist im Anhang A.1 zu finden.

### 3.4 Automatisierte Ersatzschaltbilderzeugung

Der bisher gezeigte Weg zur Modellierung mittels manueller Auswertung der Kurvenanteile und anschließender Berechnung der Bauteilwerte von Leistungsbaugruppen ist teilweise aufwändig. Aufgrund der leistungsfähigen Rechner und Simulationsprogramme liegt die Idee nahe, die Modelle automatisiert

generieren zu lassen. Exemplarisch wird dazu die Anwendung des Vektorfitting-Verfahrens von [39] angewandt. Das gewählte Verfahren ermittelt aus der gemessenen Impedanzkurve eines Mehrtorsystems, anhand der Resonanzpunkte, die zugehörigen Polstellen. Mithilfe dieser Werte wird dann eine Näherungskurve ermittelt. Die Berechnung der Polstellen geschieht über ein iteratives "least square" Verfahren. Dazu wird eine Näherungskurve in der Form (3.6) ermittelt.

$$\frac{1}{Z(s)} = Y(s) = \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s-a_m} + d + s^*e \quad (3.6)$$

$N$  = Anzahl Polstellen;  $a_m$  = Polstellen;  $c_m$  = Residuen;  $d = 1/R_0$ ;  $e = C_0$

Beim Vektorfitting werden die Koeffizienten so bestimmt, dass die errechnete Kurve möglichst gering von der vorgegebenen Messkurve abweicht. Sind die Koeffizienten ausreichend genau bestimmt, lässt sich anhand der Admittanz nach Gleichung (3.6) eine Ersatzschaltung erzeugen. Dabei stellt  $d$  einen Leitwert dar, während  $e$  eine Kapazität abbildet. Jeder errechnete reelle Pol führt auf eine RL-Reihenschaltung, wohingegen ein konjugiert komplexes Polpaar durch einen verlustbehafteten RLC-Reihenschwingkreis nachgebildet wird [40] [41]. Bild 3.32 zeigt den Übersichtsschaltplan.

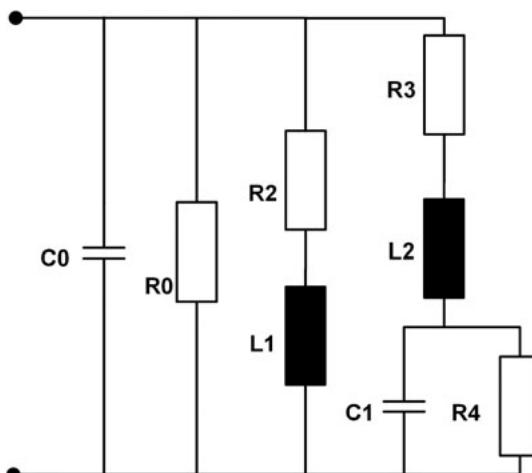


Bild 3.32: Zweipol Ersatzschaltbild

Für den Zweipol ergibt sich folgender Zusammenhang:

$C1 \rightarrow$  linearer Term

$R1 \rightarrow$  konstanter Term

$R2+L1 \rightarrow$  reeller Pol

$R3+L2+C1+R4 \rightarrow$  konjugiert komplexes Polpaar

Mithilfe dieses Verfahrens wird nun versucht, eine Leistungsbaugruppe aus Kap. 3.3 zu modellieren. Das Resultat wird anschließend mit den vorangegangenen Ergebnissen verglichen und das Ergebnis verifiziert. Für die Analyse wird  $N=10$  vorgegeben sowie die Variablen  $d$  und  $e$  (3.6) auf null gesetzt. Des Weiteren werden zehn Iterationsschritte vorgenommen. Bild 3.33 zeigt, dass die Messkurve exakt mit der iterierten Kurve übereinstimmt. Die anhand (3.7) ermittelte Abweichung zwischen Messung und Modell weist einen Fehler von 0,056 auf, wobei  $n$  die Anzahl der aufgenommenen Messpunkte darstellt.

$$RMS_{err} = \sqrt{\frac{\sum_n (\log(Z_{Original,n}) - \log(Z_{Fitting,n}))^2}{n}} \quad (3.7)$$

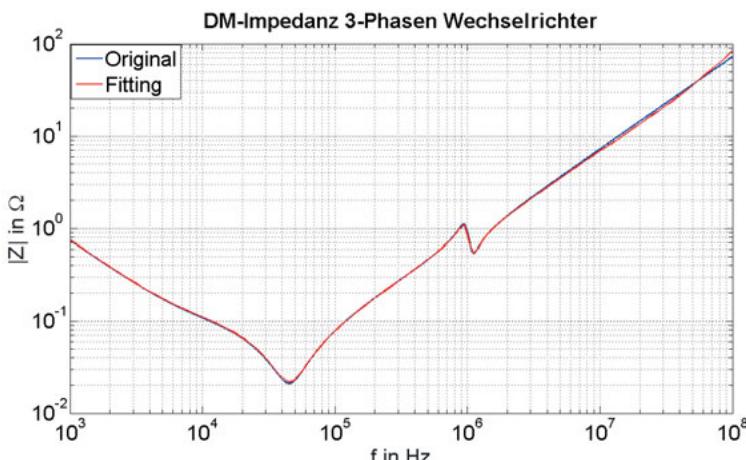


Bild 3.33: Vergleich von Messkurve und Fitting Ergebnis der DM-Impedanz

Wird nun die automatisch ermittelte Schaltung in Bild 3.34 betrachtet, so zeigt sich das Problem des berechneten Ergebnisses.

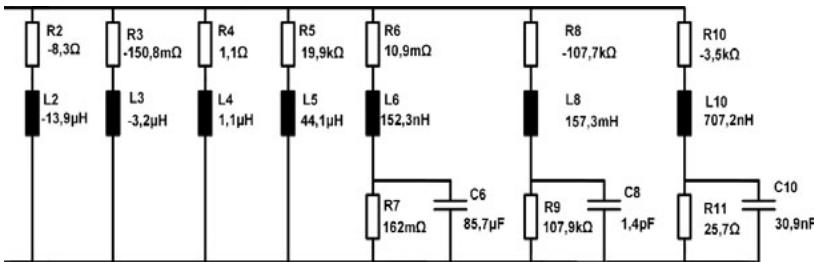


Bild 3.34: Ersatzschaltbild durch Vectorfitting erstellt

Das Ersatzschaltbild weist negative Werte für Widerstände, Spulen, aber auch Kondensatoren auf. Die einzelnen Bauelemente lassen sich keinen realen Bauelementen oder parasitären Effekten, die durch den Aufbau bedingt sind, zuweisen und können damit nicht interpretiert werden. Sehr deutlich wird dies am dominanten Zwischenkreiskondensator mit 1mF, der in der Schaltung nicht konzentriert vorhanden ist.

Um das Problem der gewünschten Interpretation der Parameter zu lösen, wird ein weiterer Versuch mit einer sequentiellen Lösungsstrategie unternommen. Dazu wird die gemessene Impedanzkurve in Frequenzabschnitte unterteilt und diese Bereiche mittels Vectorfitting in eine Ersatzschaltung übertragen. Die ermittelten Teilschaltbilder werden anschließend zusammengefügt, um das Gesamtergebnis mit der Messkurve zu vergleichen. Durch diese Polreduzierung konnte ein Ersatzschaltplan mit realen Bauelementen ermittelt werden. Als erstes wird hierzu die Hauptresonanz unter Vorgabe  $N=2$  ermittelt. Des Weiteren wird  $d$  und  $e$  wieder auf null gesetzt. Dieses Vorgehen erzeugt eine Impedanz aus zwei Widerständen und je einer Spule und Kondensator.

Bild 3.35 zeigt das Ersatzschaltbild sowie die Mess- und Iterationskurve. Wie zu erkennen ist, besteht, im Gegensatz zum ersten Ansatz, eine erhebliche Differenz zwischen den beiden Kurven. Der RMS-Fehler (root mean squared) liegt nunmehr bei 0,5. Auch lässt sich wiederum der tatsächliche Wert des Zwischenkreiskondensators nicht im Schaltbild wiederfinden. Der einzige Vorteil zum ersten Ansatz ist ein Ergebnis mit ausschließlich positiven Bauelementen.

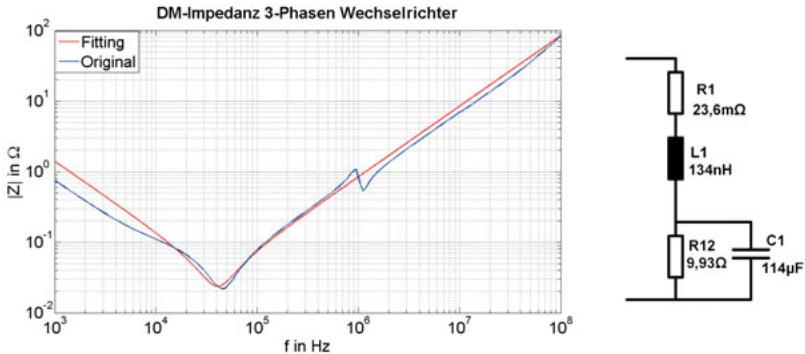


Bild 3.35: Kurve und Schaltbild der Hauptresonanz

Die zweite gemessene Resonanzstelle wird durch ein Fitting im Bereich 0,1-10MHz ermittelt. Die Polstreckenzahl wird hierzu auf drei gesetzt. Das Ergebnis ist in Bild 3.36 dargestellt. Wieder ergibt sich ein Schaltbild aus rein realen Bauelementen, wobei sehr kleine Widerstände, wie  $R_3$ , manuell entfernt werden können, da ihr Einfluss marginal ist.

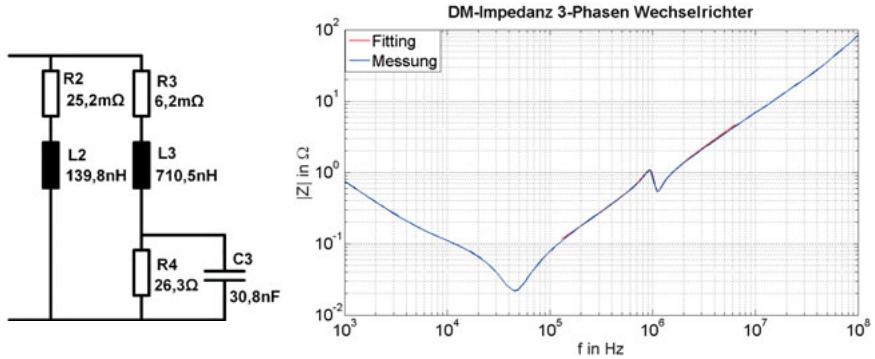


Bild 3.36: Impedanzverlauf und Schaltbild der Nebenresonanz

Die Kombination der beiden Einzelschaltbilder ergibt die Schaltung in Bild 3.37, mit dem berechneten Impedanzverhalten in Bild 3.38. Für das Ersatzschaltbild wird der reelle Pol aus der Schaltung in Bild 3.35 wieder entfernt, da dieser lediglich die Grundkurve der Nebenresonanz vorgegeben hat, die nun durch die Schaltung in Bild 3.36 genauer vorgegeben werden kann. Die Fehlerabweichung der Gesamtschaltung liegt jetzt bei 0,48, kann aber durch Einschränkung des Frequenzbereichs nochmals reduziert werden.

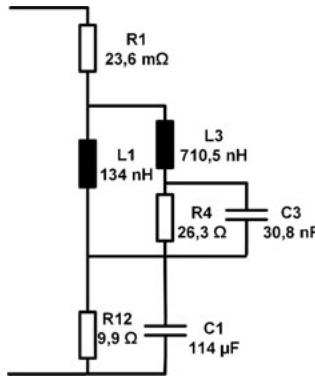


Bild 3.37: Schaltbild der sequentiellen Iteration

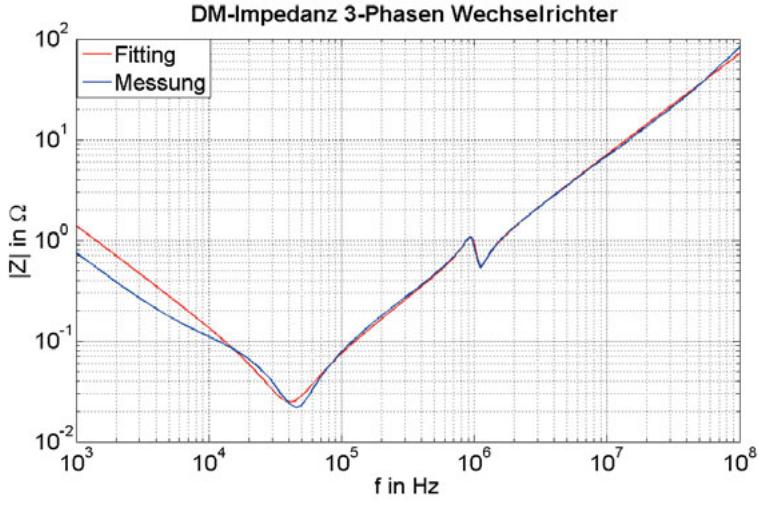


Bild 3.38: Vergleich der Impedanzkurven von sequenzieller Iteration und Messung

Der vorangegangene Abschnitt zeigt, dass eine automatisierte Erzeugung von Ersatzschaltbildern zwar grundsätzlich möglich ist, der Nutzen des Ergebnisses allerdings nur bedingt für die praktische Anwendung geeignet ist. Zum einen werden realistische Bauteilwerte nur durch manuelles Aufsplitten des Fittings erzielt, zum anderen sind aber auch diese Bauteilwerte wiederum nicht mit dem realen Aufbau des Wechselrichters verknüpfbar. Technische Änderungen können somit anhand der automatisiert erstellen Schaltbilder nicht vorab geprüft werden, weil sich die Bauteile keiner Struktur oder realen Bauteilen in der Komponente zuordnen lassen.

Da die Anzahl der Resonanzen und somit auch die Zahl der zu berechnenden Bauteile für die Ersatzschaltbilder im einstelligen Bereich liegt, ist eine vollständige automatisierte Schaltbilderstellung nicht zwingend erforderlich. Es müssten weitere Verfahren auf deren Praxistauglichkeit untersucht werden.

In diesem Kapitel wurde eine Möglichkeit dargestellt, wie aus Messdaten das Impedanzverhalten von leistungselektronischen Baugruppen in einem HV-Bordnetz modelliert und simuliert werden kann. Dabei wurden Einflussfaktoren und verschiedene Auswerteverfahren betrachtet sowie die Gültigkeit der passiven Impedanz bewiesen. Diese Einzelergebnisse werden in Kap. 6 kombiniert, um zusammen mit den Ergebnissen der folgenden Kapitel ein Gesamtsystem aufzubauen.

## 4 Impedanz von HV-Batterien

Die in den vorangegangenen Abschnitten gezeigten Messungen haben gemeinsam, dass die Bauteile stets durch eine Spannungsquelle von außen versorgt werden müssen. Diese lässt sich jederzeit abklemmen, um eine Messung im spannungsfreien Zustand durchzuführen. Die nun vorgestellte Komponente, die HV-Batterie, ist die Spannungsversorgung selbst. Es ist nicht möglich diese abzuschalten, da jede einzelne Zelle der Reihenschaltung auch einen Anteil zur Impedanz der Batterie beiträgt. Hier muss also ein anderes Messverfahren entwickelt werden. Um die Ergebnisse der Messung zu verifizieren, wird parallel ein Ersatzmodell der Batterie anhand der eingesetzten Zellen sowie des geometrischen Aufbaus berechnet. Das daraus entwickelte Simulationsmodell dient zur Verifikation der Messung. Diese Absicherung der Messmethode, anhand von theoretisch errechneten Daten, dient dem Beweis der Aussagefähigkeit der Messmethode. Dies ist notwendig, da normalerweise keine genauen Konstruktionsdaten der Batterie zur theoretischen Berechnung zur Verfügung stehen und die Messung daher nicht nachträglich plausibilisiert werden kann.

## 4.1 Einzelzelle

Die Vermessung der Einzelzelle kann direkt am Impedance Analyser erfolgen. Dazu werden zwei sehr kurze Blechfahnen direkt an die Batteriepole angeschraubt, die mit dem Schraubstockadapter des Impedance Analysers verbunden werden, wie Bild 4.1 zeigt. Dadurch wird verhindert, dass die Adaption durch eine zu große Induktivität, die Messung verfälscht.

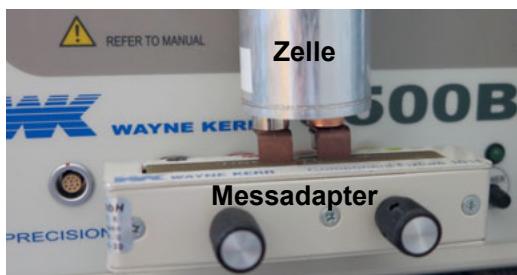


Bild 4.1: Messung der Impedanz einer Einzelzelle

Bei der Messung muss unbedingt darauf geachtet werden, dass die Bias Funktion des Impedance Analysers aktiviert ist. Durch diese Maßnahme legt das Messgerät eine DC-Spannung an die Messausgänge, die einen Stromfluss von der Zelle ins Messgerät verhindert. Ohne diese Maßnahme könnten die fließenden DC-Ströme das Messergebnis verfälschen oder sogar das Messgerät durch Überlastung zerstören. Bild 4.2 zeigt das prinzipielle Schnittbild der untersuchten Zelle. Die Auswertung der Messkurve in Bild 4.3 ergibt eine Induktivität zwischen 18nH und 11nH, abhängig von der Frequenz.

Um diesen Wert zu verifizieren, wird die Zelle nochmals theoretisch berechnet. Dabei wird die Zelle als Koaxialleitung betrachtet, wobei die Kathode den Innenleiter darstellt, während die Anode als Schirm dargestellt wird. Dies lässt sich anhand des Zellaufbaus in Bild 4.2 ableiten.

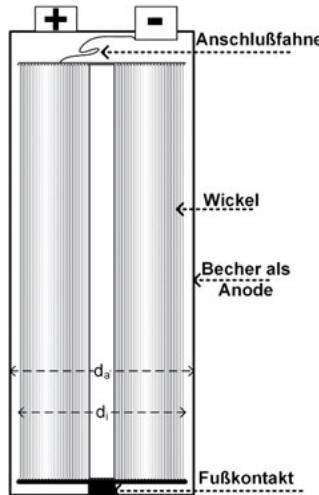


Bild 4.2: Aufbau einer Li-Ionen Zelle

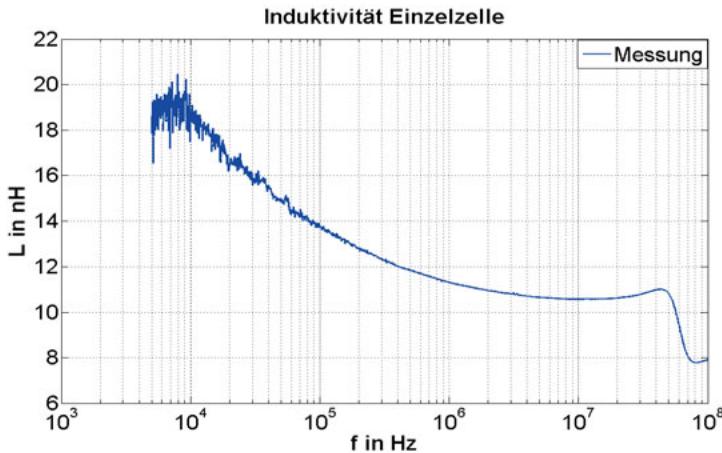


Bild 4.3: Induktivität der einzelnen Batteriezelle

Die Zelle kann in drei Abschnitte unterteilt werden: Anschlussfahne, Zellwickel und Fußkontakt (Bild 4.4). Der Hauptunterschied dieser drei Sektionen ist das Durchmesserverhältnis zwischen Innenleiter und Schirm (Zellbecher). Zur Berechnung werden die Formeln in Anhang A.2 herangezogen, die Ergebnisse sind in Bild 4.5 dargestellt.



Bild 4.4: Berechnung der Batteriezelle als Koaxialkabel

Aus der Berechnung ist ersichtlich, dass die Anschlussfahne vom Minuskontakt zum Wickel die größte Induktivität hat, da hier der Abstand zwischen Hin- und Rückleiter am größten ist. Da die Anschlussfahne von Zelle zu Zelle variiert, wurde sie vereinfacht als gerader Leiter angenommen. Die komplexe Bogenform lässt sich in einer Berechnung von Hand mittels Formel nicht darstellen.

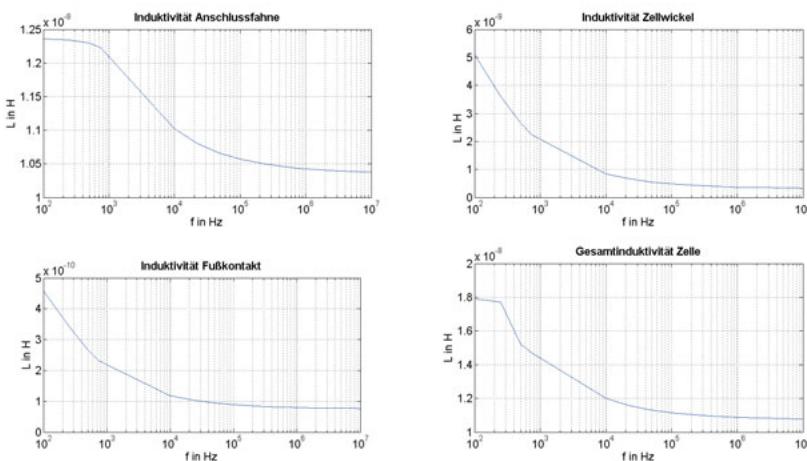


Bild 4.5: Ergebnisse der abschnittsweisen Induktivitätsberechnung

Die Berechnung zeigt eine gute Übereinstimmung mit der Messung des Impedance Analyzers. Das Ergebnis für die Gesamtinduktivität liegt, wie bei der zuvor vorgestellten Messung, zwischen 18nH und 11nH. Um dem komplizierten Aufbau Rechnung zu tragen, wurde das Ergebnis mit Hilfe der Software Q3D von Ansys

verifiziert und verfeinert. Dieses Tool arbeitet mit der Momentenmethode und dem FEM in Kombination. Vorteil dieses Modells ist die direkte Implementierung in ein Schaltplanmodell, wie es später für die Gesamtbatteriesimulation benötigt wird. In Bild 4.6 sind das zugehörige Modell sowie die Ergebnisse der Impedanzsimulation dargestellt. Die Simulationsergebnisse decken sich ab 6kHz mit denjenigen der Messung. Die Abweichung im Bereich <6kHz liegt daran, dass der Impedance Analyser bei  $1\text{m}\Omega$  seine Messgrenze erreicht hat und es deshalb zu größeren Messfehlern kommen kann.

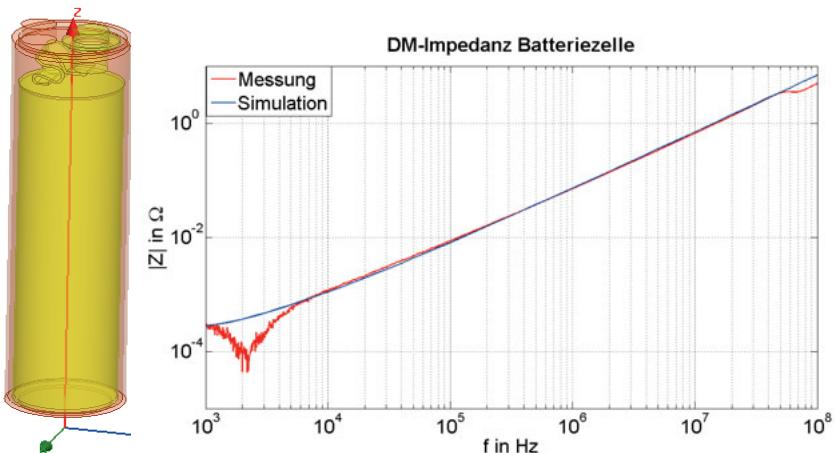


Bild 4.6: Q3D Modell der Zelle und Vergleich von Simulation und Messung

Die Induktivität kann bauartbedingt von Zelle zu Zelle schwanken, da die Anschlussfahne im oberen Bereich, beim Einsetzen des Becherdeckels, unterschiedlich geformt ist (mittels Röntgenaufnahmen festgestellt). Dies führt zu zusätzlichen Berührungs punkten der Anschlussfahne, was einen kürzeren Stromweg und somit eine verkleinerte Induktivität zur Folge hat. Diese Streuung hat aber keinen Einfluss, wie die Simulation der Gesamtbatterie später zeigt.

## 4.2 Messadapter

Nachdem die Mess- und Simulationsergebnisse für eine Einzelzelle im letzten Kapitel vorgestellt wurden, wird nun die Adaption zur Messung der Gesamtimpedanz der Batterie vorgestellt. Die mit Hilfe dieser Adaption gewonnenen Messdaten werden in Kap. 4.3 mit den Simulationsdaten verglichen.

Um nun die gesamte Batterie zu vermessen, muss ein Adapter vorgeschaltet werden, der die DC-Spannung abblockt. Dies ist notwendig um das Impedanzmessgerät nicht zu zerstören. Die bei der Zellmessung eingesetzte Bias Funktion kann nicht angewandt werden, da sie maximal 40V zur Verfügung stellen kann. Die untersuchte Batterie weist jedoch einen Spannungsbereich von 90V-140V auf. Der eingesetzte DC-Block bestimmt entscheidend die untere Grenzfrequenz, die bei der Messung erreicht werden kann. Im ersten Versuch wird ein frei verdrahteter Messadapter mit je einem 80 $\mu$ F Blockkondensator pro Phase eingesetzt. Bild 4.7 zeigt den Aufbau des Adapters. Die Widerstände dienen zur Vorladung der Kondensatoren, sie werden während der Messung überbrückt. Bild 4.8 zeigt die Impedanzmesskurven des kurzgeschlossenen Adapters Ver.1.



Bild 4.7: Aufbau DC-Block Batteriemessbox

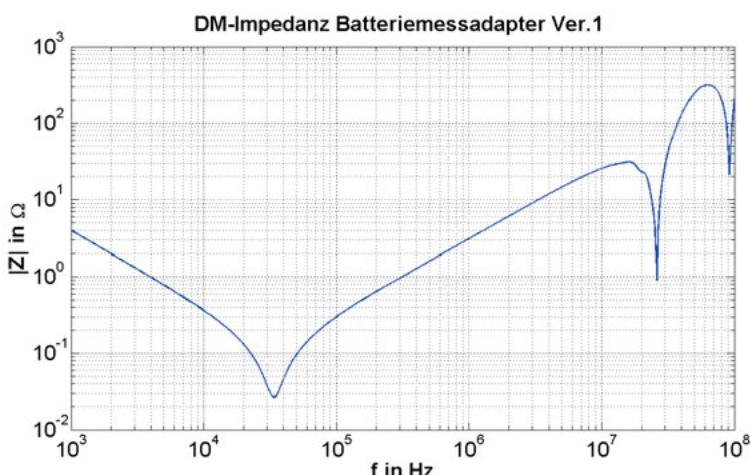


Bild 4.8: Impedanzverlauf Batteriemessadapter Ver.1

Die Resonanz bei 30kHz wird durch die Blockkondensatoren erzeugt. Auffällig sind die Resonanzen im Bereich 10MHz und 100MHz. Da die spätere Messung der Gesamtbatterie weitere solcher Resonanzen aufweist, die mithilfe der Simulation nicht plausibilisiert werden können, wird der Messadapter etwas genauer, hinsichtlich seiner parasitären Eigenschaften, untersucht. Um die Problematik einzukreisen und den Einfluss zu beobachten, wird der kurzgeschlossene Adapter Schritt für Schritt verändert. Aufgrund der Tatsache, dass die Resonanzen erst im MHz Bereich auftreten, wird als mögliche Ursache die hohe Induktivität durch den offen verdrahteten Aufbau mit großen Flächen oder parasitären Masseverbindungen vermutet.

Da für den Adapter relativ große Folienkondensatoren verbaut werden, die für sich gesehen bereits parasitäre Impedanzen einbringen, wird deren Einfluss durch Kurzschließen derselben geprüft. Die rote Kurve in Bild 4.9 zeigt, dass diese Maßnahme keinen Einfluss auf die Resonanzen hat. Eine weitere Möglichkeit stellte die Resonanz des angeschlossenen Kabelschwanzes dar. Die Magenta Kurve zeigt die Impedanzmessung des Adapters mit kurzgeschlossenem HV-Kabel innerhalb der Messbox. Diese Maßnahme beeinflusst die Resonanz bei 100MHz deutlich, ergibt aber noch kein zufriedenstellendes Ergebnis. Die anschließende Auf trennung des Kabelschirms hingegen lässt die erste Resonanz nahezu vollständig verschwinden, wie die grüne Kurve zeigt.

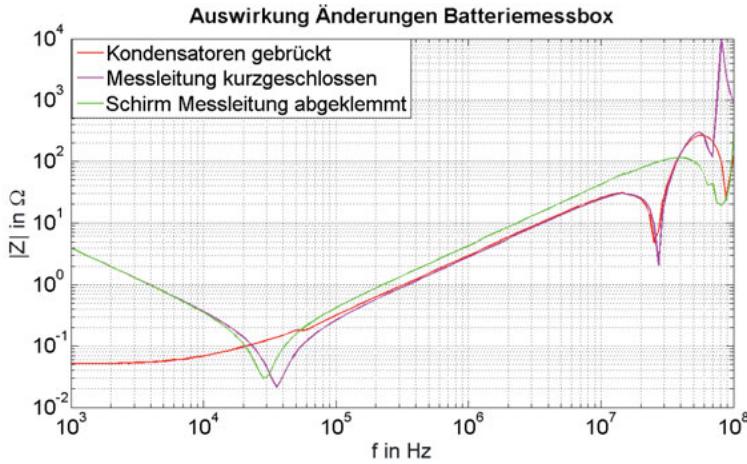


Bild 4.9: Auswirkung von Änderungen an der DC-Block Box

Da diese Änderung der Masseverbindung eine erhebliche Verbesserung bringt, kann der Massebezug der Messbox als entscheidender Störfaktor identifiziert werden. Um die Problematik zu verstehen, ist ein Blick in die Messschaltung des Impedance Analyzers notwendig. Bild 4.10 zeigt ein Prinzipschaltbild.

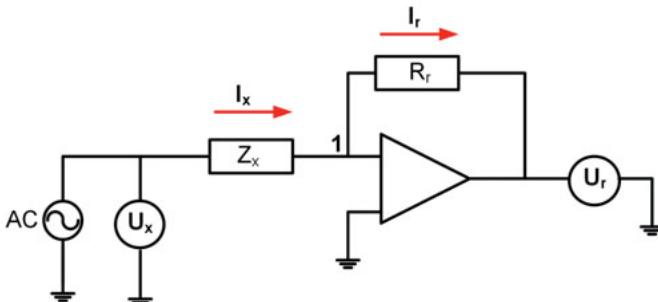


Bild 4.10: Prinzipschaltbild des Impedance Analyzers

$Z_x$  stellt die zu bestimmende Impedanz dar. Zur Messung wird Punkt 1 als virtuelle Masse auf 0V gelegt, (vgl. [37]). Die zu messende Impedanz wird dann anhand (4.1) berechnet.

$$Z_x = \frac{U_x}{I_x} = R_r \cdot \frac{U_x}{U_r} \quad (4.1)$$

Wird nun eine Metallbox mit geschirmtem Kabel angeschlossen, bei der die Außenringe der BNC-Anschlüsse mit dem Metallgehäuse verbunden sind, so entsteht ein zweiter Massepfad, der unabhängig von der Messtechnik Punkt 1 mehr oder weniger niederimpedant auf Masse legt. Die verwendete Messbox bietet dabei mehrere Pfade. Zum einen entsteht durch die kapazitive Kopplung der Innenleiter an den Schirm ein hochfrequenter Massepfad, zum anderen bestehen auch innerhalb der Box verschiedene kapazitive Kopplungen zum geerdeten Gehäuse. Die Auswirkung dieser Parallelpfade wird als Reihenresonanz bei der Impedanzmessung sichtbar, da hier die Induktivität des Kabels in Reihe mit der kapazitiven Kopplung zum Schirm in Resonanz tritt.

Beim Anschluss einer Batterie nimmt die Anzahl der Resonanzpunkte zu (Bild 4.11), da weitere LC-Pfade hinzukommen. Da die Induktivitäten und Kapazitäten der Batterie größer sind als die der Box alleine, erscheinen die Resonanzen bei der Kombination bereits bei kleineren Frequenzen (4.2).

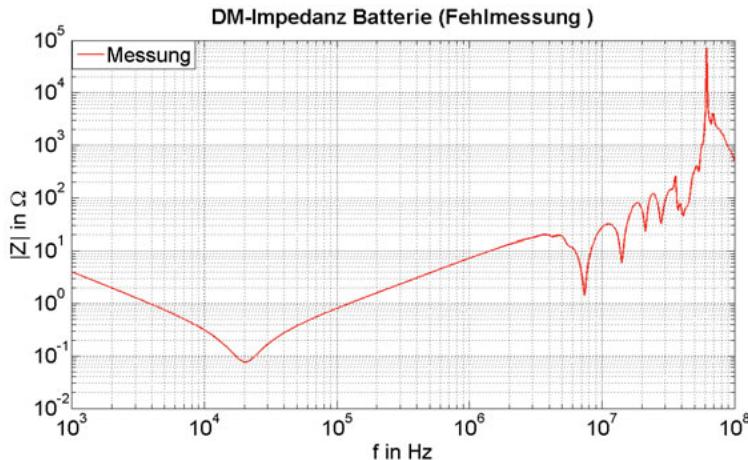


Bild 4.11: DM-Impedanz der HV-Batterie mit Ver.1 des DC-Blocks gemessen

$$f_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.2)$$

Um die Masseverbindung vollständig aufzuheben, werden die BNC-Buchsen vom Gehäuse isoliert. Wichtig dabei ist, dass die Gehäuse der vier Buchsen weiterhin untereinander verbunden sind. Die Trennung der Masseanbindung zwischen Messbox und Messgerät löscht die Resonanzen nahezu aus, wie die grüne Kurve in Bild 4.12 zeigt.

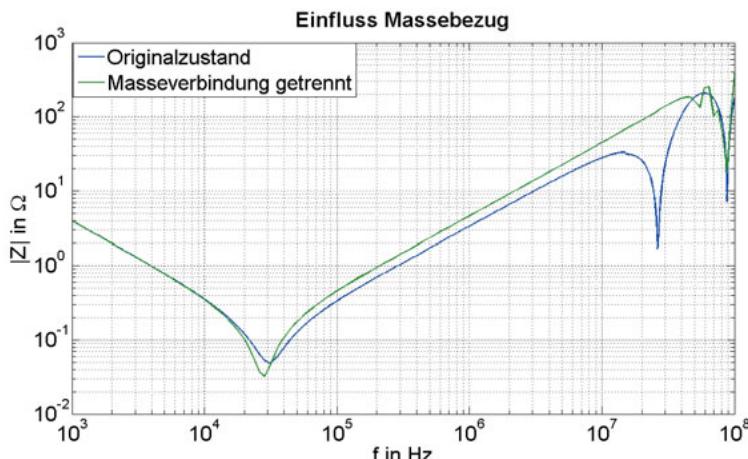


Bild 4.12: Untersuchung des Einflusses parasitärer Massepfade

Zur Vermeidung des unerwünschten Massepfades, zur Reduzierung der Induktivität des Messadapters sowie zur Erweiterung des Messbereichs, wird eine zweite Variante aufgebaut, die im weiteren Verlauf der Arbeit eingesetzt wird (Bild 4.13).

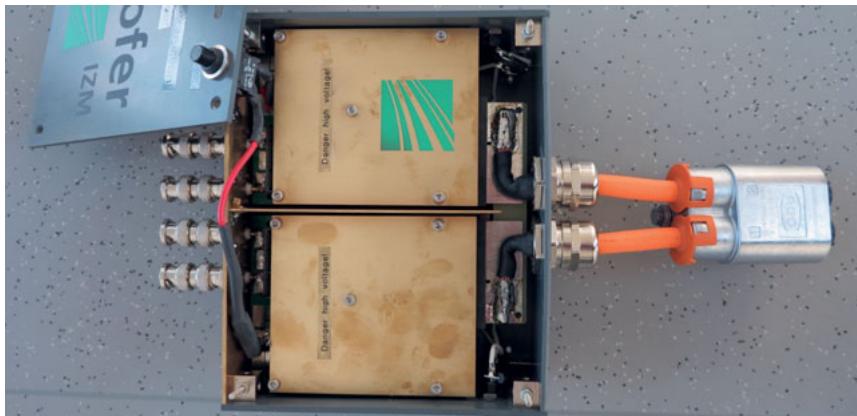


Bild 4.13: Batteriemessadapter Ver.2

Bild 4.14 zeigt den Impedanzvergleich zwischen dem Urzustand des Adapters Ver.1 sowie des neuen Adapters Ver.2.

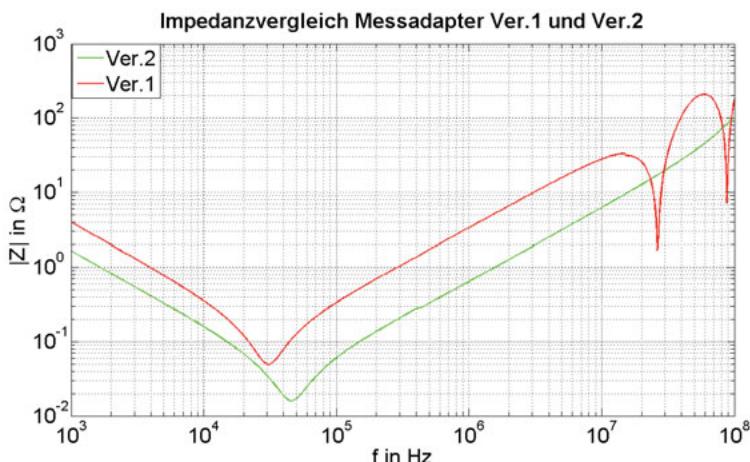


Bild 4.14: Vergleich der DC-Block Adapter zur Batterie Impedanzmessung

Bei der verbesserten Version wurden die zuvor vorgestellten Einflussfaktoren durch folgende Designmerkmale umgangen:

- Kunststoffgehäuse, Schirm des Messkabels nicht aufgelegt
- Metallblende zur Verbindung der Masse aller vier BNC-Buchsen
- Niederinduktiver Aufbau
- Größere Kapazität der Blockkondensatoren zur Messbereichserweiterung

Mit diesem Aufbau wird dafür Sorge getragen, dass die Induktivität der Messbox sowie die Koppelkapazitäten gegen Masse niedrig sind was, eine Identifikation der Batterieimpedanz erheblich verbessert.

### 4.3 Gesamtbatterie

Die HV-Batterie eines Hybrid- oder Elektrofahrzeugs ist ein komplexer Aufbau aus Einzelzellen. Der Aufbau der Einzelzellen wird in 4.1 im Detail beschrieben. Dieses Zellpaket wird zusammen mit der notwendigen Kühlung und Steuerelektronik in einem leitenden Gehäuse untergebracht. Dieser Aufbau führt zu einem komplexen Impedanzverhalten, erzeugt durch viele parasitäre, kapazitive Kopplungen zwischen den Zellen und dem umgebenden Gehäuse sowie den Induktivitäten der Zellen und den Zellverbünden. In Bild 4.15 sind die wichtigsten parasitären Induktivitäten und Kapazitäten für eine exemplarische Batterie mit 14 Zellen eingezeichnet.

Um nun das gesamte Impedanzverhalten der Batterie darzustellen, wird hier aufgezeigt, wie sich anhand der ermittelten Zellinduktivität sowie Konstruktionsdaten der Batterie ein Ersatzschaltbild der Batterie ermitteln lässt. Mithilfe dieses Schaltbildes kann eine Simulation der Gesamtmpedanz vorgenommen werden. Die dafür verwendeten Formeln finden sich in [36]. Die Kapazität zwischen den Zellen berechnet sich nach Formel (4.3).

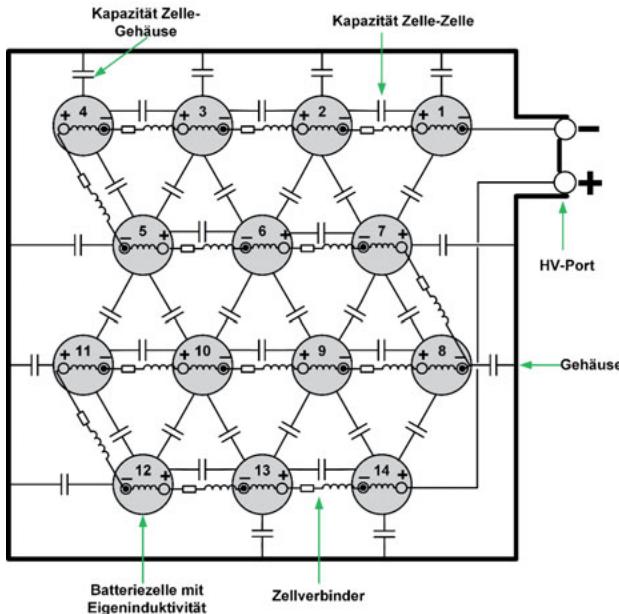


Bild 4.15: Prinzipieller Aufbau der Batterie

$$C_{zz} = l_z * \frac{\pi^* \epsilon_r * \epsilon_0}{\ln \left( \frac{d_z}{2r_z} + \sqrt{\left( \frac{d_z}{2r_z} \right)^2 - 1} \right)} \quad (4.3)$$

$l_z$ : Länge Zelle;  $d_z$ : Abstand Zelle (Mitte-Mitte);  $r_z$ : Radius Zelle

Für die hier untersuchte Batterie ergibt sich daraus eine Kapazität von 14pF.

Die Kapazität zwischen Zelle und Gehäuse lässt sich mithilfe von Formel (4.4) berechnen.

$$C_{zg} = l_z * \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln \left( \frac{2h_z}{r_z} \right)} \quad (4.4)$$

$h_z$ : Abstand Zelle (Mitte)-Gehäuse

Daraus errechnet sich eine Kapazität von 9pF. In der Literatur wird darauf hingewiesen, dass die Genauigkeit des ermittelten Ergebnisses bei geringen

Abständen, im Vergleich zum Durchmesser der beteiligten Geometrien, abnimmt [42]. Ein weiterer Faktor, der die Berechnung schwierig gestaltet, ist die Vergussmasse, mit der die Zellen fixiert werden. Diese Masse bedeckt die Zellen zwischen 20-30% und weist ein unbekanntes  $\epsilon_r$  auf.

Um die Abweichungen zu untersuchen, wird die Batterie geöffnet und eine Impedanzmessung zwischen den Zellen bzw. zwischen Zelle und Gehäuse durchgeführt. Hierbei kann natürlich keine Einzelkapazität herausgemessen werden, sondern stets nur die Gesamtverkopplung einer Zelle im System. Wird aus Bild 4.15 eine Sektion herausgeschnitten (Bild 4.16) und die Kapazitätsmessung zwischen Zelle 2 und 3 näher betrachtet, so lässt sich folgende Verschaltung der parasitären Kapazitäten erkennen:

$$C_{Ges} = C_{zz} \parallel \frac{C_{zz}}{2} \parallel \frac{C_{zG}}{2} \parallel \frac{C_{zz}}{3} * 2 \parallel 2 * \frac{C_{zG}/2 * C_{zz}}{C_{zG}/2 + C_{zz}} \quad (4.5)$$

Bei den weiteren Pfaden entstehen immer längere Reihenschaltungen, deren Relevanz immer geringer wird. Durch Verwendung von (4.5), zusammen mit den zuvor errechneten Kopplungskapazitäten, ergibt sich eine Kapazität von 41,5pF. Die in Bild 4.17 dargestellte Messkurve ergibt einen Kapazitätswert von 41pF. Dies zeigt, dass die Messung hinreichend genau ist und die Einflussfaktoren, wie der geringe Abstand und ein evtl.  $\epsilon_r$ , vernachlässigt werden können. Ab 1MHz stören weitere parasitäre Effekte sowie die Messung selbst.

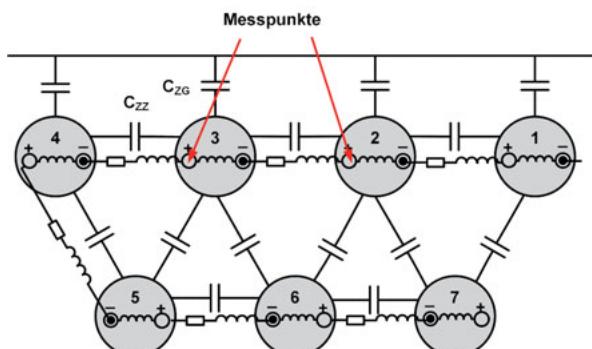


Bild 4.16: Berechnete Zellkonstellation

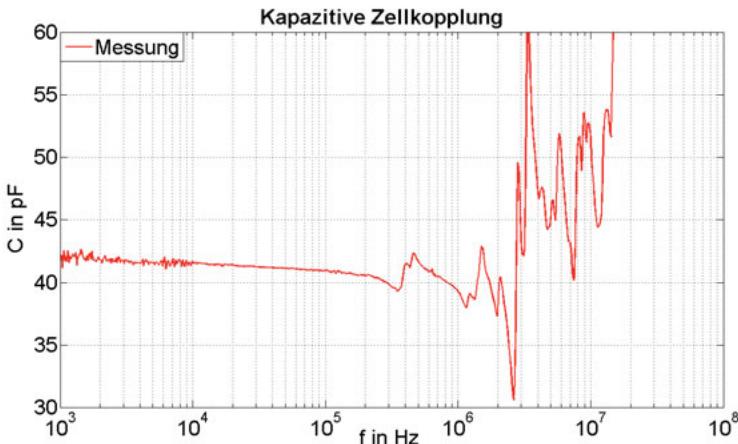


Bild 4.17: Messergebnis der Kapazität zwischen Zelle 2 und 3

Die errechneten Kapazitätswerte sowie die Induktivitäten der Zelle und der Zellverbinder werden anschließend verwendet, um eine Schaltungssimulation durchzuführen.

Diese Modellierung mittels konzentrierter Ersatzelemente ergibt die in Bild 4.18 gezeigte blaue Impedanzkurve, die im Vergleich zur rot eingezeichneten Messkurve eine gute Übereinstimmung bis 100kHz aufweist. Bei der Simulation wird dabei der zur Messung notwendige DC-Block mit berücksichtigt. Die erste Resonanz bei ca. 15kHz entsteht durch die Interaktion der internen Blockkondensatoren des Messadapters, zusammen mit der Gesamtinduktivität der Batterie. Dass diese beiden Punkte identisch sind, zeigt eine gute Übereinstimmung der modellierten Gesamtinduktivität, im Vergleich zur realen Induktivität der Batterie. Danach beginnen die beiden Kurven auseinander zu driften. Verursacht durch den Skin-Effekt innerhalb der Zellverbinder und auch innerhalb der Zellen, entsteht in den Bauteilen ein feldfreier Raum, der die Induktivität sinken lässt. Dieser Effekt wird in Kap. 5 näher betrachtet. Die Abnahme der Zellinduktivität wurde in 4.1, anhand der Zellsimulation, gezeigt.

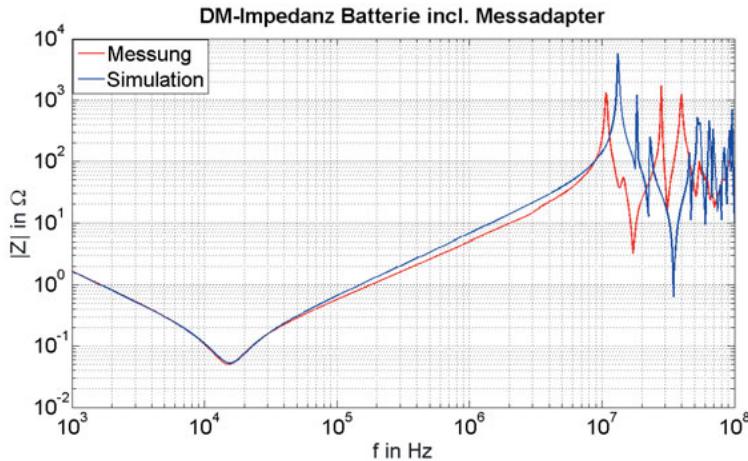


Bild 4.18: Messung und Simulation der DM-Impedanzkurve der HV-Batterie

Um die Modellierung besser an die Messung anzupassen, wird die feste Induktivität der Zellen sowie der Zellverbinder durch ein frequenzabhängiges Modell aus der Q3D Simulation ersetzt. Dazu wird der Induktivitätsverlauf, wie in Kap. 4.1 beschrieben, simuliert und als Funktion  $Z(f)$  in die Schaltungssimulation integriert. Diese Verbesserung ermöglicht ein Simulationsmodell, dessen Impedanzkurve bis 10MHz gut mit der Messung übereinstimmt, wie Bild 4.19 zeigt. Oberhalb von 10MHz weicht die Impedanzkurve dann stark ab. Dies deutet auf weitere parasitäre Effekte hin, die im Modell nicht berücksichtigt wurden.

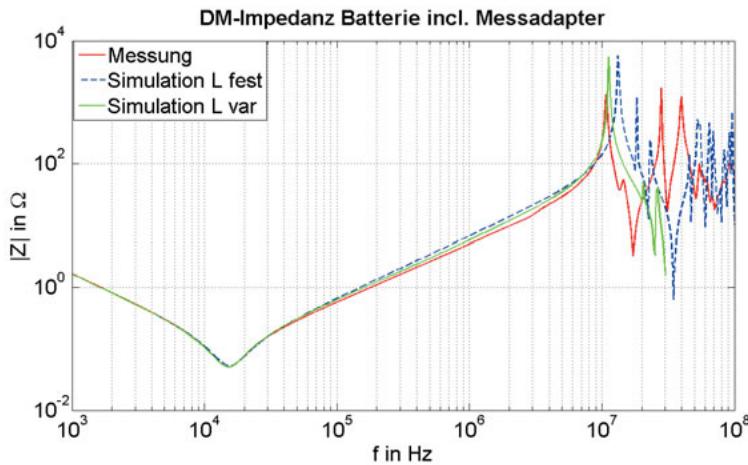


Bild 4.19: Messung und Simulation mit verbessertem Modell

Das Verhalten der Batterie im Gesamtsystem kann nun simuliert werden, indem das Modell des DC-Blocks aus der Simulation entfernt wird. Dadurch verschwindet, wie in Bild 4.20 sichtbar, die erste Resonanz.

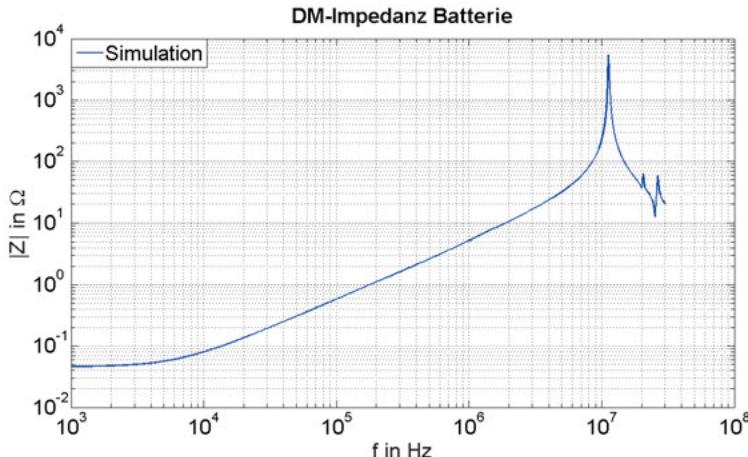


Bild 4.20: Simulation DM-Impedanz der Batterie ohne Messadapter

Deutlich wird hierdurch, dass das Verhalten der HV-Batterie im Bordnetz, bis 10 MHz, durch einen ohmschen Widerstand mit ca.  $20\text{m}\Omega$  sowie einer Induktivität mit  $1\mu\text{H}$  und einer Kapazität mit  $171\text{pF}$  nachgebildet werden kann. Diese Erkenntnis kann dazu verwendet werden, einen Adapter zu bauen, der im Rahmen dieser Arbeit für weitere Systemuntersuchungen genutzt wird.

Die Impedanzergebnisse werden mittels zweier weiteren Messverfahren nochmals verifiziert, wobei die Messmethoden unterschiedliche Frequenzbereiche abdecken, vgl. [43].

Tabelle 4.1: Vergleich Messmethoden

Methode	Frequenzbereich
Impedance Analyser	40kHz-10MHz
DFT	20Hz-250kHz
IMSI	100Hz-1MHz

Beim DFT-Verfahren (Diskrete Fourier Transformation) wird ein AC-Signal mit Hilfe eines Transformators eingespeist und der Stromkreis durch einen Kondensator

geschlossen. Strom und Spannung werden anschließend mit einem Oszilloskop gemessen und die Ergebnisse in den Frequenzbereich transformiert.

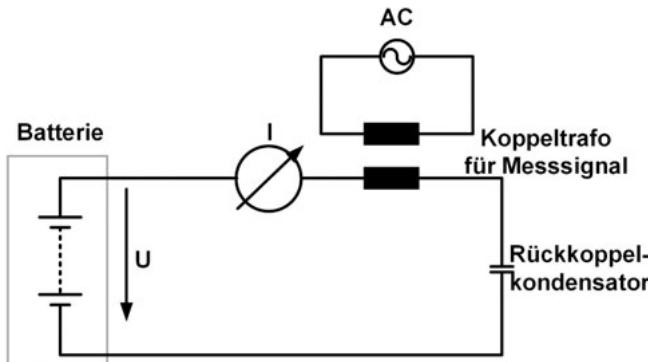


Bild 4.21: Aufbau DFT-Methode

Beim IMSI-Verfahren (Impedance Measurement Based on Harmonic Signal Injection) wird ebenfalls ein Testsignal mittels Transformator eingekoppelt. Der Signalpfad wird, wie beim DFT-Verfahren, über einen Rückkoppelkondensator geschlossen.

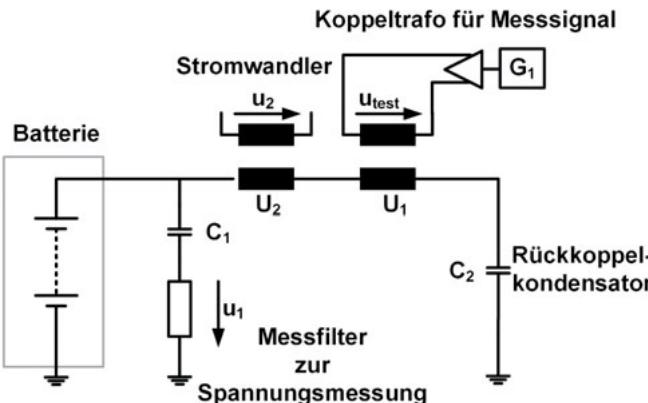


Bild 4.22: Aufbau IMSI-Methode

Die Berechnung der Impedanz erfolgt dann anhand von:

$$Z_{DUT}(f) = \frac{|u_1(f)|}{|u_2(f)| * \text{Faktor}} \quad (4.6)$$

Hierbei stellt der „Faktor“ die Umrechnung von  $u_2$  in einen Strom dar. Bild 4.23 zeigt die Messergebnisse mit den verschiedenen Methoden, wobei das Ergebnis des Impedance Analyzers den Messadapter beinhaltet. Zudem ist zu erkennen, dass dessen Messung ab 30-40kHz verwendbar ist. Die Kurven zeigen nur eine geringe Abweichung voneinander.

Wie aus Bild 4.23 ersichtlich, bestätigt die Simulation die Ergebnisse der Messungen. Die Abweichungen unterhalb 1kHz sind der nicht modellierten Chemie geschuldet. Dieser Zusammenhang wird durch eine Impedanzmessung bei verschiedenen Temperaturen verifiziert. Die Temperatur hat ausschließlich Auswirkung auf den Bereich <1kHz, darüber sind keine Unterschiede erkennbar (vgl. [43]).

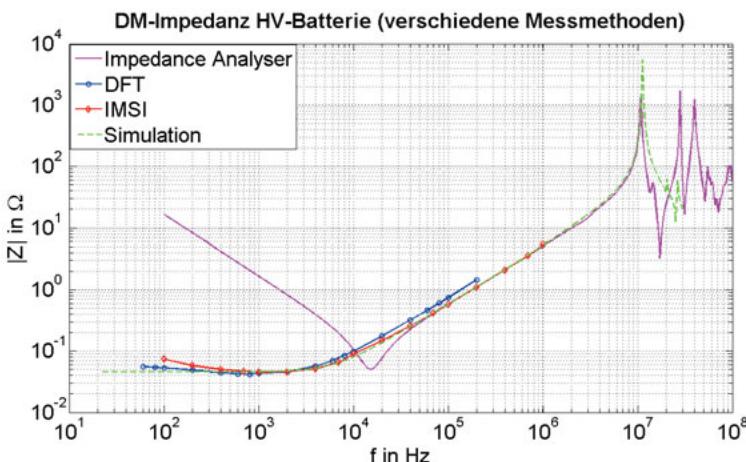


Bild 4.23: Ergebnisvergleich DM-Impedanzmessung 0,8kWh Batterie

Da die vorangegangene Berechnung die Genauigkeit der Messung bestätigt, kann das Batteriemodell als „Lookup-Table“ oder einem konzentrierten RLC-Modell aus einer Impedanzmessung erstellt werden. Diese Methode ist vor allem vor dem Hintergrund hilfreich, dass die Batterien immer größer und komplexer werden, wodurch eine Berechnung der vielen parasitären Effekte nahezu unmöglich wird. Im Gegensatz zu den Leistungselektroniken, bei denen eine Schaltplansimulation

notwendig ist, um eventuelle Änderungen einfach abzuprüfen, ist dies bei der Batterie, aufgrund des komplexen Aufbaus, nicht möglich und zielführend. In 4.4 werden dazu die Impedanzen von Batterien verschiedener Größe und mit unterschiedlichem Aufbau verglichen.

In einem weiteren Schritt soll die CM-Impedanz der Batterie bestimmt werden. Diese wird fast ausschließlich durch die Zell-Gehäuse-Kapazitäten bestimmt. Aufgrund der Gleichspannung kann die Messung hierzu jeweils nur von einem Batteriepol gegen Masse erfolgen. Die Simulation bietet anschließend die Möglichkeit, das Verhalten beider Pole gemeinsam gegen Masse zu verifizieren. Beim Vergleich zwischen Simulation und Messung in Bild 4.24 fällt auf, dass die Impedanz der Messung im Bereich 1kHz bis 4MHz um etwa Faktor zwei niedriger ist als der Wert der Simulation. Die Berechnung ergibt eine fehlende Kapazität von ca. 1,3nF. Eine mögliche Erklärung ist die Kopplung der Zellverbinder zum Gehäusedeckel. Eine weitere Möglichkeit stellt die Isolationsüberwachung der Batterie dar, deren Schaltung ebenfalls kapazitive Kopplungen beinhaltet, die nicht bekannt sind. Die Isolationsüberwachung misst in regelmäßigen Abständen den ohmschen Widerstand zwischen den Batteriepolen und der Masse. Die Abweichung der Simulation kann daher theoretisch nicht weiter reduziert werden.

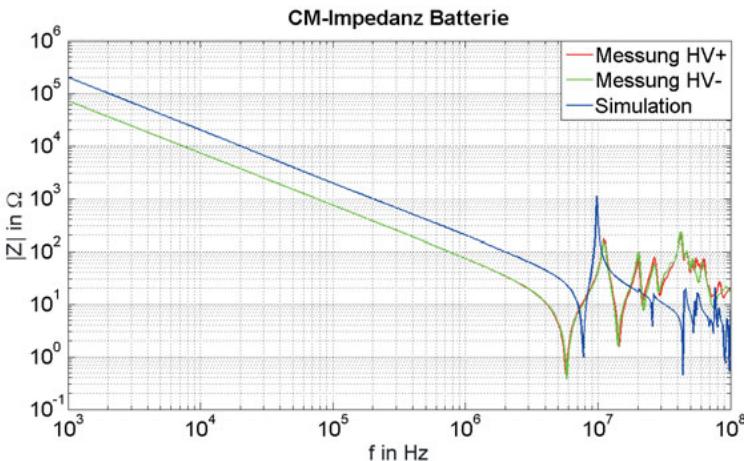


Bild 4.24: CM-Impedanz der HV-Batterie

## 4.4 Vergleich von Batterien

Die hier zuvor untersuchte Batterie ist mit 0,8kWh eine relativ kleine Ausführung eines HV-Energiespeichers. Nachstehend werden deshalb auch größere Batterien mit 7 bzw. 9kWh vermessen. Aufgrund fehlender Konstruktions- und Zelldaten ist hier eine zusätzliche Berechnung nicht möglich. Da die Messmethode aber, wie zuvor gezeigt, verifiziert ist, können die gemessenen Daten der Gesamtbatterie als sehr zuverlässig angesehen werden. Die Batterien haben folgende Eigenschaften:

Tabelle 4.2: Technische Daten der Batterien

Energie (kWh)	Spannung (V)	Zelltyp	Zellzahl	Volumen (l)
0,8	143	rund	35	14
7	317	prismatisch	88	74
9	420	prismatisch	120	77

Bild 4.25 zeigt deutlich, dass die größeren Batterien bereits im Bereich von 100kHz die erste Resonanz aufweisen. Da die Batterien 2,5 bzw. 3,5-mal so viele Zellen enthalten wie die 0,8kWh Batterie, sind die Streukapazität sowie die Induktivitäten erheblich größer. Dies lässt sich an der größeren Impedanz zwischen 10kHz und 100kHz ablesen. Die anschließende Resonanz, mit darauf folgender niedriger Impedanz, kann durch die blockweise Verschaltung der Zellen erklärt werden. Die Störungen können sich somit innerhalb eines Blocks schließen, da die kapazitive Kopplung innerhalb eines Blockes größer ist als die zwischen den Blöcken. Durch den kürzeren Signalpfad sinkt die Induktivität.

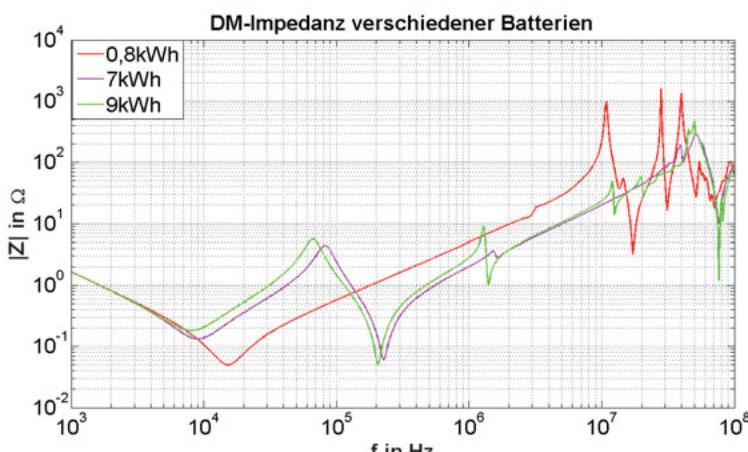


Bild 4.25: DM-Impedanzvergleich der 0,8kWh, 7kWh und 9kWh Batterien

Ein Blick auf die CM-Impedanz in Bild 4.26 zeigt deutlich, dass die größeren Batterien eine wesentlich niedrigere Impedanz aufweisen, da die kapazitive Kopplung gegen das Gehäuse, aufgrund der höheren Anzahl von Zellen, wesentlich größer ist. Auffällig ist jedoch, dass die 9kWh Batterie, trotz 40% mehr Zellen, eine nahezu identische Impedanz aufweist. Ein solches Verhalten lässt sich durch einen Filter erklären, der am Eingang der Batterie verbaut ist. Der Verlauf der Kurve lässt dabei auf die Verwendung von 500nF Y-Kondensatoren sowie eine Spule mit Ferritkern schließen. Dies ist an dem flachen Anstieg der Kurve ab 20kHz erkennbar, die nicht mit  $1/f$  steigt.

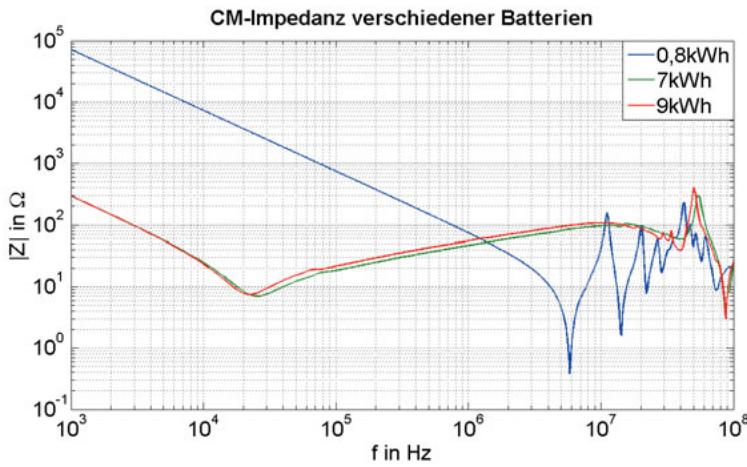


Bild 4.26: CM-Impedanzvergleich der 0,8kWh, 7kWh und 9kWh Batterien

Das Impedanzverhalten einer Batterie hängt also von vielerlei Faktoren ab:

1. Zelltyp
2. Verblockung
3. Lage der Zellen, Zellblöcke zum Gehäuse
4. Ausführung der Stromschienen
5. Filter

Dies zeigt, dass die Messung der Batterieimpedanz die sicherste Methode ist, andernfalls sind sehr genaue Aufbau- und Konstruktionsdaten zur Berechnung notwendig.

In diesem Kapitel wurde die Messung und Simulation der Einzelzellimpedanz sowie einer Gesamtbatterie vorgestellt. Als Erweiterung wurden verschiedene Messmethoden dargestellt. Abschließend wurden diese Messmethoden zur Impedanzbestimmung an verschiedenen Batterien verifiziert und die Ergebnisse der Messungen verglichen und interpretiert.

## 5 Modellierung der geschirmten HV-Kabel

Die in Kap. 3.3 und Kap. 4 vorgestellten Bordnetzteilnehmer sind durch ein Netz aus geschirmten Kabeln verbunden. Da diese Verbindungen zusätzliche Induktivitäten und Kapazitäten einbringen, ist eine Modellierung der Kabel unerlässlich.

In diesem Abschnitt soll das Impedanzverhalten der Kabel betrachtet werden. Dabei wird auch untersucht, welche Impedanzeffekte wie detailliert modelliert werden müssen, um eine zuverlässige Aussage über das Impedanzverhalten des Kabels in der Simulation zu erhalten. Des Weiteren wird auf den Einfluss einer Massefläche in der Nähe eingegangen, um die Auswirkung großer Masseflächen auf die Systemimpedanz abschätzen zu können.

Die in dieser Arbeit verwendeten Kabelmodelle werden zuerst anhand der in [42, 44] beschriebenen, auf der Geometrie basierenden Daten, dimensioniert. Das hier untersuchte Bordnetz verwendet ausschließlich zweiadige Kabel unterschiedlichen Querschnitts in einem Summenschirm. In diesem Abschnitt werden die notwendigen Formeln vorgestellt und die Ergebnisse mit einer exemplarischen Messung eines Kabels mit zwei Adern á  $4\text{mm}^2$  verglichen und diskutiert. Anschließend wird gezeigt, für welche Parameter eine FEM-Simulation notwendig ist, um die Ergebnisse zu verbessern und den Frequenzbereich zu ermitteln, ab dem diese Werte Einfluss auf die Modellgenauigkeit haben bzw. bei welchen Lastsituationen dies zum Tragen kommt. Bild 5.1 zeigt das Ausgangsschaltbild, Bild 5.2 den Aufbau und die Strukturen des Kabels. Im Ersatzschaltbild wird jede leitende Struktur durch konzentrierte Elemente beschrieben die jeweils einen Impedanzeffekt der Struktur nachbilden.

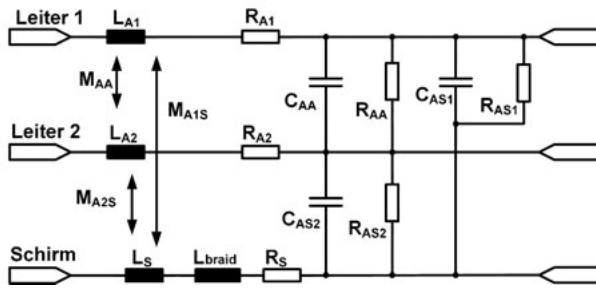


Bild 5.1: Konzentriertes Ersatzschaltbild einer geschirmten 2-adrigen Leitung

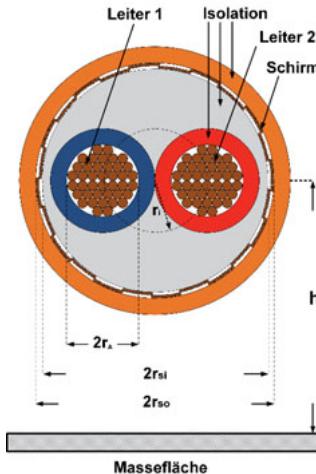


Bild 5.2: Aufbau und Dimensionen eines 2-adrigen geschirmten Leistungskabels

Tabelle 5.1: Elemente im Ersatzschaltbild HV-Kabel

Bauteil	Funktion
$L_A, L_s$	Eigeninduktivität Ader, Schirm
$M_{AA}, M_{AS}$	Koppelinduktivität Ader-Ader, Ader-Schirm
$R_{A1}, R_{A2}, R_s$	Kupferwiderstand Ader, Schirm
$L_{braid}$	Fehlinduktivität Schirm
$C_{AA}, C_{AS}$	kapazitive Kopplung Ader-Ader, Ader-Schirm
$R_{AA}, R_{AS}$	kapazitiver Verlust Ader-Ader, Ader-Schirm

Die ersten Parameter des Kabels können, wie nachstehend gezeigt, berechnet werden. Der ohmsche Widerstand des Innenleiters berechnet sich wie folgt:

$$R_{A_{DC}} = \rho^* \frac{l}{\pi^* r_A^2} \quad (5.1)$$

Für höhere Frequenzen muss der Skin-Effekt mit ihrer Skintiefe  $\delta$  beim Widerstand berücksichtigt werden:

$$R_{A_{AC}} = R_{A_{DC}} * \frac{r_A}{2\delta} \quad (5.2)$$

$$\text{mit } \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \text{mf}}}$$

Beim Leiterquerschnitt bzw. dessen Umrechnung auf den Leiterradius ist zu beachten, dass die Kabel aus einzelnen dünnen Litzen aufgebaut sind. Der Leiterdurchmesser kann entweder durch einen Kupferfüllfaktor oder durch die Angaben im Datenblatt berechnet werden. Nach der Widerstandsberechnung der Leiter erfolgt die Berechnung für den Schirm. Der Kupferquerschnitt des Schirms ist allerdings meist nicht direkt aus den gegebenen Daten zu ermitteln. Hier ist eine gewisse Abschätzung des sogenannten Bedeckungsfaktors notwendig, sofern dieser nicht gegeben ist. Die zugehörige Struktur ist in Bild 5.3 detailliert gezeigt, nach [20] gilt:

$$R_{S_{DC}} = \frac{\rho^* l}{(2r_{s_i} + d_s) * d_s * \pi^* k_0} \quad (5.3)$$

$k_0$ : Bedeckungsfaktor Schirm

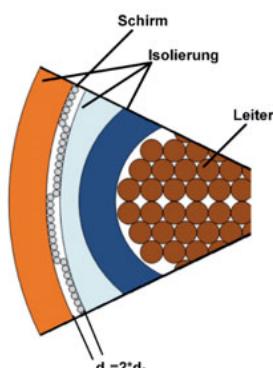


Bild 5.3: Leiter und Schirm im Detail

Aufgrund der geringen Schichtdicke  $d_s$  und den in dieser Arbeit betrachteten Frequenzen, spielt der Skin-Effekt beim Schirm keine Rolle. Neben den Wirkwiderständen besteht ein weiterer wichtiger Faktor in den Eigeninduktivitäten der Adern- und Schirminduktivitäten sowie den Gegeninduktivitäten zwischen den einzelnen Leitern. Diese werden, wie in [20] gezeigt, mithilfe von (5.4) und (5.5) bestimmt.

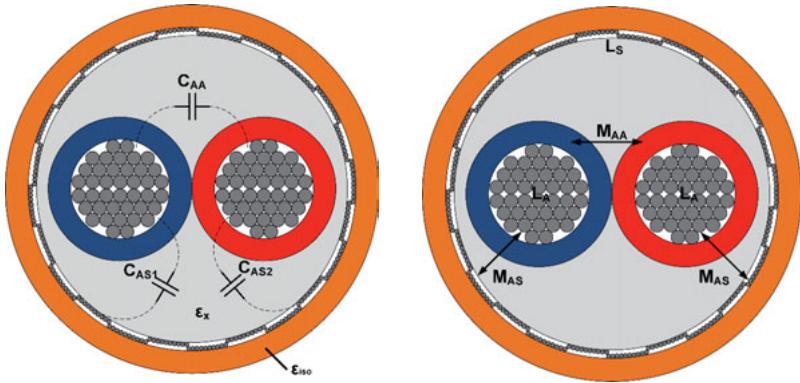


Bild 5.4: Kapazitive Kopplungen & Induktive Kopplung im Kabel

$C_{AA}$  kapazitive Kopplung Ader-Ader;  $C_{AS}$  kapazitive Kopplung Ader-Schirm;  $\epsilon_x$  Perimitivität Füllmaterial;  $\epsilon_{iso}$  Perimitivität Isolation;  $M_{AA}$  Gegeninduktivität Ader-Ader;  $M_{AS}$  Gegeninduktivität Ader-Schirm;  $L_A$  Induktivität Ader;  $L_S$  Induktivität Schirm

$$L_A = \frac{\mu_0 * I}{2\pi} \left[ \ln \left( \frac{I}{r_A} + \sqrt{\left( \frac{I}{r_A} \right)^2 + 1} \right) + \frac{r_A}{I} - \sqrt{\left( \frac{r_A}{I} \right)^2 + 1} \right] \quad (5.4)$$

$$L_S = \frac{\mu_0 * I}{2\pi} \left[ \ln \left( \frac{I}{r_{SO}} + \sqrt{\left( \frac{I}{r_{SO}} \right)^2 + 1} \right) + \frac{r_{SO}}{I} - \sqrt{\left( \frac{r_{SO}}{I} \right)^2 + 1} \right] \quad (5.5)$$

Die Gegeninduktivität zwischen Schirm und Ader ( $M_{AS}$ ) kann nach [45] als genauso groß wie die Eigeninduktivität des Schirms angenommen werden. Da der Strom auf dem Schirm kein Feld in seinem Innenraum erzeugt, aber alle Innenleiter mit ihrem

im Unendlichen gedachten Rückleiter den Fluss vollständig umfassen, gilt:  $M_{AS} = M_{SA} = L_S$ .

Die Gegeninduktivität zwischen den Adern ( $M_{AA}$ ) wird unter der Annahme einer leitenden Massefläche in der Nähe berechnet, da die Leitungen im Fahrzeug stets in der Nähe der Karosserie liegen [42]. Dieser Einfluss wird in Kap. 6.2 detaillierter betrachtet.

$$M_{AA} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \ln \left[ 1 + \left( \frac{h}{r_i} \right)^2 \right] \quad (5.6)$$

Der letzte Teil des Kabelmodells besteht in der Berechnung der kapazitiven Kopplung zwischen den Leitungsbestandteilen.

$$C_{AS} = \frac{2\pi\epsilon_0 l}{\ln \left( \frac{\beta^2 * r_i}{2 * r_c} * (1 - \beta^{-4}) \right)} \quad (5.7)$$

$$C_{AA} = \frac{2\pi\epsilon_0 l * \ln \left( \beta / 2 \left( 1 + \frac{1}{\beta^2} \right) \right)}{\ln \left( \frac{\beta^2 * r_i}{2 * r_A} * (1 - \beta^{-4}) \right) * \ln \left( 2 * \frac{r_i}{r_A} * \frac{\beta^2 - 1}{\beta^2 + 1} \right)} \quad (5.8)$$

Wobei gilt:  $\beta = \frac{r_{si}}{r_i}$  (5.9)

Ein weiterer Faktor, der bei den HV-Kabeln betrachtet werden sollte, ist der Verlustwinkel  $\varphi$ , der durch die dielektrischen Verluste des Kabelisolationsmaterials bestimmt wird. Aufgrund fehlender Angaben in den Datenblättern, kann der Wert nur messtechnisch ermittelt werden. Der Verlustwinkel wird dann anhand (5.10) berechnet.

$$\varphi_{Verlust} = 90^\circ - \varphi_{gemessen} \quad (5.10)$$

Um  $\varphi_{gemessen}$  zu ermitteln, wird die kapazitive Kopplung zwischen den Adern bzw. einer Ader und dem Schirm bei offenen Kabelenden gemessen. Die durchgeführten Messungen haben gezeigt, dass diese dielektrischen Verluste bei den eingesetzten Kabeln bis 10MHz nahezu vernachlässigbar sind (Bild 5.5). Dies hat zur Folge, dass

durch die fehlende Dämpfung AC-Störungen jeglicher Frequenz sich nahezu ungedämpft über das gesamte System ausbreiten können.

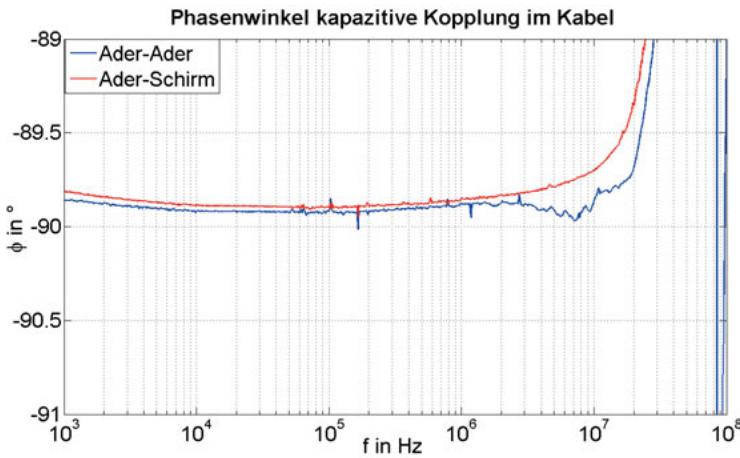


Bild 5.5: Phasenwinkel der kapazitiven Ader-Ader bzw. Ader-Schirm Messung

Um die zuvor durchgeföhrten Berechnungen mit der Realität zu vergleichen, werden 1m lange Kabelstücke vermessen und mit den Simulationsergebnissen verglichen. Bei den Kabelmessungen besteht stets das Problem, dass die Kabeladaption an den Impedance Analyser die Messung beeinflusst. Bild 5.6 zeigt drei verschiedene Kontaktierungsarten.

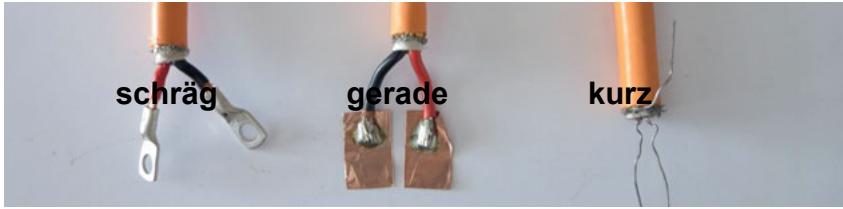


Bild 5.6: Unterschiedliche Kabelkontakte zur Vermessung der Kabelimpedanz

Um den Einfluss darzustellen, werden die drei Varianten mittels FEM-Simulation, hinsichtlich der zusätzlich eingebrachten Induktivität, simuliert.

Bild 5.7 zeigt den Induktivitätsverlauf der einzelnen Kontaktierungsarten. Es ist deutlich zu sehen, dass die schräge Variante die Induktivität um bis zu 55nH, im Vergleich zur kurzen Kontaktierung, erhöht. Diese zusätzliche Induktivität wird

durch die Fläche, die die Kontaktierung aufspannt, erzeugt. Bei einer Gesamtinduktivität von ca. 400nH/m des Kabels im DM wirkt sich diese Erhöhung durch die Kontaktierung erheblich aus.

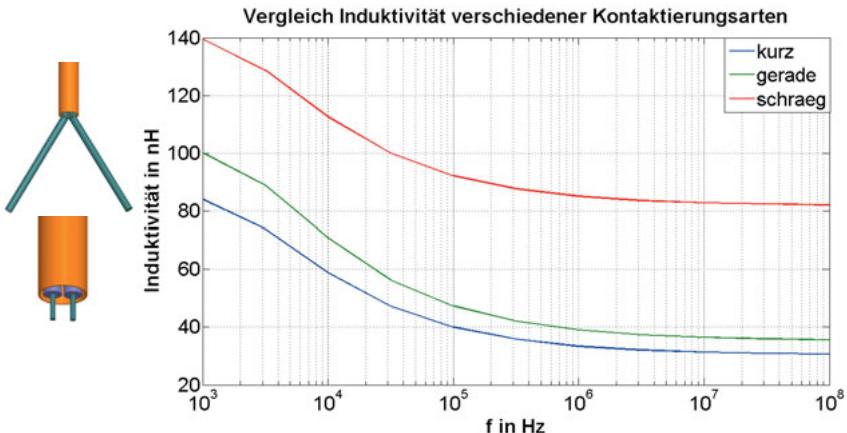


Bild 5.7: Einfluss der Kontaktierung auf die gemessene Kabelinduktivität

Um die Messung möglichst ohne Einflüsse durchzuführen, wird die Adaption mittels Kupferdraht, wie in Bild 5.6 (kurz) gezeigt, gewählt. Dieser wird in die zu vermessende Ader eingepresst und verlötet. Anschließend wird diese Kontaktierung möglichst kurz am Adapter des Impedance Analyzers kontaktiert. Diese Variante der Messadaption hat sich als am geeignetsten erwiesen und wird für alle weiteren Kabelcharakterisierungen verwendet. Die Drahtadaption birgt allerdings die Gefahr des Durchstoßens der Aderisolation, was einen Schluss mit dem Schirm zur Folge hat.

Eine weitere Abweichung zwischen berechnetem und gemessenem Wert besteht bei der Koppelkapazität zwischen den Adern bzw. dem Schirm. Da dieser Wert von den Abständen der Leiter abhängt, wirken sich hier Produktionstoleranzen entsprechend aus. Der Abstand wird in den Datenblättern oft nicht direkt angegeben, aus diesem Grund wird der Aderdurchmesser als Wert herangezogen. Allerdings entspricht dies nicht ganz den Tatsachen, da es durch den Spritzprozess, die Kabelbiegungen beim Aufrollen und die Verformungen beim Abschneiden, zu einer Vergrößerung oder auch Verkleinerung des Abstandes kommen kann. Daher wird die Kapazität  $C_{AA}$  zusätzlich vermessen und die Kapazität des Modells entsprechend der Messergebnisse adaptiert. Nachstehend wird anhand des

2x4mm<sup>2</sup> Kabels die Simulation mit der Messung verglichen und die auftretenden Probleme diskutiert sowie Verbesserungen vorgenommen. Für alle Kabelmessungen und Simulationen gibt es jeweils zwei Belastungsarten. Bei der DM-Messung werden die beiden Adern auf der einen Seite des Kabels kontaktiert und am anderen Ende kurzgeschlossen. Für die CM-Messung bilden die beiden Adern gemeinsam den ersten Messeingang, während der Schirm den Zweiten bildet. Am anderen Kabelende werden die beiden Adern und der Schirm kurzgeschlossen.

Trotz der berücksichtigten Toleranzen und Abweichungen zeigen die erste Simulation der Kabelmodelle und der anschließende Vergleich mit den Messergebnissen eine deutliche Abweichung. In Bild 5.8 ist die Messung im Vergleich zur Simulation eines Kabels mit den obigen Dimensionen unter Berücksichtigung des Skin-Effekts auf den Widerstand dargestellt.

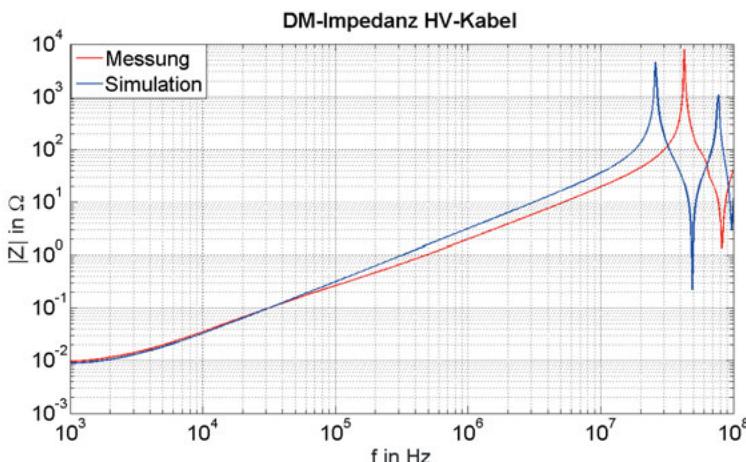


Bild 5.8: Vergleich von Simulation und Messung der DM-Impedanz des HV-Kabels

Beim Vergleich der Kurven fällt auf, dass die beiden Kurven bis 100kHz nahezu identisch sind, danach nimmt die Steigung des realen Kabels im Vergleich zum Modell ab. Zudem sind auch die Resonanzen entsprechend verschoben. Dies lässt sich nur durch eine Reduktion der Induktivität des Kabels über der Frequenz erklären. Diese Induktivitätsreduktion hat, wie auch in [42] beschrieben, für das zweiadrig Kabel zwei Ursachen.

### Skin-Effekt:

Die Ströme im Leiter erzeugen ein wechselndes magnetisches Feld im und um den Leiter, welches wiederum ein elektrisches Feld innerhalb des Leiters erzeugt. Die resultierenden Wirbelströme reduzieren die Stromdichte innerhalb des Leiters und drängen den Stromfluss an den Rand. Dies hat zum einen die Erhöhung des Ohmschen Widerstandes zur Folge, da die leitende Fläche verkleinert wird, zum anderen entsteht aber durch den rohrförmigen Stromfluss ein feldfreier Raum im Inneren des Leiters. Diese Reduktion der durchfluteten Fläche führt zu einer Abnahme der wirksamen Induktivität.

### Proximity-Effekt:

Dieser Effekt betrifft nur die zwei- bzw. mehradrig ausgeführten Kabel. Ein in Ader 1 fließender Wechselstrom beeinflusst einen Leiter 2 durch sein ihn umgebendes magnetisches Wechselfeld. Das Feld von Leiter 1 induziert ein elektrisches Feld in Leiter 2, welches wiederum für einen Wirbelstrom verantwortlich ist. Dies führt je nach Stromrichtung entweder zu einer Stromverdrängung in Richtung des gemeinsamen Mittelpunktes oder davon weg. D.h. der Leiter zeigt hier unterschiedliches Verhalten für CM- und DM-Störströme. Je nach Stromverdrängung kommt es zu einer Feldverdichtung oder Schwächung zwischen den Leitern. Die Feld- sowie Stromverteilung für den DM-Strom wird in Bild 5.9 verdeutlicht. Es ist erkennbar, dass bereits bei 80kHz das Innere des Leiters feldfrei ist, die Schirmwirkung hat aber noch nicht vollständig eingesetzt.

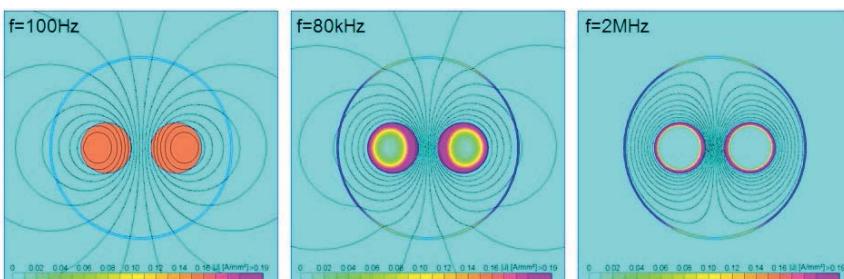


Bild 5.9: Feld- und Stromverteilung im DM bei verschiedenen Frequenzen

In [46] wird die Erhöhung des Widerstandes folgendermaßen dargestellt:

$$R_n = \frac{\rho_z \left( \frac{r_o}{\delta} \right)}{4\pi r_i^2 \chi} \quad (5.11)$$

2a=Aderabstand;  $\chi$ = spezifische Leitfähigkeit;  $\delta$ =äquivalente Leitschichtdicke

$R_n$  wächst mit abnehmendem Abstand der Adern  $n$  wie  $1/r_i^2$ . Für den Gesamtwiderstand der Leitung muss also zum DC-Widerstand der Wert  $2R_n$  hinzugefügt werden, um den Einfluss des Proximity-Effektes zu ergänzen. Um zusätzlich die Änderung der Induktivität einzubringen, stehen mehrere Möglichkeiten zur Verfügung. Als erstes wurde mittels dem „Finite Element Method Magnetics“ Tool (FEMM) die Simulation der Gesamtinduktivität vorgenommen. Diese Software berechnet die Feldverteilung und stellt eine magnetostatische Simulation dar. Dazu werden die zu simulierende Struktur und der umgebende Raum diskretisiert. Die notwendige Berechnung muss sowohl für DM als auch für CM vorgenommen werden. Mit dieser Berechnung wird die Gesamtinduktivität des Strompfades ermittelt, ohne Aufspaltung in Eigen- und Koppelinduktivität der einzelnen Leiter. Anschließend wird diese Gesamtinduktivität auf die beiden Leiter und den Schirm verteilt. Im gezeigten Beispiel wurde dafür eine Aufteilung im selben Verhältnis wie die zuvor verwendeten festen Induktivitäten herangezogen. Eine anschließende Simulation mit einem Modell, das die Änderung der Induktivität berücksichtigt, ergibt für den DM das in Bild 5.10 dargestellte Ergebnis. Diese Modellierung erzielt eine wesentlich bessere Übereinstimmung mit der Messung.

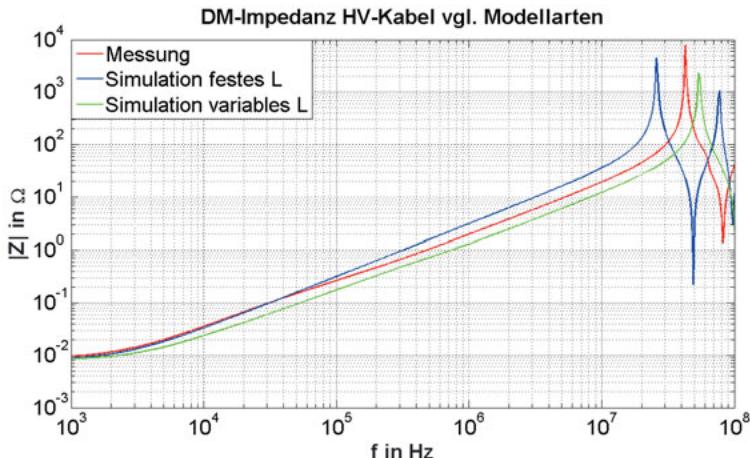


Bild 5.10: Simulationsergebnisse der DM-Impedanz verschiedener Kabelmodelle

Um das Ganze noch detaillierter nachzubilden, wird mittels der Software Fast-Henry ein weitaus genaueres Modell erstellt, bei dem die Eigen- und Gegeninduktivität der einzelnen Strukturen modelliert werden kann, wobei die Gegeninduktivität über den Kopplungsfaktor  $k$  dargestellt wird. Das Tool arbeitet mit einem integralen Verfahren der Maxwell Gleichungen und bestimmt die partiellen Induktivitäten der Struktur. Der Nachteil der Simulation ist die, im Vergleich zur Variante mit einer Gesamtinduktivität, wesentlich längere Simulationszeit. Bild 5.11 zeigt den Vergleich der Ergebnisse.

Die Abweichung des Simulationsergebnisses von der Messung ist gering. Um den Unterschied zu verifizieren und eine Allgemeingültigkeit der Kabelmodellierung abzusichern, werden die Modelle vor dem Einsatz im Gesamtsystem nochmals unter einer anderen Belastungssituation vermessen und simuliert. Zum einen wird statt des Kurzschlusses zwischen den beiden Leitern ein SMD-Kondensator mit 775pF eingelötet, dessen genaues Impedanzverhalten zuvor vermessen und anschließend modelliert wird. Zum anderen wird das Verhalten der Kabel im CM-Mode vermessen und mit den jeweiligen Messergebnissen verglichen.

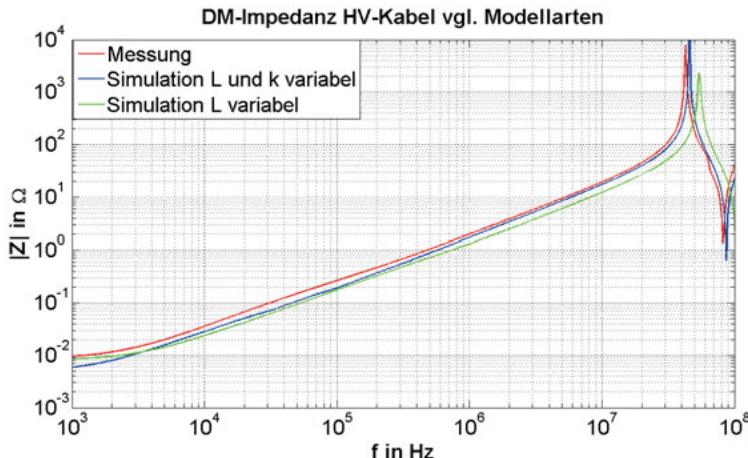


Bild 5.11: Simulationsergebnisse der DM-Impedanz mit verschiedenen Kabelmodellen

Zuerst wird die CM-Impedanz des Modells mit variablem L mit der korrespondierenden Messung verglichen, wobei alle Modellwerte aus der DM Untersuchung übernommen wurden. Aus Bild 5.12 ist ersichtlich, dass die Ergebnisse bei dieser Belastungssituation stärker abweichen, als es im DM der Fall war. Die Induktivität des einfachen Modells ist deutlich zu niedrig. Bei der Simulation mit variablen Induktivitäten und Koppelfaktoren hingegen wird eine sehr gute Übereinstimmung erzielt.

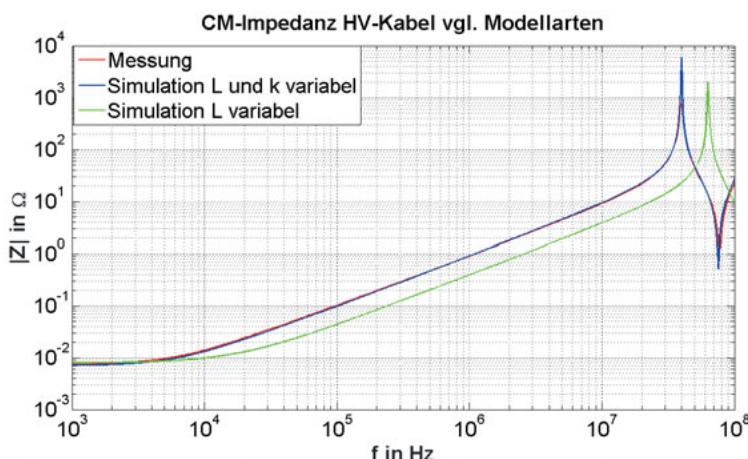


Bild 5.12: CM-Impedanz bei Kabelkurzschluss

Der Grund ist der größere Einfluss des Schirms. Da die simulierte Gesamtinduktivität im selben Verhältnis auf die einzelnen Strukturen aufgeteilt wird, wie die zuvor berechneten festen Induktivitäten, führt die Änderung dieser Verhältnisse zu Abweichungen zwischen Simulation und Messung. Bild 5.13 und Bild 5.14 verdeutlichen dies nochmal für die kapazitive Lastsituation.

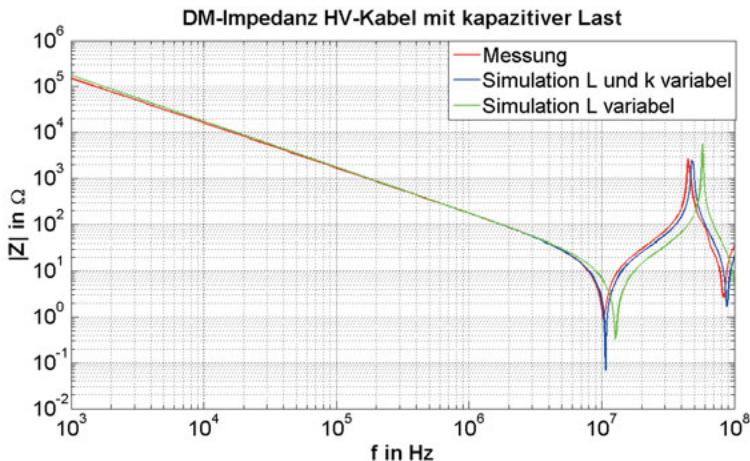


Bild 5.13: Simulation und Messung eines Kabels mit kapazitiver DM-Last

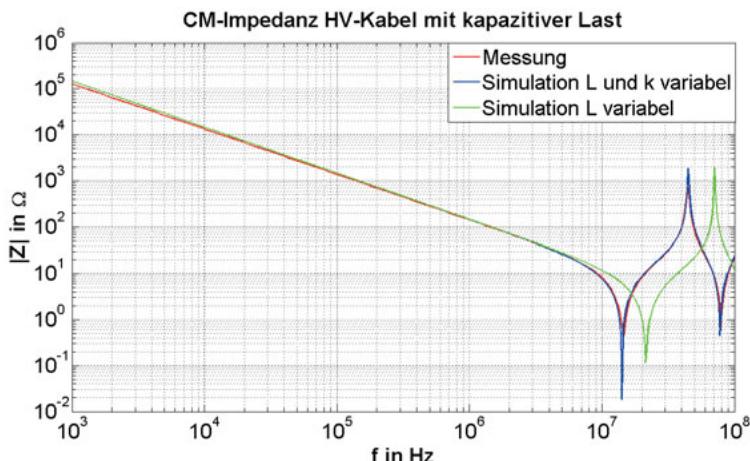


Bild 5.14: Simulation und Messung eines Kabels mit kapazitiver CM-Last

Die Simulationen zeigen, dass die Modellierung mithilfe von getrennten Einzelinduktivitäten und den zugehörigen Koppelfaktoren derjenigen mit einer festen Gesamtinduktivität überlegen ist. Zwar lässt sich eine simulierte Gesamtinduktivität so auf die einzelnen Leitungsteile verteilen, dass eine Belastungssimulation gut simuliert werden kann, jedoch ist für eine andere Belastung eine erneute Anpassung notwendig. In Kap. 5.1 wird nochmal auf die Auswirkung des Kabelmodells bei Kombination mit komplexen Baugruppenmodellen eingegangen.

Um den Einfluss des Abstandes auf den Proximity-Effekt näher zu betrachten, wird eine Simulation mit Q3D durchgeführt. Dabei wird der Aderabstand von zwei sich berührenden Adern bis auf den 3-fachen Aderabstand vergrößert, um die Auswirkungen auf die Kapazitäts- und Induktivitätswerte zu betrachten. Neben der Auswertung der Impedanz- und Induktivitätswerte ist zusätzlich noch der Feldverlauf dargestellt.

#### Betrachtung für den Common Mode

Im CM fällt auf, dass die Vergrößerung des Aderabstandes kaum Auswirkungen auf die Induktivität hat, solange der Abstand der Ader zum Schirm gleich bleibt. Bild 5.15 zeigt die Kurvenschar für 0mm; 3,4mm und 6,8mm Aderabstand. Hintergrund ist, dass die Feldlinien zwischen Hin- und Rückleiter stets gleich lang bleiben.

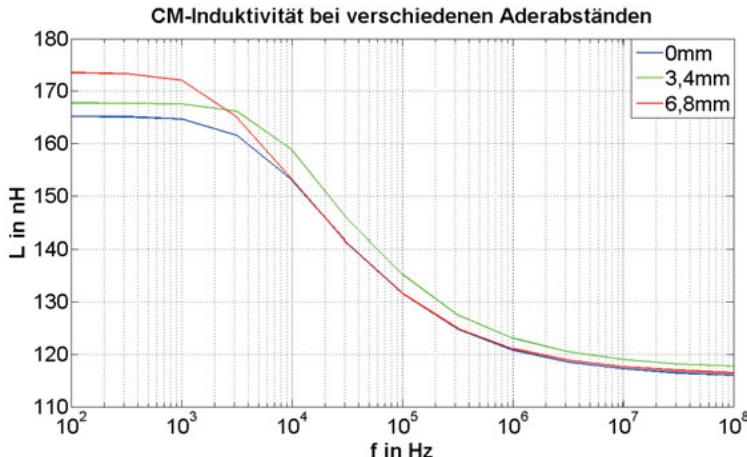


Bild 5.15: CM-Induktivität bei unterschiedlichen Aderabständen

Als zweites wird der Einfluss des Schirm-Aderabstandes betrachtet. Dabei wird der Abstand Innenleiter Schirm von ursprünglich 0,7mm über 1,7mm auf 3,4mm vergrößert und die CM-Induktivität simuliert. Bild 5.16 zeigt die Ergebnisse.

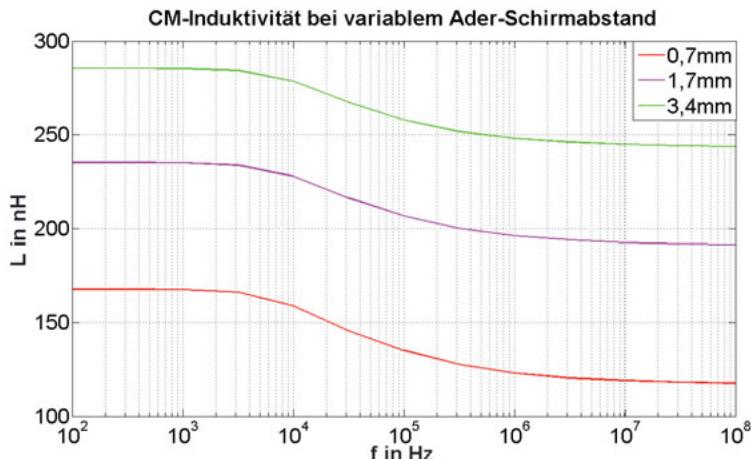


Bild 5.16: CM-Induktivität bei unterschiedlichen Schirm-Aderabständen

Es ist deutlich zu erkennen, dass der Schirm-Aderabstand im CM-Mode einen erheblich höheren Einfluss auf die Induktivität hat als der Ader-Aderabstand. Da beim CM Ströme über den Schirm zurückfließen, werden bei größerem Abstand zum Schirm die Feldlinien länger und somit die vom Feld durchflossene Fläche größer, was die Induktivität erhöht. Bei größerem Aderabstand ist dies nicht der Fall, wie Bild 5.17 zeigt.

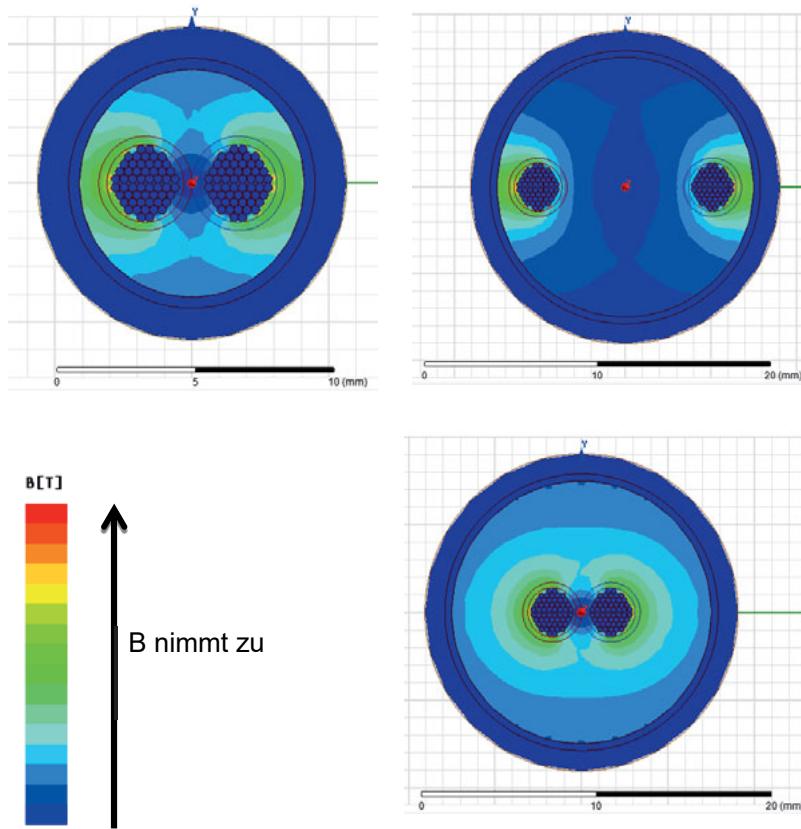


Bild 5.17: Feldverteilung bei unterschiedlichem Aderabstand bzw. Ader-Schirmabstand

Anhand der Formeln für die unsymmetrische Belastung aus [46] wird ebenfalls ersichtlich, dass die Induktivität zunehmen muss:

$$L_g = \frac{1}{2} * (L_i + L + L_h + L_n) + L_a \quad (5.12)$$

Mit  $L_i$ : innere Induktivität der Leitung;  $L_a$ : Induktivität Außenleiter(Mantel),  $L$ : Luftinduktivität;  $L_h$ : Wirbelstromeinfluss der Hülle;  $L_n$ : Induktivitätsänderung durch benachbarte Leitung

### innere Induktivität der Leitung

$$L_i = \frac{\mu_0}{2\pi} * \lambda_i \left( \frac{r_A}{\delta_i} \right) \quad (5.13)$$

mit Induktivitätsfunktion  $\lambda_i \left( \frac{r_A}{\delta_i} \right)$

### Induktivität Außenleiter (Mantel)

$$L_a = \frac{\mu_0}{2\pi} * \frac{d_f}{r_{SO}} * \lambda_a \left( \frac{d_f}{\delta_A} \right) \quad (5.14)$$

### Luftinduktivität

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} * \ln \frac{r_{SO}^2}{r_i r_A} \quad (5.15)$$

### Wirbelstromeinfluss der Hülle

$$L_h = -\frac{\mu_0}{2\pi} * \left[ \ln \left( \frac{r_{SO}^4}{r_h^4 - \left( \frac{r_i}{2} \right)^4} \right) - \frac{2\delta_h}{r_{SO}} * \frac{\frac{r_i^4}{2}}{r_{SO}^4 - \frac{r_i^4}{2}} \right] \quad (5.16)$$

### Induktivitätsänderung durch benachbarte Leitung

$$L_n = -\frac{\mu_0}{2\pi} * \left( \frac{r_A}{r_i} \right)^2 * \left[ 1 + \frac{2r_i^4}{r_{SO}^4 - \frac{r_i^4}{2}} \right] * \lambda_z \left( \frac{r_A}{\delta_i} \right) \quad (5.17)$$

Tabelle 5.2: Verhalten der Induktivitäten bei Geometrieänderung

$L_i$	$r_{SO} \uparrow \Rightarrow L_i \text{ const}$	$r_i \uparrow, r_{SO} \uparrow \Rightarrow L_i \text{ const}$
$L_a$	$r_{SO} \uparrow \Rightarrow L_a \rightarrow 0$	$r_i \uparrow, r_{SO} \uparrow \Rightarrow L_a \rightarrow 0$
$L$	$r_{SO} \uparrow \Rightarrow L \rightarrow \infty$	$r_i \uparrow, r_{SO} \uparrow \Rightarrow L \rightarrow \infty$
$L_h$	$r_{SO} \uparrow \Rightarrow L_h \rightarrow 0$	$r_i \uparrow, r_{SO} \uparrow \Rightarrow L_h \rightarrow \infty$
$L_n$	$r_{SO} \uparrow \Rightarrow L_n \rightarrow 0$	$r_i \uparrow, r_{SO} \uparrow \Rightarrow L_n \rightarrow 0$

$L_h$  und  $L_n$  werden bei steigendem Schirmradius kleiner. Da beide aber insgesamt mit negativem Vorzeichen behaftet sind, steigt die Größe der Gesamtinduktivität.

Bei steigendem Aderabstand steigt auch der Schirmradius. Der Effekt durch den größeren Schirm wird jedoch durch den größeren Aderabstand relativiert, da sowohl  $L_h$  als auch  $L_n$  von der Differenz Schirm und Aderabstand abhängt.

### Betrachtung für den Differential Mode

Im Unterschied zum CM hängt die Induktivität des DMs stark vom Aderabstand ab. Da Hin- und Rückstrom in den Adern fließen, steigt die umschlossene Fläche mit dem Abstand der Adern. Diese größere Fläche hat bereits im niedrigen Frequenzbereich eine erhöhte Induktivität zur Folge.

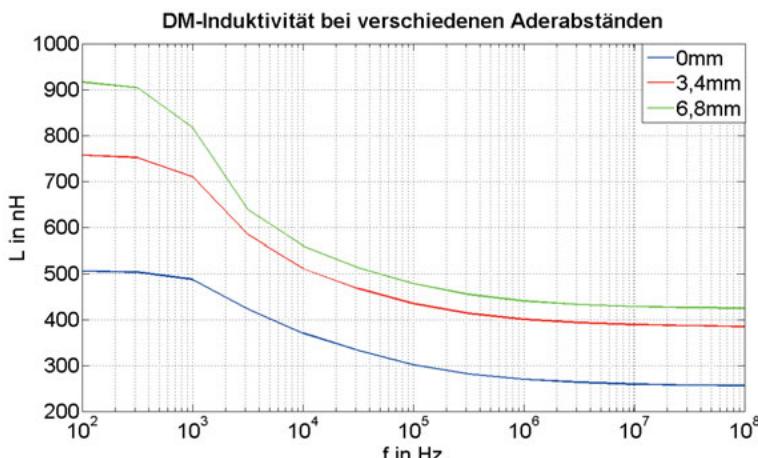


Bild 5.18: DM-Induktivität in Abhängigkeit vom Aderabstand

Beim Ader-Schirmabstand ist bis ca. 1kHz kein Unterschied sichtbar. Erst darüber unterscheiden sich die DM-Induktivitäten der verschiedenen Set-ups.

Die Änderung der Induktivität im oberen Frequenzbereich hängt mit der Ausbildung der Wirbelströme im Schirm zusammen. Bei kleinem Ader-Schirmabstand können sich die Wirbelströme im Schirm gut ausbilden, wobei die Ströme in der einen Schirmhälfte hin und in der anderen zurückfließen. Diese Wirbelströme bilden sich allerdings erst bei Frequenzen >1kHz aus. Die dadurch entstehende Koppelinduktivität wirkt derjenigen der Ader entgegen und reduziert deren Eigeninduktivität.

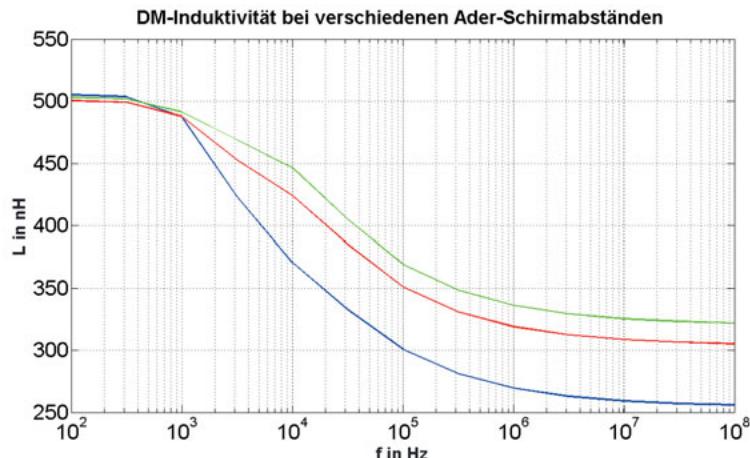


Bild 5.19: DM-Induktivitäten in Abhängigkeit unterschiedlicher Ader-Schirmabstände

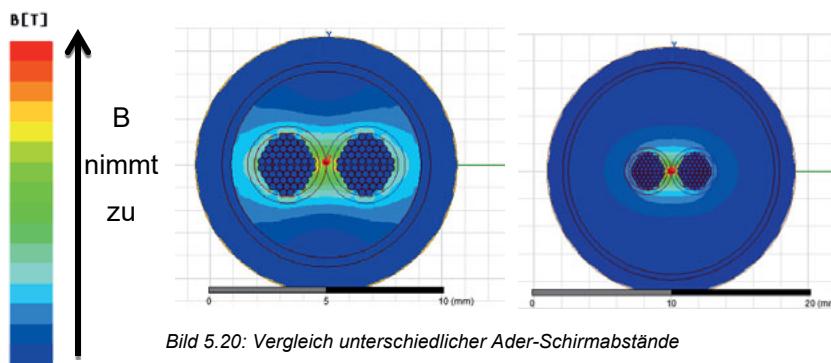


Bild 5.20: Vergleich unterschiedlicher Ader-Schirmabstände

Neben den Induktivitätswerten wurden auch die Änderungen der Kapazitätsbeläge simuliert. Die Kapazität ändert sich jedoch nicht über der Frequenz, sondern ist nur abstandsabhängig. Tabelle 5.2 zeigt die Kapazitätswerte für verschiedene Abstände, die messtechnisch ermittelten Kapazitätsbeläge sowie die Abstände laut Datenblatt (unterstrichene Werte). Daran lässt sich erkennen, dass die rechnerisch ermittelten Werte bis zu 30% abweichen können.

Tabelle 5.2: Veränderungen der Kapazitäten bei Variation der Abstände

Ader-Schirm Abstand	Ader-Ader Abstand	CM	DM
0,7mm	0mm	434pF/m	157pF/m
0,7mm	3,4mm	443pF/m	128pF/m
0,7mm	6,8mm	442pF/m	120pF/m
1,7mm	0mm	312pF/m	138pF/m
3,4mm	0mm	259pF/m	132pF/m

Zusammenfassend lassen sich folgende Einflüsse auf die Induktivität und Kapazität des Kabels im CM oder DM aufzeigen, wobei die Werte für C und L mittels Simulation berechnet wurden.

Tabelle 5.3: Auswirkung der Geometrieänderungen auf die Kabelparameter

Änderung/Mode	CM	DM
Aderabstand	L $\downarrow$ ; C $\rightarrow$	L $\uparrow$ ; C $\downarrow$
Ader-Schirmabstand	L $\uparrow$ ; C $\downarrow$	L $\uparrow$ ; C $\rightarrow$

### Zusammenfassung Modellierungsschritte

1. Dimensionen anhand des Datenblatts ermitteln
2. Alle R, L, C, M Werte berechnen  $L_{\text{braid}} = 50\text{pF/m}$  annehmen
3. Modell erstellen, Auswirkung Skin-Effekt durch Formel in Modell einbinden
4.  $C_{\text{AS}}$ ,  $C_{\text{AA}}$  bei Bedarf anhand Messung nachjustieren
5. L und M in Abhängigkeit der Frequenz mithilfe von FEM o.ä. berechnen, Werte als Lookup Table in Simulation einbinden
6. Kabelmodell unter verschiedenen Belastungen mit Messungen vergleichen

## 5.1 Notwendiger Detaillierungsgrad des Kabelmodells

Das vorausgehende Kapitel hat im Detail aufgezeigt, welche Modellierungsschritte notwendig sind, um ein „perfektes“ Kabelmodell zu generieren. Der Aufwand für diese Modellierung ist jedoch nicht zu unterschätzen, gerade die Feldsimulation zur Ermittlung der Induktivitäten ist dabei der größte Umfang.

In diesem Kapitel soll deshalb untersucht werden, ob der hohe Detaillierungsgrad für eine Systemsimulation generell notwendig ist oder ob darauf ggf. auch verzichtet werden kann. Die bisherigen Ergebnisse wurden nur unter einfachen Belastungssituationen verglichen, ein vollständiges Bordnetz dagegen zeigt eine

erheblich komplexere Belastung. Aus diesem Grund werden die verschiedenen Kabelmodelle nochmals in eine Systemsimulation eingesetzt, die Ergebnisse verglichen und daraus die Fragestellung hinsichtlich der Notwendigkeit einer detaillierten Modellierung betrachtet. Für den Vergleich wird das in Kap. 6.4 vorgestellte Gesamtsystem verwendet. Dort ist auch die Analyse und Erklärung der Messkurve dargestellt. Bild 5.21 zeigt die Ergebnisse der DM-Impedanzsimulation des Systems im Vergleich zur Messung.

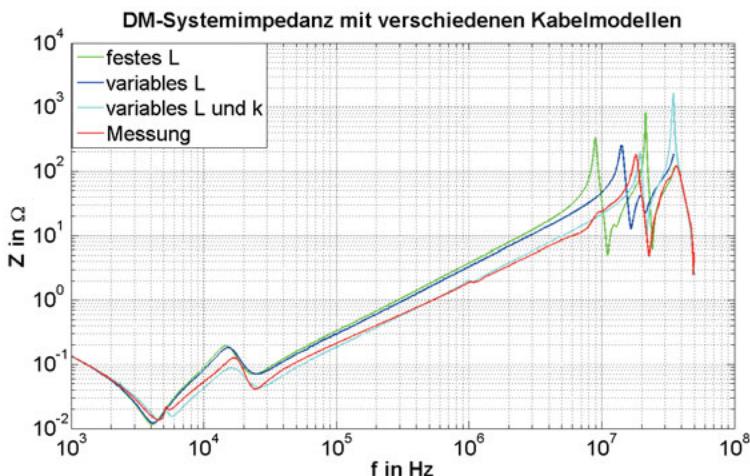


Bild 5.21: Simulation der Systemimpedanz mit verschiedenen Kabelmodellen

Im Bereich bis 4kHz spielen die Induktivitäten der Kabel keine Rolle, hier ist deshalb kein Unterschied sichtbar. Nach der Resonanz bei 4kHz steigen die Kurven „variables L“ (blau) und „festes L“ (grün) bereits stärker an als die Messkurve (rot). Das Simulationsergebnis unter Verwendung des Modells mit  $L(f)$  und  $k(f)$  (hellblau) zeigt dieses Verhalten kaum. Die Parallelresonanz bei 15kHz ist bereits nicht mehr deckungsgleich bei allen Simulationen. Anschließend steigt die blaue und grüne Kurve erheblich stärker an als die Messung. Besonders deutlich werden die Unterschiede dann bei der Resonanz im Bereich 20MHz. Während die Messkurve und die Simulationskurve mit variablem  $L$  und  $k$  fast deckungsgleich sind, hat die Kurve mit festem  $L$  bereits bei 9MHz und diejenige mit variablem  $L$  bei 15MHz diese Resonanz erreicht.

Aus diesem Ergebnis lässt sich erkennen, dass die detaillierte Modellierung mit variablen Induktivitäten und Kopplungsfaktoren bereits im kHz Bereich bessere

Ergebnisse erzielt. Für Simulationen größer 500kHz ist sie dann unverzichtbar. Das vereinfachte Modell kann für Simulationen zur Abschätzung des Impedanzverlaufs im kHz Bereich eingesetzt werden, mögliche Toleranzen sollten dabei berücksichtigt werden.

In diesem Kapitel wurde die Modellierung und Simulation eines geschirmten Leistungskabels mit zwei Adern im Summenschirm vorgestellt. Zuerst wurden dazu die konzentrierten Elemente des Modells anhand geometrischer Daten berechnet. Anschließend wurde untersucht, welche Effekte zusätzlich zu berücksichtigen sind und in wie weit die Detaillierung des Modells notwendig ist, um ein hinreichend genaues Kabelmodell zu erzielen, mit dem sich ein späteres Systemmodell aufbauen lässt. Zusätzlich wurde der Einfluss der Messkontaktierung untersucht und die geeignete Variante identifiziert.

## 6 Modellierung der Systemimpedanz

In Kap. 3 wurde die Modellierung der einzelnen Komponenten und Verbindungselemente des Bordnetzes diskutiert. Basierend auf diesen Einzelergebnissen wird zuerst das Impedanzverhalten von Kabel-Komponenten-Kombinationen untersucht und die Einflussfaktoren diskutiert. Darauf aufbauend werden dann Subsysteme aus zwei Komponenten untersucht und mögliche Interaktionen dabei betrachtet. Den Abschluss bildet die Simulation des HV-Gesamtnetzes eines exemplarischen Fahrzeugs, anhand dessen Einflüsse und mögliche Vereinfachungen diskutiert werden.

### 6.1 Kombination von Kabel- und Baugruppenmodell

Um das Gesamtsystem zu modellieren, müssen folgende Einzelmodelle kombiniert werden.



Bild 6.1: Bestandteile des Systemmodells

Die Anteile, die die Komponentenbuchse mitbringt, sind bereits im Komponentenmodell vorhanden. Auch die Stecker sind durch den Messaufbau (siehe Bild 3.10) bereits im Komponentenmodell integriert, weshalb sie im Folgenden nicht weiter betrachtet werden. Dieses Gesamtmodell wird im weiteren Verlauf nun schrittweise aufgebaut. Zuerst werden Kabel- und Komponentenkombinationen simuliert und die Ergebnisse diskutiert. Anschließend wird eine Kombination von zwei Baugruppen kombiniert, um im letzten Schritt dann das Gesamtsystem zusammenzustellen. Durch diesen schrittweisen Aufbau kann zum einen verifiziert werden, ob die in Kap. 3.3 und 5 erstellten Modelle auch noch in Kombination ihre Aussagefähigkeit behalten, zum zweiten kann die Auswirkung jeder Kombination überprüft werden. Zum Schluss werden dann noch die Modelle von Verteilern und Adaptoren eingebbracht, um das Systemmodell zu komplettieren.

Um den Einfluss des Kabels auf das Impedanzverhalten der Baugruppen zu untersuchen, wird sowohl der DC/DC-Wandler als auch der EKMV mit und ohne Kabel vermessen und simuliert. Wie Bild 6.2 zeigt, verändert sich die Reihenresonanz des DC/DC-Wandlers um 9,4kHz. Grund für diese Verschiebung ist die erhöhte Induktivität der Kombination, die sich auch deutlich am steigenden Teil der Impedanzkurve erkennen lässt. Während die Impedanzkurven bis zum Resonanzpunkt sowohl mit als auch ohne Kabel übereinander liegen, weichen sie im ansteigenden Teil nach der Resonanz ab. Dies deutet auf einen Unterschied der Induktivitäten hin. Ohne Kabel ergibt sich nach (6.1) eine Resonanzfrequenz von:

$$f_{res\_DM} = \frac{1}{\sqrt{L_{DC/DC} * C_{DC/DC} * 2\pi}} = \frac{1}{\sqrt{320nH * 65\mu F * 2\pi}} = 34,9\text{kHz} \quad (6.1)$$

Ein Kabel 2x4mm<sup>2</sup> mit l=65cm fügt 240nH hinzu.

$$f_{res} = \frac{1}{\sqrt{(L_{DC/DC} + L_{Kabel}) * C_{DC/DC} * 2\pi}} = \frac{1}{\sqrt{560nH * 65\mu F * 2\pi}} = 26,4\text{kHz}$$

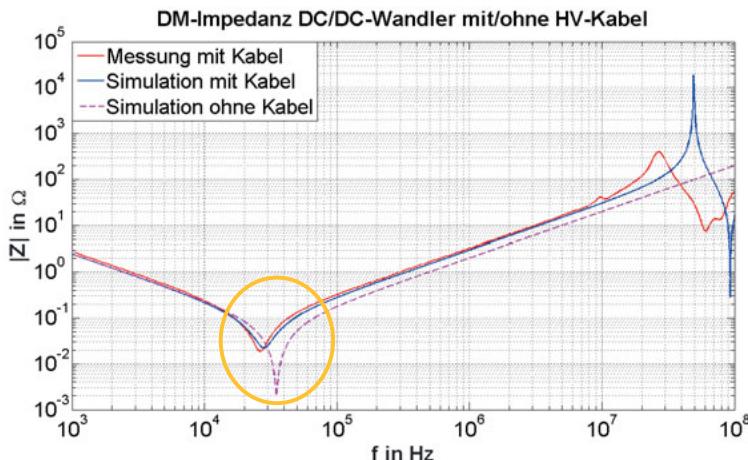


Bild 6.2: Untersuchung des Kabeleinflusses auf die Impedanz des DC/DC-Wandlers

Die gemessene Kurve weist eine Resonanz von 26,6kHz auf, die Simulation von 25,8kHz. Zusätzlich zeigt sich, dass die Kabel-Komponenten-Kombination im Bereich >10MHz dann weitere Resonanzen aufweist. Diese Resonanzen ergeben sich aufgrund des Zusammenwirkens der Kabelinduktivitäten und -kapazitäten zusammen mit der Induktivität des DC/DC-Wandlers. Die Zwischenkreiskapazität des Wandlers hat hierauf keine Auswirkung, wie Bild 6.3 zeigt.

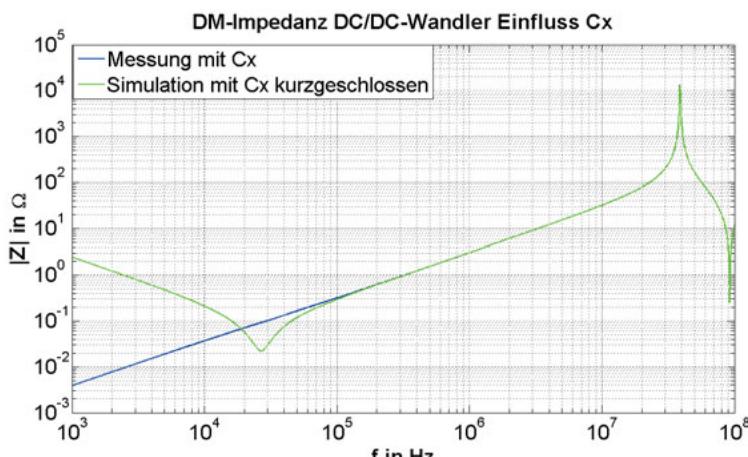


Bild 6.3: DC/DC-Wandler mit Kabel (mit und ohne Zwischenkreiskapazität)

Beim EKMV hingegen wirkt sich ein Kabel auf die erste Reihenresonanz kaum aus. Grund ist die im Gegensatz zum DC/DC-Wandler um den Faktor 60 höhere interne Filterinduktivität. Dadurch wirkt sich hier eine Erhöhung um 240nH bzw. +1% nicht merklich aus. Für eine erkennbare Verschiebung der Resonanz muss das Kabel mehrere Meter lang sein. Bei der ersten Parallelresonanz hingegen zeigt sich eine deutliche Verschiebung der Resonanzfrequenz, beeinflusst durch das Kabel (Bild 6.5). Anhand der Steigung nach dem Hochpunkt ist ersichtlich, dass es sich hier um eine Übertragungsfunktion 2. Ordnung handelt. Eine Untersuchung der Kombination ergibt folgendes Ersatzschaltbild für den EKMV.

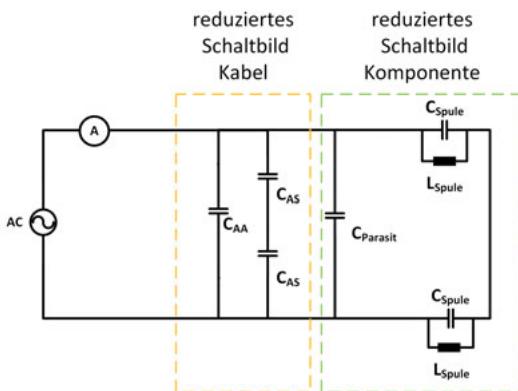


Bild 6.4: Reduziertes Ersatzschaltbild EKMV mit Kabel

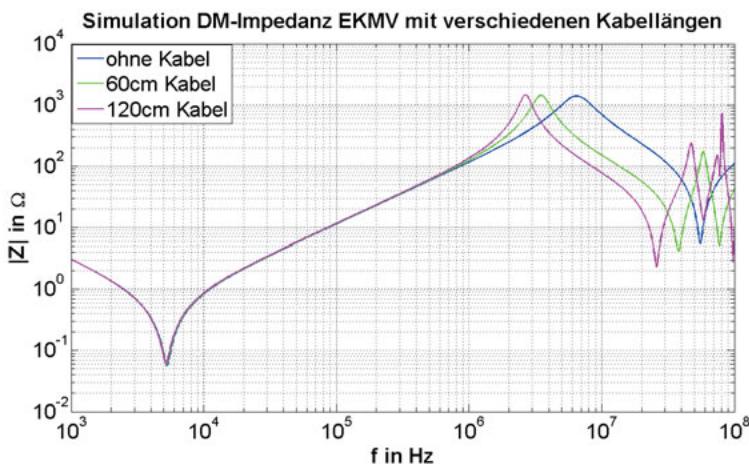


Bild 6.5: Simulation DM-Impedanz EKMV mit/ohne Kabel

Nach Zusammenfassung aller Kapazitäten zu  $C_{Ersatz}$  ergibt sich folgende Übertragungsfunktion:

$$Z_{ges} = \frac{2sL_{Spule}}{1+s^2L_{Spule}[C_{Spule}+2C_{Ersatz}]} \quad (6.3)$$

Die daraus berechnete Resonanzfrequenz stimmt sehr gut mit der simulierten und gemessenen überein. Für Kabel-Komponenten-Kombinationen lässt sich daraus die Schlussfolgerung ziehen, dass die DM-Impedanz mit der Kabellänge veränderbar ist.

Das Ergebnis zeigt, dass die Resonanzen in einem System durch die Veränderung der Kabellängen verschoben werden können. Bringt diese Verschiebung eine Resonanz in den Bereich einer Anregung, so kann ein zuvor stabiles System zum Schwingen gebracht werden. Eine Prognose der Änderung des Impedanzverhaltens der Kabel-Komponenten-Kombination ist wie gezeigt schwierig. Aus diesem Grund ist eine Simulation unerlässlich.

Eine weitere Auffälligkeit ist die höhere Güte der Simulation im Vergleich zur Messung, die an den extrem ausgebildeten Resonanzen (Bild 6.3) erkennbar ist. Dies röhrt von Verlusten in den realen Bauteilen her, die in der Simulation nicht vollständig nachgebildet sind. Zu nennen sind hier dielektrische Verluste in den Kondensatoren und magnetische Verluste in den Induktivitäten. Auch die Adaption und Messkontakteierung bringt zusätzliche Verluste ein, die gerade im Common-Mode mehr zum Tragen kommen, da die Kontaktierung des Schirms der Anschlussleitung zu den Komponenten schwieriger ist als die der Leitungsadern.

Bei der Betrachtung des Leitungseinflusses im CM auf die Impedanz (Bild 6.6) lässt sich für den DC/DC-Wandler feststellen, dass seine Impedanz bis 10MHz dominiert und das Kabel kaum Einfluss darauf hat. Beim EKMF hingegen kommt es zu einer Verschiebung der Parallelresonanz von 10MHz auf 4,5MHz. Der Grund dafür liegt in den unterschiedlich großen Filterinduktivitäten der Komponenten. Da die Drosseln des EKMFs ca. zehnmal größer sind, liegt die Resonanzfrequenz dieser Drosseln zusammen mit den Kabelkapazitäten entsprechend niedriger. Im Bereich bis ca. 1MHz ändert die Koppelkapazität nichts an der Kurvensteigung. Hier sind die Y-Kondensatoren der Komponenten dominant, da diese ca. Faktor 30 größer

sind als die Koppelkapazität Ader-Schirm des Kabels. Somit bleiben die Auswirkungen eines Kabels mit wenigen Metern Länge vernachlässigbar.

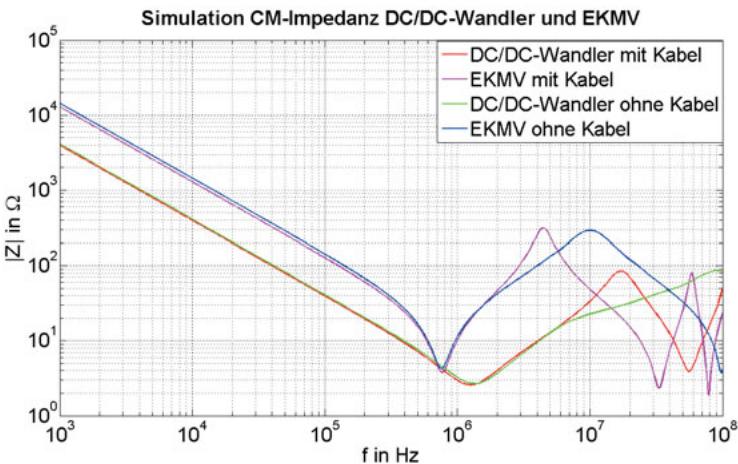


Bild 6.6: Simulation Z-CM DC/DC-Wandler & EKMV mit und ohne Zuleitung

## 6.2 Auswirkung der Massefläche

Um den Einfluss einer Massefläche auf die Kabel-Komponenten-Kombination zu untersuchen, wird die Impedanz einer solchen Kombination in Abhängigkeit zum Abstand einer leitenden Massefläche vermessen. Aus Aufbaugründen wird die Komponente durch eine Metallbox mit einer gleichwertigen CM-Ersatzimpedanz ersetzt. Den Aufbau zeigt Bild 6.7.

Die Zuleitung wird mittels Abstandshalter über der Massefläche platziert, während die Komponente selbst leitend mit der Fläche verbunden ist. Dies stellt die Verhältnisse im realen Kfz nach. Dort sind die Komponenten stets mittels Potentialausgleich niederohmig mit der Massefläche verbunden. Anschließend wird die Impedanz der Anordnung bei verschiedenen Leitungs-Masseabständen gemessen. Dabei hat sich gezeigt, dass die Impedanz im untersuchten Frequenzbereich nicht beeinflusst wird. Ein möglicher Einfluss besteht nur, wenn in der schlechteren Schirmung die Rückströme nicht vollständig in den Schirm fließen. Für die hier untersuchte Thematik ist jedoch keine weitere Berücksichtigung notwendig.



Bild 6.7: Messaufbau der Kabel-Komponenten-Kombination über einer Massefläche

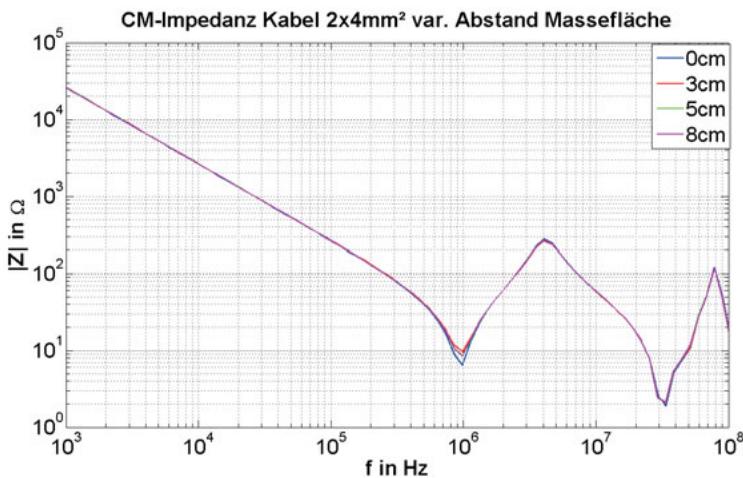


Bild 6.8: CM-Impedanz EKMV+Kabel mit Variation Abstände zur Massefläche

### 6.3 Kombination von Baugruppen

Um die Aussagefähigkeit der Modellierung weiter zu untersuchen, wird zunächst eine Kombination aus zwei Steuergeräten vermessen und simuliert. Hierfür werden zwei Aggregate mit ähnlich dimensioniertem Zwischenkreis kombiniert. Bei den ausgewählten Komponenten handelt es sich um den DC/DC-Wandler sowie den elektrischen Kältemittelverdichter aus einem Serienfahrzeug. Beim EKMV ist jedoch nur der leistungselektronische Umrichter von Bedeutung, während der integrierte Motor sowie der mechanische Verdichter außerhalb der in Kap. 3.2 definierten Systemgrenze liegen.

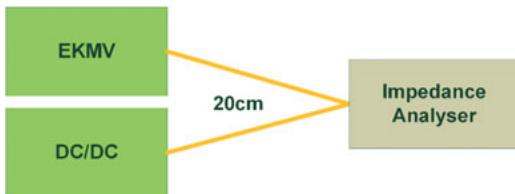


Bild 6.9: Schematische Darstellung der Kombination aus zwei Komponenten

Zuerst wird das DM-Verhalten der Zusammenschaltung der beiden Komponenten simuliert und anschließend real vermessen. Dabei werden die notwendigen Anschlusskabel mit 20cm Länge in der Simulation berücksichtigt. In Bild 6.10 sind die simulierten Betragsskurven der Einzelkomponenten eingezeichnet, deren Übereinstimmung mit der Messung bereits mit dem in Kap. 3.3 vorgestellten Verfahren verifiziert wurde. Des Weiteren sind die Betragsskurven der simulierten und gemessenen Impedanz der Komponenten-Kombination dargestellt. Die Aussage der Kurven soll nun abschnittsweise analysiert werden.

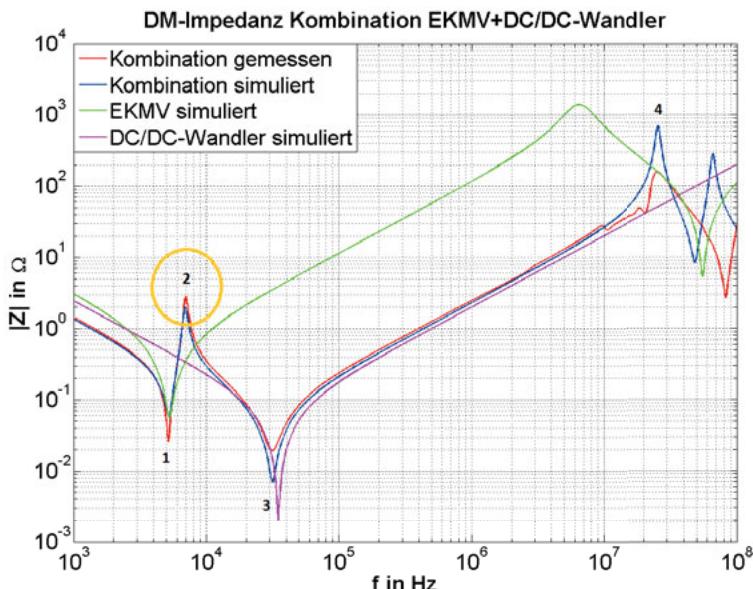


Bild 6.10: Vergleich der DM-Einzelimpedanzen und Baugruppenkombination

Vor Resonanzpunkt 1 zeigt sich ein rein kapazitives Verhalten, welches aufgrund der beiden parallel liegenden Zwischenkreiskondensatoren niederimpedanter ausfällt als bei den Einzelkomponenten. Im Resonanzpunkt 1 ergibt sich eine erste Reihenresonanz, die ausschließlich durch den EKMV beeinflusst wird. Eine Störung in diesem Bereich würde somit den DC/DC-Wandler nicht tangieren, sondern ausschließlich im Zwischenkreiskondensator des EKMV aufgefangen werden. Zwischen Punkt 1 und 2 erscheint nun ein induktives Verhalten.

Bei Punkt 2 ist dann eine Resonanz zu sehen, die nicht durch eine der beiden Komponenten alleine, sondern durch deren Kombination entsteht. Diese Resonanz würde erst bei einem Systemtest sichtbar, da es hier zu einer Komponenteninteraktion kommt. Die Resonanz entsteht zwischen den Zwischenkreiskondensatoren der beiden Komponenten sowie der im DM wirksamen Eingangsdrossel des EKMVs. Diese Resonanz lässt sich auch nochmals mathematisch verifizieren. In Bild 6.11 sind die Ersatzschaltbilder der beiden beteiligten Komponenten gezeigt.

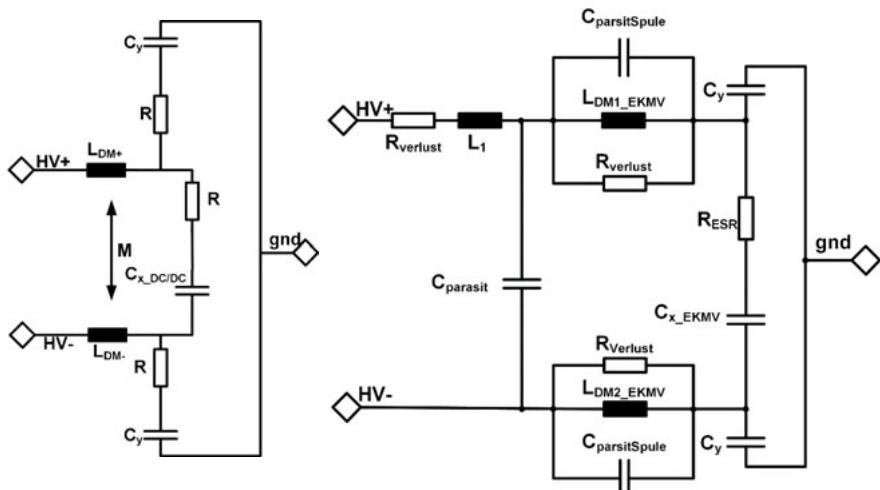


Bild 6.11: Links Ersatzschaltbild DC/DC-Wandler und rechts EKMV

$$C_{X\_DCDC}=63\mu F; C_{X\_EKMV}=50\mu F; L_{DM\_EKMV}=18\mu H$$

Bild 6.12 verdeutlicht den entstandenen Schwingkreis.

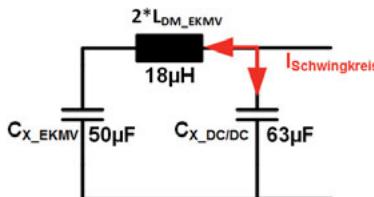


Bild 6.12: Extrahierter Schwingkreis

Gleichung (6.4) zeigt die zugehörige Übertragungsfunktion:

$$Z = \frac{1+s^2LC_1}{s(C_1+C_2)+s^3(LC_1C_2)} \quad (6.4)$$

$$C_1 = C_{X\_EKMV}; C_2 = C_{X\_DC/DC}; L = 2*L_{DM\_EKMV}$$

Tabelle 6.1: Zusammenstellung der Resonanzfrequenz

Eigenwerte	Dämpfung	Frequenz (Hz)
0	-1	0
0+4,46e <sup>4i</sup>	0	7098
0-4,46e <sup>4i</sup>	0	7098

Diese Frequenz entspricht der Resonanz in Bild 6.10.

Die Verschiebung der Reihenresonanz 3 des DC/DC-Wandlers röhrt wieder von der zusätzlichen Induktivität durch das Kabel her. Im Bereich oberhalb 40MHz entstehen weitere Systemresonanzen, die jedoch außerhalb des betrachteten Frequenzbereichs liegen.

Erfahrungswerte im Bereich der Fahrzeugumrichter haben gezeigt, dass eine Reduzierung der Kapazität von Zwischenkreiskondensatoren um bis zu 30% über die Lebensdauer möglich ist. Um diesen Einfluss zu bewerten, wird die Parallelresonanz nochmals mit um 30% reduzierten Kapazitäten simuliert. Das Ergebnis zeigt, wie zu erwarten war, eine Erhöhung der Resonanzfrequenzen um 20%. Dies bedeutet, dass eine Resonanz, die zu Beginn kein Problem im System dargestellt hat, über die Lebensdauer in einen Bereich verschoben werden kann, bei dem diese vom System selbst angeregt wird. Es zeigt sich zudem deutlich, dass die Änderung des Zwischenkreiskondensators nur im Bereich bis einige 10kHz relevant ist, darüber hinaus machen sich diese Veränderungen nicht bemerkbar.

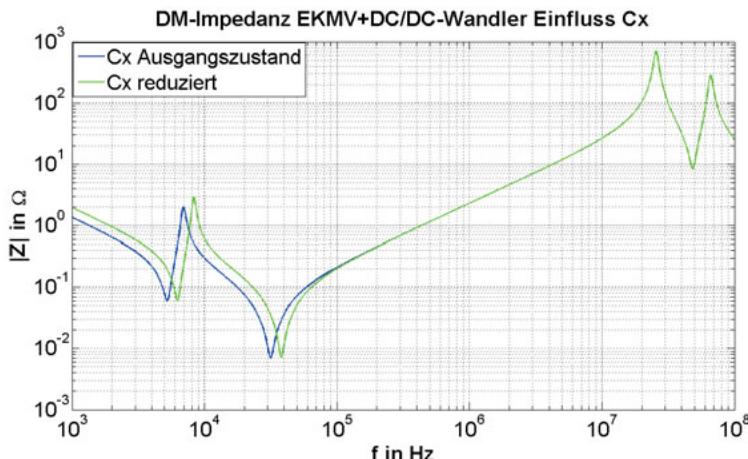


Bild 6.13: Auswirkung der Kapazitätsreduktion des Zwischenkreiskondensators

Bild 6.14 zeigt die Simulation der CM-Impedanz der Kombination.

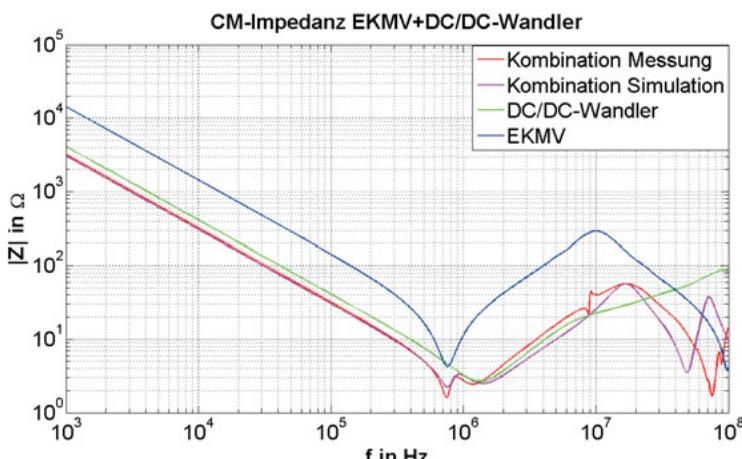


Bild 6.14: Vergleich der CM-Einzelimpedanzen mit Baugruppenkombination

Eine neue Resonanz, wie sie im DM aufgetreten ist, kann man im CM nicht feststellen. Allerdings ist auffällig, dass sich die Impedanz zwischen 1kHz und 1MHz, aufgrund der parallel liegenden Y-Kondensatoren, verringert hat. Auch diese Aussage ist für den Systemarchitekten relevant. So lassen sich evtl. Probleme

hinsichtlich des Isolationswiderstandes im Voraus ausschließen bzw. die Auswirkung einer Änderung der Y-Kapazitäten abschätzen.

Wichtig ist, dass in zuvor dargestellten Fall zwei Komponenten kleiner Leistung kombiniert werden, deren Zwischenkreiskondensatoren eine relativ kleine Kapazität im Vergleich zu einem 3-Phasen Wechselrichter aufweisen. Eine große Kapazität würde die Resonanz in einen sehr niedrigen Frequenzbereich verschieben. Um die Einflüsse zu untersuchen und zu bewerten, wird die Schaltung nun um diesen Wechselrichter erweitert.

## 6.4 Impedanz des Gesamtsystems

Aufbauend auf die im vorigen Kapitel gezeigten Komponenten Kombinationen, wird nun das Gesamtsystem betrachtet, das im Rahmen dieser Arbeit aus einem HV-Bordnetz mit insgesamt vier Hauptkomponenten besteht, die in Bild 6.15 grün markiert sind.

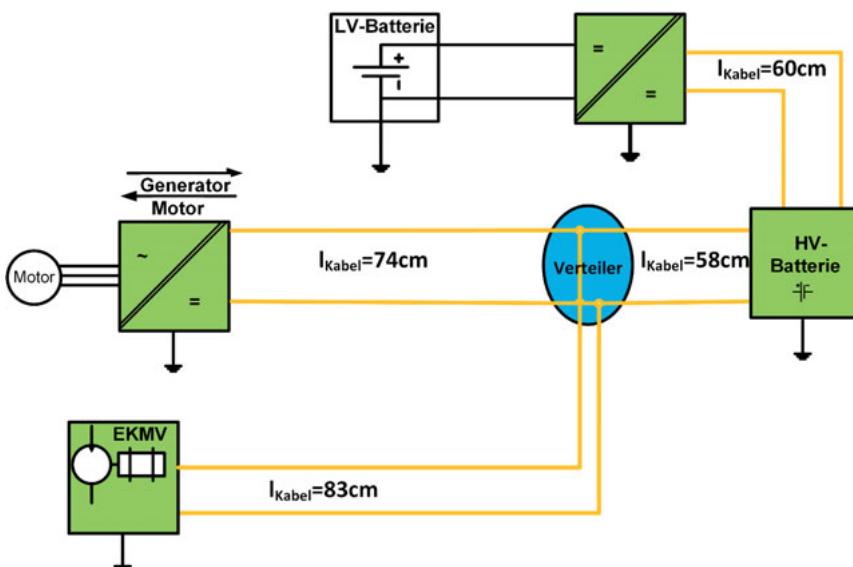


Bild 6.15: Übersicht des Gesamtsystems mit Leitungslängen

Im Vergleich zu allen anderen Komponenten dominiert der 3-Phasen Wechselrichter hinsichtlich Zwischenkreiskapazität und Leistungsfähigkeit. Daher

soll sein Einfluss auf die zuvor gezeigten Resonanzänderungen betrachtet werden. Zudem soll überprüft werden, ob dieser Einfluss durch die Kabellänge verändert wird. Die Messungen und Simulationen finden immer aus Sicht einer Komponente statt, da stets ein Messport benötigt wird. Um die Problematik durch die Gleichspannung der Batterie auszuschalten, wird diese durch eine Ersatzbox, deren Impedanz gleich der realen Batterie ist, ersetzt. Dies vereinfacht die Messungen und trägt erheblich zur Sicherheit bei. Bei der Simulation des Gesamtsystems werden neben den Komponenten sowie den verbindenden HV-Leitungen auch die Messadaption und die systemeigene Verteilerbox simuliert.

### **Differential Mode**

Als erstes wird wieder das Verhalten im DM betrachtet. Bild 6.16 zeigt dazu die Messkurve des Systems aus Sicht der Batterie, die abgeklemmt und durch ein Impedanzmessgerät ersetzt wird. Die Messung wurde an einem identischen System sowohl auf dem Labortisch als auch im Fahrzeug vorgenommen. Gut zu erkennen ist, dass der Einbauort bzw. die Anwesenheit einer großen leitfähigen Massefläche innerhalb des betrachteten Frequenzbereichs bis 10MHz einen vernachlässigbaren Einfluss auf die DM-Impedanz hat.

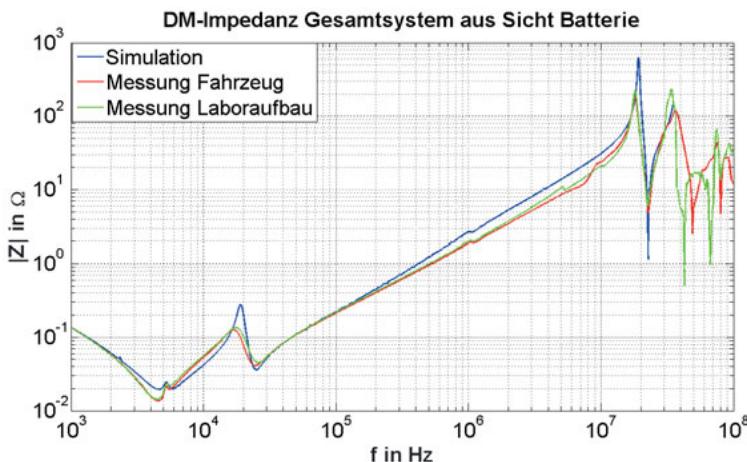


Bild 6.16: Vergleich von Messung und Simulation der DM-Systemimpedanzkurve

Bild 6.17 zeigt die Systemimpedanzkurve im Vergleich zu den Kurven der einzelnen Bordnetzkomponenten.

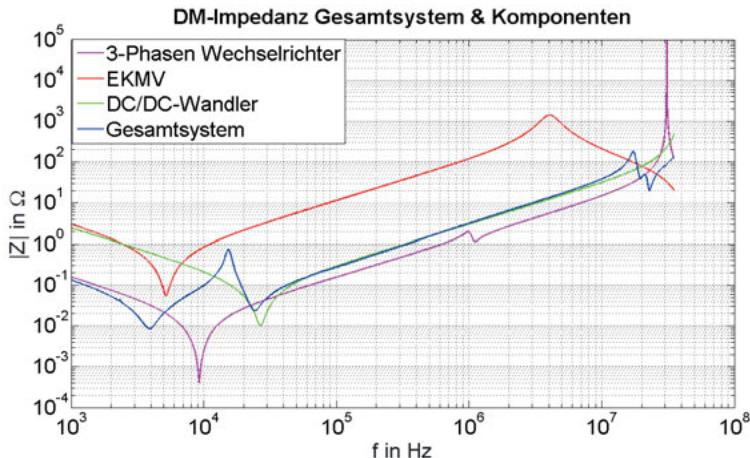


Bild 6.17: Systemimpedanz und Impedanzen der Einzelkomponenten

Es ist sehr deutlich erkennbar, dass die Gesamtimpedanz bis 7kHz durch die dominante Kapazität des Wechselrichters bestimmt wird. Anschließend wird der Pfad zum DC/DC-Wandler aufgrund des kürzeren Kabels attraktiver. Die Parallelresonanz bei 20kHz entsteht durch die Interaktion von 3-Phasen Wechselrichter und DC/DC-Wandler.

Das untersuchte System ist, wie an den Kabellängen ersichtlich, ein räumlich sehr konzentriertes HV-Bordnetz. Wenn nun verschiedene Aufbauten von Fahrzeugen betrachtet werden, so lässt sich feststellen, dass aus Platz- oder Umgebungsgründen die Systeme vielfach auch verteilt aufgebaut werden. Aus diesem Grund wird mithilfe der Simulation untersucht, wie sich die DM-Impedanz verändert, wenn der dominierende Wechselrichter von den anderen Komponenten weiter entfernt platziert wird. Bild 6.18 zeigt die Impedanzkurve für die Standardkabellänge von 74cm sowie den vierfachen Abstand, was einer Kabellänge von 2,96m entspricht. Diese Längen sind in einem Kraftfahrzeug ohne weiteres möglich. Wie aus Bild 6.18 ersichtlich, verschiebt sich die Impedanzkurve des Systems etwas aufgrund der zusätzlichen Induktivität. Neue Resonanzen treten allerdings nicht auf. Das bedeutet, dass der 3-Phasen Wechselrichter trotz des verlängerten Kabels dominiert und die Parallelresonanz von DC/DC-Wandler und EKMV nach wie vor ausgleicht.

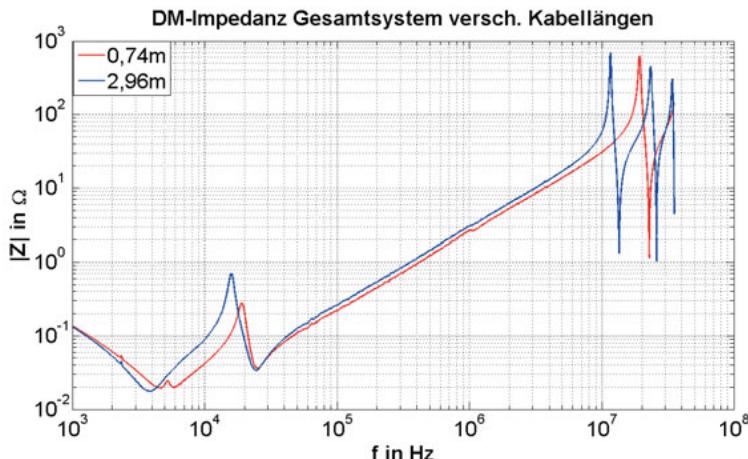


Bild 6.18: Simulation mit verschiedenen Leitungslängen aus Sicht der Batterie

Um den Einfluss der Batterie zu betrachten, wird nun die Batterie durch eine Ersatzbox mit gleicher Impedanz ersetzt. Dadurch kann auf die Verwendung eines DC-Blocks verzichtet werden, was den Frequenzbereich der Messung einschränken würde. Das System wird aus Sicht des EKMVs gemessen und simuliert. Die ermittelte Impedanz ist zur Auslegung einer Komponente relevant. Während die Impedanz der Batterie, wie in Kap. 4 gezeigt, von der Konstruktion und den Zellen abhängt und schwer zu beeinflussen ist, kann der Eingangsfilter einer Komponente an die Bedürfnisse angepasst werden. Die Nachbildung der Batterie (Bild 6.19) deckt den Frequenzbereich von 1kHz bis 10MHz ab.

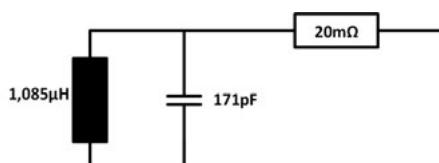


Bild 6.19: Nachbildung der HV-Batterie

Das Simulationsergebnis in Bild 6.20 zeigt ebenfalls eine gute Übereinstimmung. Es ist deutlich zu sehen, dass aus Sicht dieser Komponente die Reihenresonanz bei 4kHz nahezu verschwunden ist.

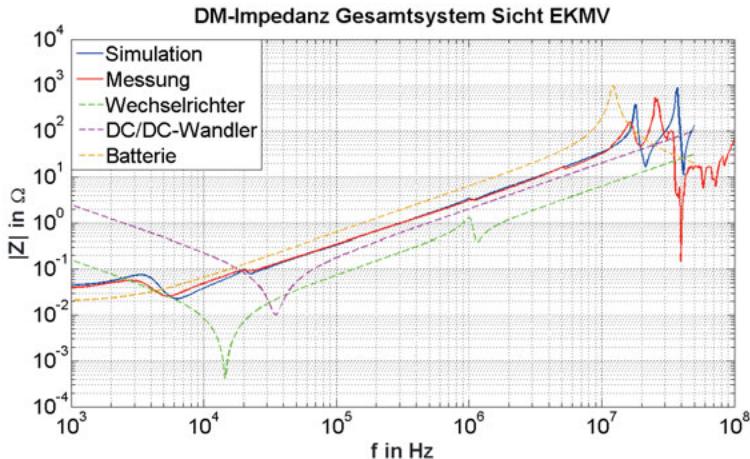


Bild 6.20: Vergleich der Einzelimpedanzen mit DM-Systemimpedanz (Sicht EKMV)

Bild 6.21 verdeutlicht nochmals den Unterschied der beiden Messungen.

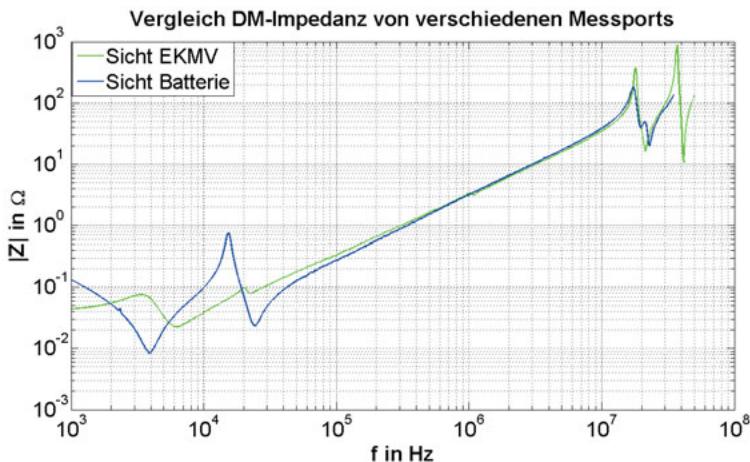


Bild 6.21: Vergleich DM-Systemimpedanz Sicht Batterie bzw. EKMV (Simulation)

Es ist zu erkennen, dass die grüne Kurve kaum noch kapazitive Anteile enthält. Die Induktivität der Batterie zusammen mit ihrem niedrigen ohmschen Widerstand bietet einen niederimpedanteren Pfad als die Leistungselektronik. Die  $1\mu\text{H}$  der Batterie zusammen mit dem ohmschen Anteil haben bei  $1\text{kHz}$  eine Impedanz von  $25\text{m}\Omega$ , wohingegen der Zwischenkreiskondensator des 3-Phasen Wechselrichters mit  $1\text{mF}$  noch eine Impedanz von  $160\text{m}\Omega$  hat. Da die Kabelstrecken nahezu gleich sind

verändert dies die Verhältnisse nicht. Ist die Verbindung zur Batterie jedoch erheblich länger, so wirkt sich die Zwischenkreiskapazität des Wechselrichters stärker aus. Dieses Ergebnis lässt einen Rückschluss auf den Störpfad zu. Die Batterie bietet für viele Frequenzen einen niederimpedanteren Pfad als die große Zwischenkreiskapazität des 3-Phasen Wechselrichters. Da die Batterieimpedanz aber nicht aus einem konzentrierten Filter besteht, sondern durch die Gesamtstruktur entsteht, wird nur ein Teil der Zellen von dem Störstrom erreicht. Der dadurch entstehende Spannungsunterschied zwischen gestörten Zellen und nicht betroffenen, kann bei der Zellüberwachung zu Fehlmessungen führen.

### Common Mode

Der Common Mode ist prinzipiell durch höhere Impedanzen geprägt, da zum einen die Y-Kondensatoren eine erheblich kleinere Kapazität als die des Zwischenkreiskondensators haben, zum anderen besitzen die meisten Komponenten stromkompensierte Drosseln, die in diesem Modus wirksam sind. Die entsprechende Systemimpedanz ist in Bild 6.22 dargestellt. Bei 1MHz wird durch das Zusammenwirken der Komponenten eine ausgeprägte Reihenresonanz erzeugt, die zu Stromüberhöhungen führen kann. Die weitere Untersuchung der Impedanzkurve des Gesamtsystems zeigt im Frequenzbereich bis 10MHz ebenfalls eine zusätzliche Parallelresonanz bei ca. 5MHz sowie eine Reihenresonanz bei 7MHz. Diese Resonanzen werden vom Leistungsumrichter zusammen mit dem zugehörigen Kabelsatz erzeugt. Dieser Umstand wurde in Kap. 6.1 gezeigt.

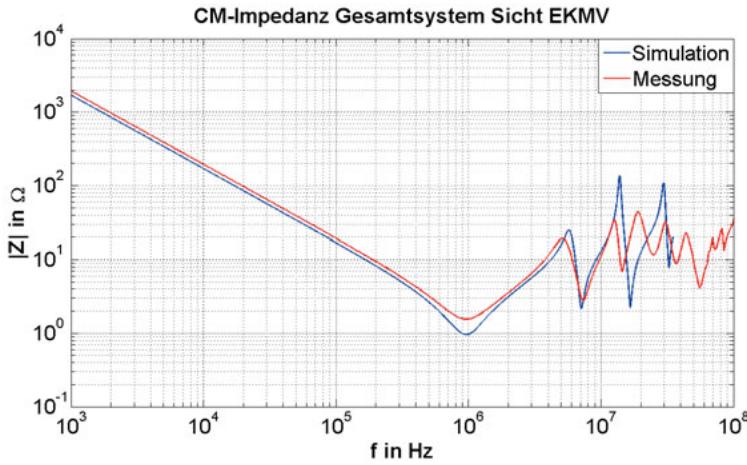


Bild 6.22: Vergleich Messung und Simulation der CM-Systemimpedanz Sicht EK MV

## 6.5 Interpretation der Messergebnisse

In den vorangegangenen Kapiteln wurde aufgezeigt, wie sich die Impedanzkurven der Einzelkomponenten bzw. von Sub- oder Gesamtsystemen zusammensetzen. Mit dem bisherigen Vorgehen lassen sich die Parallel- und Reihenresonanzen identifizieren. In diesem Abschnitt wird dargestellt, was diese Resonanzpunkte aussagen und für welche Fälle sie beachtet werden müssen bzw. wann ihr Auftreten weniger relevant ist. Resonanzen sind immer dann problematisch, wenn sie angeregt werden, d.h. wenn die Taktfrequenz eines Umrichters bzw. Oberwellen davon dieselbe Frequenz haben. Bei der Anregung ist des Weiteren entscheidend, ob die Störquelle eher Stromquellen- oder Spannungs-quellenverhalten aufweist. Wie in [27] ausgeführt, lassen sich die Störeigenschaften eines Umrichters im Gleichtakt eher als Spannungsquelle darstellen, während im Gegentakt das Verhalten mit einer Stromquelle nachgebildet werden kann. Anhand der in Kap. 6.3 vorgestellten Kombination von EKMV-DC/DC-Wandler, soll die Gegentaktproblematik hier verdeutlicht werden. Um die Systemwirkung nochmals zu untersuchen, wird eine Störanregung in die bereits zuvor untersuchten Kombinationen von außen eingespeist (Bild 6.23).

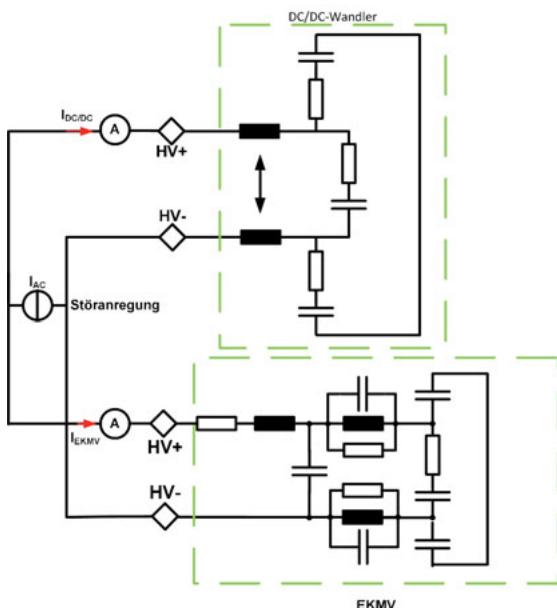


Bild 6.23: Externe Störanregung der Komponentenkombination

Dies entspricht z.B. der Störanregung durch den 3-Phasen Wechselrichter. Dazu wird ein konstantes Spektrum mit 1V bzw. 1A Amplitude verwendet. Aufgrund der hohen Spannungen und Ströme, die im HV-Bordnetz üblich sind, stellen Störungen dieser Größenordnung einen realistischen Fall dar. Wie Bild 6.24 zeigt, kommt es bei einem konstanten Eingangsstrom zu Stromüberhöhungen zwischen den Komponenten, wenn die Energie vom EK MV zum DC/DC-Wandler pendelt.

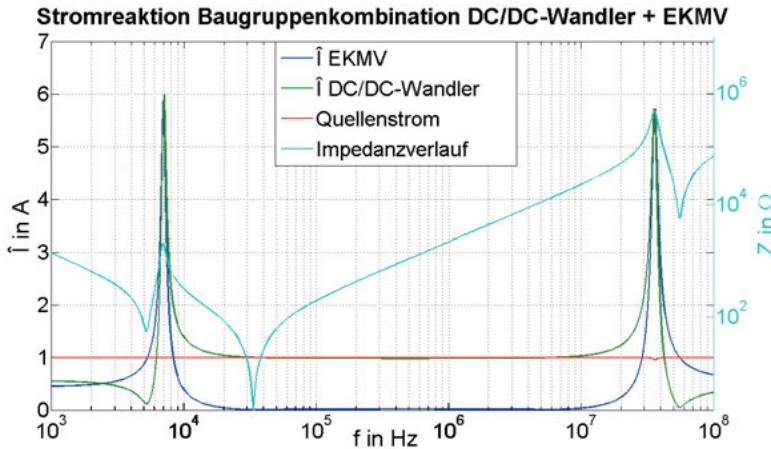


Bild 6.24: Stromreaktion der Baugruppenkombination bei Anregung durch ext. Störer

Am Eingang der Gesamtschaltung wird diese Stromüberhöhung auch als Spannungsüberhöhung sichtbar. Der hohe Schwingstrom führt zum einen zu Erwärmungen innerhalb der Komponente und stresst dort bestimmte Bauteile, die ggf. früher ausfallen. Zum anderen hat der hohe Strom durch die Leitung auch ein erhöhtes Feld zur Folge, das entsprechend überkoppeln kann. Bild 6.25 zeigt die Belastung der Zwischenkreiskondensatoren der Komponenten.

Es ist deutlich ersichtlich, dass der Kondensator des DC/DC-Wandlers bzw. des EK MVs im Bereich der neu entstandenen Parallelresonanz stark belastet wird. Dieser hohe Strom kann zur Erwärmung und frühzeitigem Ausfall des Kondensators führen. Des Weiteren können solche Strompeaks die Regelung einer Komponente stören.

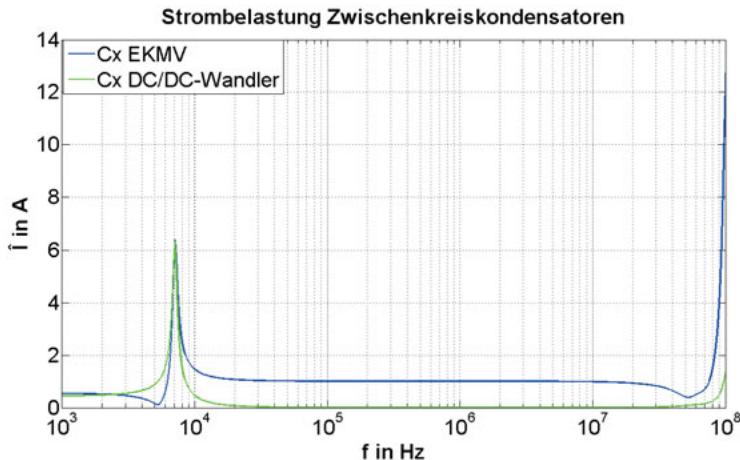


Bild 6.25: Belastung Zwischenkreiskondensatoren

Als zweite Variante wurde die Kombination hinsichtlich einer Störanregung innerhalb des DC/DC-Wandlers untersucht. Dazu wurde die Störquelle mit 1A in den DC/DC-Wandler verlegt.

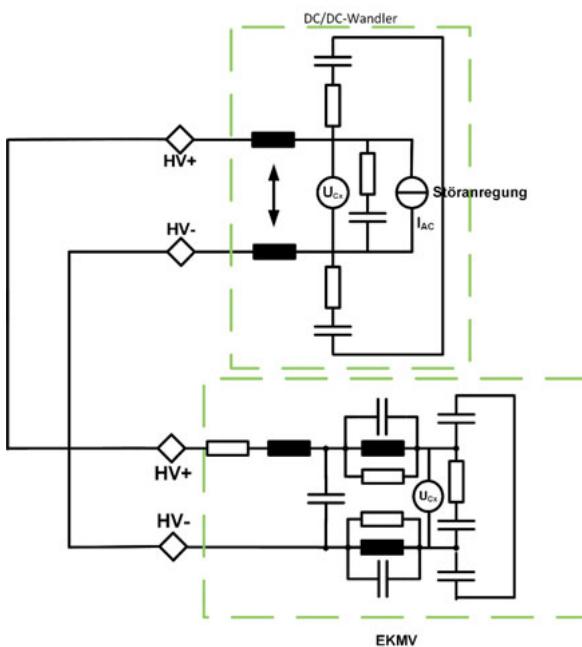


Bild 6.26: Anregung Kombination aus DC/DC-Wandler

Bild 6.27 zeigt die Stromreaktion bei Anregung mit 1A. Es ist ersichtlich, dass es bei der Parallelresonanz zu einer Spannungsüberhöhung an den Zwischenkreiskondensatoren beider Komponenten kommen kann.

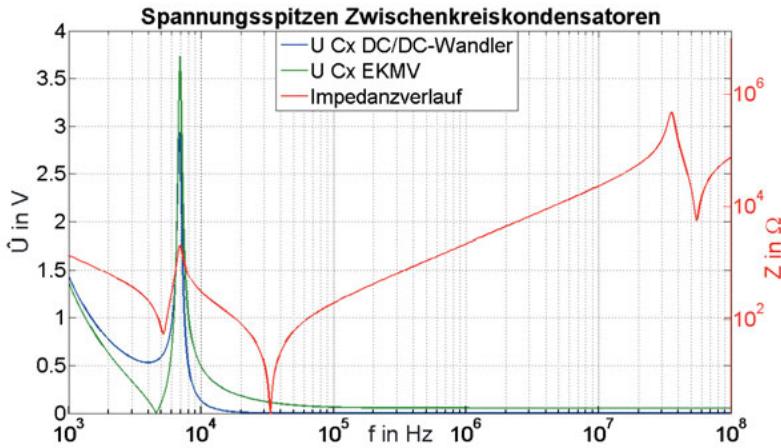


Bild 6.27: Spannung an X-Kondensatoren bei DM-Anregung aus DC/DC-Wandler

Im Vergleich zu den zuvor untersuchten Gegentaktstörungen, stellen bei Gleichtaktstörungen Reihenresonanzen das größere Problem dar. Aufgrund ihres Spannungsquellenverhaltens kommt es hier zu einer erhöhten Stromaufnahme der Komponenten im Resonanzfall. Die Resonanz kann über den Pfad der Y-Kondensatoren von Komponente zu Komponente gebildet werden. Durch die erhöhte Stromaufnahme kann es zur Sättigung von Drosseln kommen sowie bei höheren Frequenzen zu einer verstärkten Abstrahlung durch das Kabel.

## 6.6 Einflussfaktoren und Vereinfachungen

In Kap. 5 wurde sehr detailliert auf die Modellierung der HV-Kabel eingegangen. In Abschnitt 6.1 wurde die Auswirkung der Kabel auf die Impedanz der Komponenten gezeigt. In Kap. 5 wurde dargestellt, dass die ermittelten Induktivitäten und Kapazitäten einer gewissen Streuung aufgrund fertigungstechnischer Schwankungen unterliegen.

Ein weiterer, nicht zu unterschätzender Einfluss stellt die Messadaption dar. Die Kontaktierung des Systems muss ebenfalls modelliert werden, da deren Induktivität

und Dämpfung sich bereits im kHz Bereich bemerkbar macht, wie Bild 6.28 zeigt. Dieser Einfluss, wie auch der des Verteilers, der ebenfalls modelliert werden muss, lässt sich nur mittels Messdaten in die Simulation integrieren. Die Alternative der Umsetzung durch eine FEM-Simulation ist hier viel zu zeitaufwendig und aufgrund fehlender Daten auch mit zu großen Ungenauigkeiten behaftet. Innerhalb des Verteilers werden die Adern auf Leiterbahnen aus Kupfer geführt, die einen anderen Abstand aufweisen als die Kabeladern. Zudem sind häufig Sicherungen darin verbaut, so dass die Leiterbahnen nicht gerade durch den Verteiler geführt werden. Dies führt zu längeren Strompfaden und hat mehr Induktivität zur Folge. Aus Sicherheitsgründen werden die Verteiler mit Harz vergossen, wodurch sich zusätzlich die kapazitive Verkopplung ändert, da die Vergussmasse ein  $\epsilon_r$  aufweist. Ein Entfall des Verteilers ist aufgrund der relevanten Auswirkungen im vorliegenden Fall nicht sinnvoll, wie Bild 6.28 zeigt. Generell ist eine simulative Implementierung von Adapters, Verteilerboxen oder ähnlichen Leitungsunterbrechern sinnvoll, sobald diese eine, im Vergleich zum Kabel, nennenswerte Induktivität oder Kapazität aufweisen.

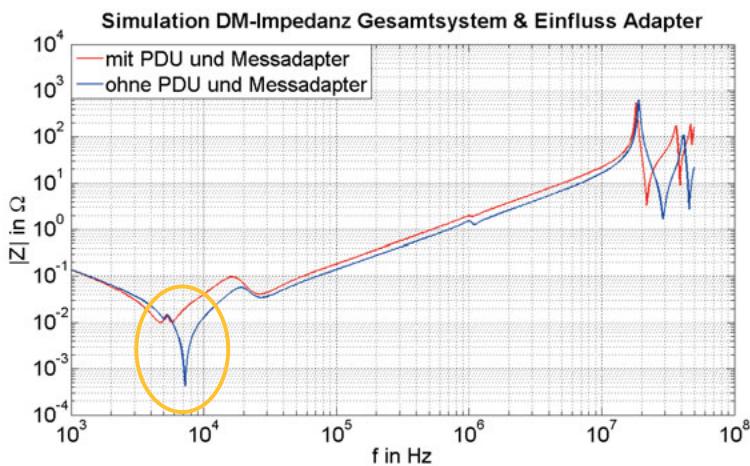


Bild 6.28: Auswirkung Messadapter und Verteilerbox auf DM-Impedanz (Simulation)

Wie zu erkennen ist, wird durch die erhöhte Induktivität sowie die parasitären Verluste der PDU und der Adapterbox eine Reihenresonanz gedämpft. Zusätzlich verschiebt die erhöhte Induktivität, wie zu erwarten, die Parallelresonanz bei 20kHz.

Dies bedeutet, dass die Impedanzen von Verteilern oder anderen eingefügten Boxen bereits für den kHz Bereich betrachtet werden müssen und nicht erst im MHz Bereich Auswirkungen haben.

In diesem Kapitel wurde erläutert, wie aus den Einzelmodellen das Gesamtsystem entsteht und durch die Simulation die Interaktionen der Einzelimpedanzen ermittelt werden. Des Weiteren wurde die Auswirkung von Resonanzen im System dargestellt. Ausgehend von der theoretischen Anregung in diesem Kapitel soll nun ein Weg aufgezeigt werden, wie das Anregungsspektrum der Komponenten ermittelt werden kann, um mit diesem realen Systemspektrum das Impedanzmodell anzuregen.

## 7 Störquellenmodellierung

### 7.1 Einführung

In Kap. 6.5 wurde ein Impedanzmodell mit einer idealen Quelle angeregt. Um diese Anregung realistischer zu gestalten, wird in diesem Kapitel eine Methode erarbeitet, die das reale Störspektrum eines Umrichters im HV-Bordnetz nachbildet und in die Simulation integriert. Die zuvor erstellten Impedanzmodelle der Leistungsbaugruppen werden mit dem Störquellenmodell zu einem aktiven Störquellenmodell verbunden. Damit lässt sich zum einen die Anregung möglicher Systemresonanzen prüfen, zum anderen ermöglicht das erweiterte Modell die Berechnung des Störspektrums ( $U_{Stör}$ ) an einer Komponente (Umrichter 2), das durch einen anderen Wandler (Umrichter 1) im System erzeugt wird (Bild 7.1).

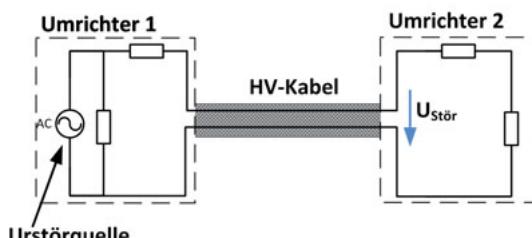


Bild 7.1: Exemplarischer Aufbau Quelle/Senke

Für die Messung, Modellierung und Simulation des Störspektums stehen verschiedene Ansätze zur Verfügung. In [28] und [47] wird dabei der Ansatz verfolgt, das Spektrum anhand des Ein-/Ausschaltverhaltens der Halbleiter zu simulieren. Dazu muss das zeitliche Schaltverhalten dieser Schalter bekannt sein, was auf Systemebene meist nicht der Fall ist. Statt dessen bietet sich die systemorientierende Identifikation der Störquelle, wie in [31] dargestellt, an. Dieses Verfahren wird in verschiedenen Ausarbeitungen, wie in [29] und [33] ähnlich angesetzt. Die Verfahren basieren auf der Messung der Störspannung bzw. des Störstromes bei unterschiedlichen Belastungen. Wie bei der Ersatzquellenmodellierung von DC-Quellen wird dazu beispielsweise einmal im Leerlauf und einmal im Kurzschluss oder Lastfall gemessen. Ziel ist es, eine Art Urstörquelle zu berechnen. In den bisherigen Untersuchungen, wie [29], [31], [48] und weiteren, wird die Störquelle ohne Filter vermessen und nur der Bereich  $>150\text{kHz}$  untersucht. Für die Vermessung wird in [48] jeweils ein Pol auf Masse gelegt. Aufgrund der wesentlich höheren Betriebsspannung und der Isolationsüberwachung ist dieser Zustand im HV-Bereich nicht realisierbar. Auch die Messung ohne Filter der Komponente ist nicht darstellbar. Aus diesem Grund wurde eine alternative Messmethode hinsichtlich ihrer Gleichwertigkeit geprüft. Statt Leerlauf und Kurzschluss werden verschiedene bekannte Lasten an die Störquelle angeschlossen und das jeweilige Spektrum aufgezeichnet. Um die Umrechnung und Aufzeichnung möglichst einfach zu gestalten, wurde dazu eine adaptierte LISN (Line Impedance Stabilisation Network) verwendet, die unabhängig von der speisenden HV-DC-Quelle eine konstante Belastung der Störquelle ermöglicht. Ausgangspunkt der für die dazu notwendige Entkopplung des Störers von der speisenden Quelle ist die Standard LISN nach CISPR 16 (Comité international spécial des perturbations radioélectriques), die durch eine Modifizierung für einen Bereich bis auf ca. 10kHz erweitert wird und die mit variablen Lastwiderständen ausgestattet werden kann.

Die Komponenten, die in dieser Arbeit untersucht werden, besitzen bereits einen optimierten Filter, so dass die reine Störquelle der IGBTs nicht direkt vermessen werden kann. Dies ist der entscheidende Unterschied zu den bisherigen Untersuchungen. Zur Modellierung des Störquellenmodells stehen nur die Informationen zur Verfügung, die sich über eine Messung am HV-Eingang ermitteln lassen. Der untersuchte Frequenzbereich der Störungen liegt dabei zwischen

10kHz und 1MHz. Dieser Bereich wurde gewählt, um die in 6.4 dargestellten Systemresonanzen auf Anregung zu untersuchen. Für die Untersuchung wird der DC/DC-Wandler aufgrund seiner guten Leistungssteuerbarkeit sowie nicht vorhandener Anlaufspitzen verwendet. Ausgangspunkt der Messung und Modellierung ist eine Betrachtung der DM-Störungen als Stromquelle, wie auch in [27] dargelegt. Die Störquelle sowie die angeschlossene Last sind in Bild 7.2 gezeigt. Der nicht direkt messbare Störstrom  $I_{Stör}$  kann anhand Formel (7.1) berechnet werden.

$$I_{Stör} = \frac{Z_{Last} + Z_L}{Z_C} * I_{Last} + I_{Last} \quad (7.1)$$

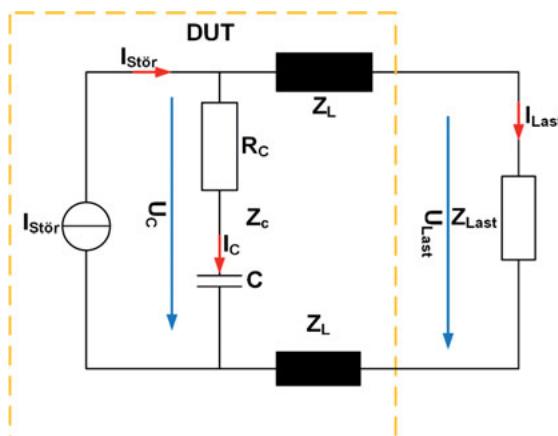


Bild 7.2: Ersatzschaltbild

## 7.2 Versuchsaufbau und Einflussfaktoren

Der hier verfolgte Ansatz besteht darin, den Messaufbau so zu gestalten, dass die zu betrachtenden Störungen durch einen niederimpedanten Messpfad geleitet werden, während alle weiteren Pfade im Vergleich dazu eine wesentlich höhere Impedanz aufweisen. Dieses Vorgehen hat zum einen den Vorteil, dass das interessierende Frequenzspektrum nicht aus mehreren Messungen errechnet werden muss, zum anderen können parasitäre Pfade, deren Spektrum nicht erfasst wird, minimiert oder gar ausgeschlossen werden. Das zu untersuchende Spektrum sieht stets eine konstante und bekannte Belastung, was für die Rückrechnung auf

das „Urstörspektrum“ hilfreich ist. Die Ausgangsversion der LISN ist für den Frequenzbereich 150kHz-30MHz ausgelegt. Dieser Bereich soll auf 10kHz erweitert werden, da dies die Taktfrequenz der meisten Umrichter darstellt. Bild 7.3 zeigt den Ausgangszustand der LISN.

Bei der Adaption der NNB soll nun der Pfad durch das Messgerät im Frequenzbereich 10kHz-1MHz so niederimpedant gestaltet werden, dass der Pfad durch die auf der Netzseite angeschlossene Batterie für diesen Frequenzbereich keinen attraktiven Parallelpfad darstellt. Dabei wird die in Kap. 4.3 vorgestellte 0,8kWh Batterie und deren Innenimpedanz für diese Untersuchung zugrunde gelegt.

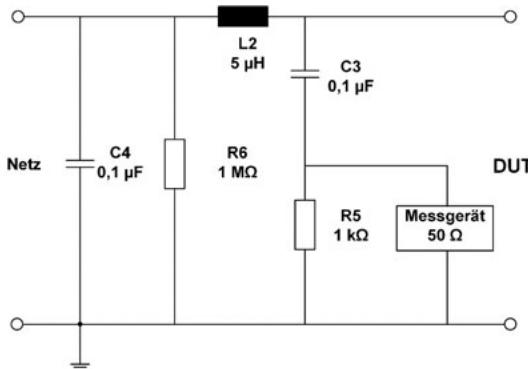


Bild 7.3: Standard LISN

Die Abkopplung des Batteriepfades für den niedrigen Frequenzbereich wird durch zwei Maßnahmen erreicht.

1. Senkung der Impedanz durch den Lastpfad C3, R5 durch Vergrößerung des Kondensators C3 auf 1,1μF, wobei auf eine induktivitätsarme Kontaktierung geachtet werden muss.
2. Erhöhung der Impedanz in Richtung Quelle durch Vergrößerung der Induktivität L2 auf 1mH bzw. Einbringung einer zusätzlichen Induktivität.

Die Wirksamkeit der Maßnahme und deren Optimierung werden zuerst mittels Simulation untersucht. Ziel der Adaption ist eine konstante Belastung der Störquelle zu erreichen, die mittels verschiedener Messwiderstände variiert werden kann. In Bild 7.4 ist der Aufbau der Adaption dargestellt. Die Belastung des DUTs wird durch die Parallelschaltung des 1kΩ mit dem 50Ω Widerstand des Messgerätes erreicht.

Für andere Belastungen wird ein Widerstand in Reihe oder parallel zum Messgerät geschaltet. Dafür werden sogenannte Feedthrough Widerstände mit  $50\Omega$  oder weniger im BNC Gehäuse eingesetzt.

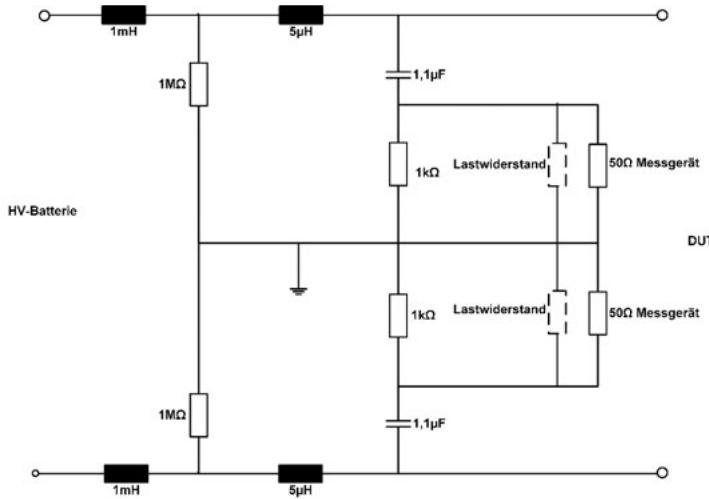


Bild 7.4: Schaltbild der adaptierten NNB

Die Ergebnisse der Simulation in Bild 7.5 zeigen, dass die konstante Belastung der Störquelle ab 20kHz möglich ist, bei kleineren Frequenzen sinkt sie aufgrund der Parallelschaltungen ab. Dieser Umstand wird für die Messungen akzeptiert.

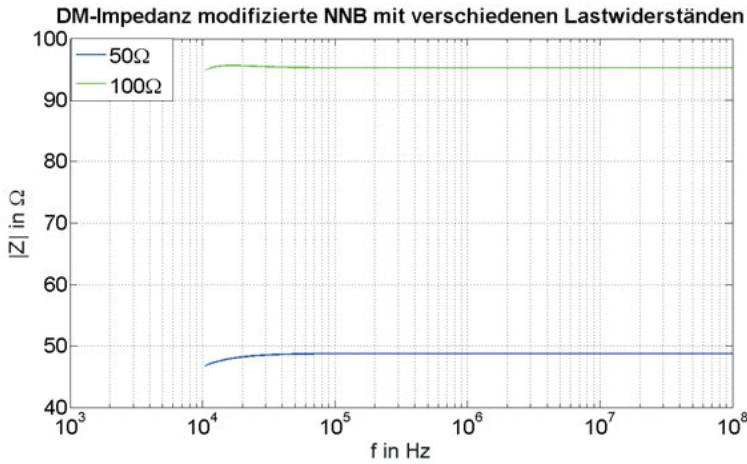


Bild 7.5: Impedanzsimulation der adaptierten LISN

Um das Störspektrum des DUTs zu vermessen, werden zwei modifizierte NNB, die notwendige Spannungsversorgung sowie Last- und Messeinrichtung, wie in Bild 7.7 dargestellt, aufgebaut. Die Induktivitäten mit  $1\text{mH}$  sind dabei, wie gezeichnet aus Platzgründen außerhalb der NNB untergebracht.

Um die Differential Mode Spannung direkt zu messen, wird ein sogenannter BALUN verwendet. Dabei handelt es sich um eine Art Transformator mit drei Wicklungen. Auf der Eingangsseite befinden sich zwei gegensinnige Wicklungen, auf der Ausgangsseite eine Wicklung. Die  $180^\circ$  Drehung auf der Eingangsseite sorgt für eine Differenzbildung der beiden Spannungen. Durch diesen Aufbau ist eine direkte Messung der DM-Spannung möglich. Bei der vorliegenden Messung wird ein BALUN der Fa. Prodyn Typ BIB-180E verwendet.

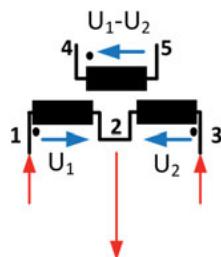


Bild 7.6: Aufbau Balun

Vor der Messung wird der Prüfaufbau nochmals hinsichtlich der konstanten Belastungsmöglichkeit über der Frequenz mithilfe des Impedance Analysers geprüft, der anstelle des in Bild 7.7 eingezeichneten DC/DC-Wandlers angeschlossen wird. Die dabei ermittelte Impedanzkurve ist in Bild 7.8 dargestellt.

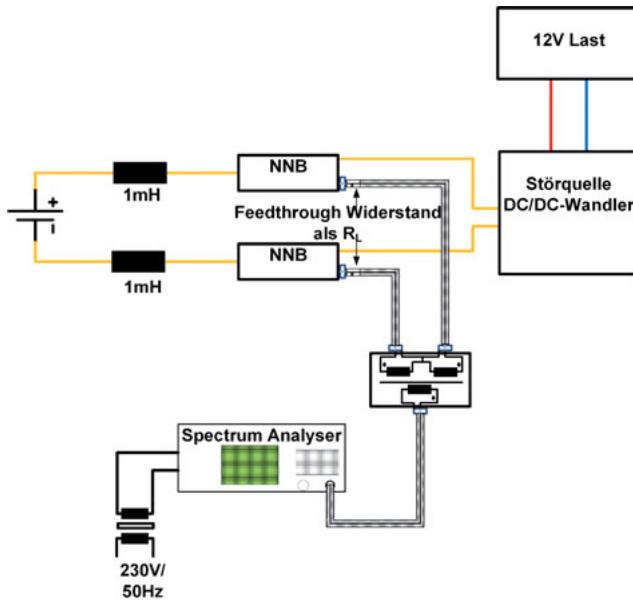


Bild 7.7: Schematischer Aufbau Störmessung

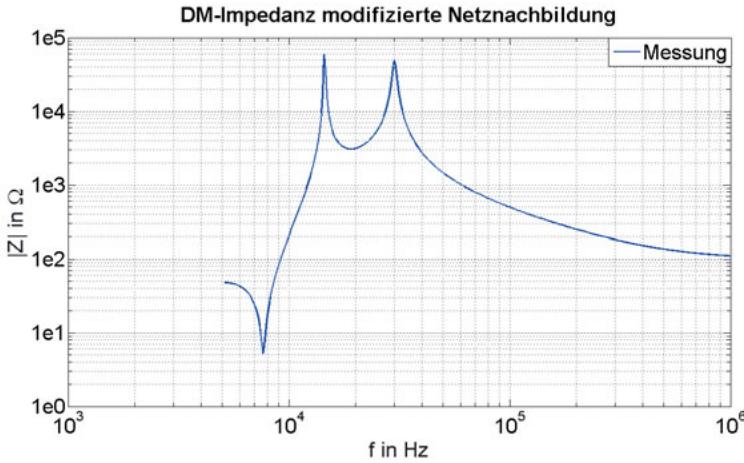


Bild 7.8: Einfluss Massebezug

Die Resonanzen, wie sie in Bild 7.9 (rote Kurve) auftauchen, hängen von der Länge der Netzkabel der Messgeräte sowie deren Y-Kondensatoren ab, da sich über den Schutzleiter der Messgeräte sowie die Kondensatoren eine Masseschleife bildet.

Ein längeres Anschlusskabel sorgt für gedämpfte Resonanzen, wie Bild 7.9 zeigt. Der Einfluss lässt sich nur durch die Auf trennung der Masseschleife mithilfe eines Trenntransformators vermeiden. Es muss jedoch sichergestellt werden, dass dadurch kein gefährliches Potential am Gehäuse der Messgeräte entsteht.

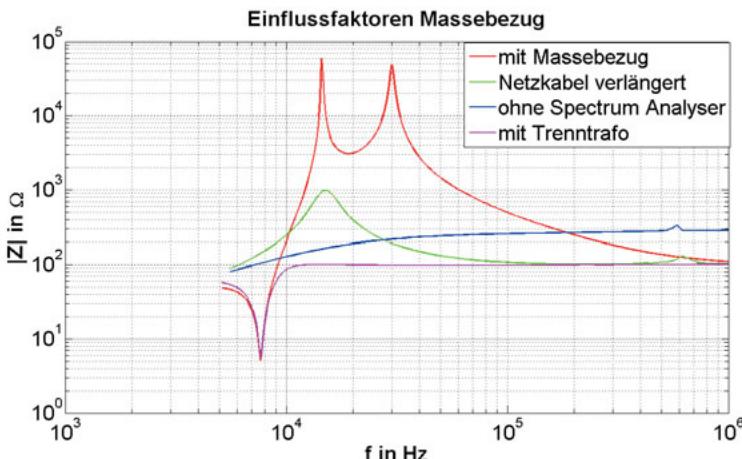


Bild 7.9: Ursache und Einflüsse Masseschleife

Ein weiterer Faktor, der bei der Messung zu beachten ist, stellt die Notwendigkeit der konstanten Belastung auf der Lastseite dar, um ein konstantes und reproduzierbares Störspektrum zu erzeugen. Aus diesem Grund wird die Last in Form einer 12V Batterie mittels eines zuschaltbaren Lastwiderstands auf einem Spannungswert von 12V +/-0,2V gehalten. Die Regelung des Wandlers ist so konfiguriert, dass sie ein bestimmtes Spannungsniveau stellt. Somit steigt die Leistungsabgabe des Wandlers bei sinkender Batteriespannung, was eine Erhöhung des Störpegels zur Folge hat.

### 7.3 Messergebnisse

Ausgehend vom Schalttakt des Wandlers von 100kHz wird die Bandbreite der Messung zwischen 100kHz-1MHz ausgewählt, da im Frequenzbereich <10kHz keine Störungen oberhalb des Rauschteppichs messbar sind. Der DC/DC-Wandler wird während des Versuches auf der HV-Seite mithilfe verschiedener Feedthrough Widerstände an der NNB belastet (Bild 7.7), um die Aussagefähigkeit und

Reproduzierbarkeit der Rückrechnung auf die „Urstörquelle“ unter verschiedenen Bedingungen zu beurteilen. Die DC-Last auf der 12V Seite bleibt hingegen konstant. Für jede der verschiedenen HV-Belastungen der „Störquelle“ im DC/DC-Wandler wird die „Urstörquelle“ anhand der Formel (7.1) berechnet. Die erzielten Ergebnisse werden anschließend hinsichtlich ihrer Abweichung untereinander verglichen. Um einen guten Störabstand zu erreichen, wird der Wandler mit möglichst hoher Leistung, hier  $1/3 P_{max}$ , betrieben. Bild 7.10 zeigt die gemessene Störspannung an den Lastwiderständen. Diese wurden von  $100\Omega$  ausgehend (Innenwiderstand BALUN), durch Parallelschalten von  $50\Omega$  Feedthrough Widerständen bis  $25\Omega$  jeweils halbiert. Anschließend werden selbst gebaute Widerstände verwendet, die anhand der E6 Reihe aufgebaut sind. Durch Aufbau und Bauteiltoleranzen lassen sich dabei keine exakten Teilverhältnisse abbilden.

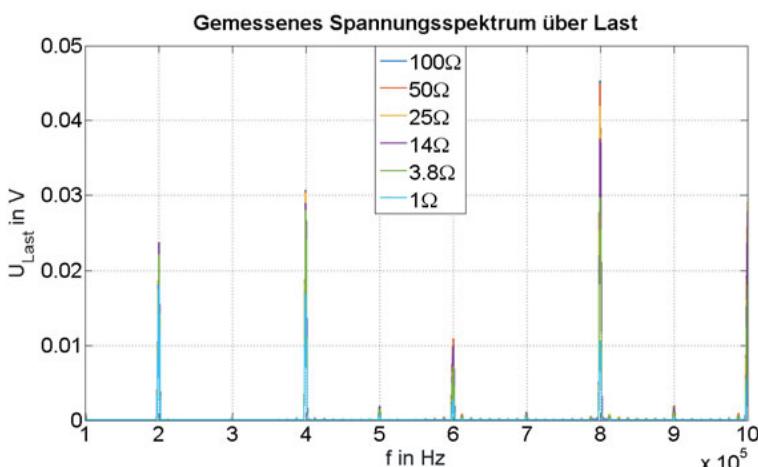


Bild 7.10: Gemessenes Spektrum am Lastwiderstand

In Bild 7.11 ist der Messaufbau sowie die zu berücksichtigenden Impedanzen dargestellt.  $Z_{kabel}$  beinhaltet dabei sowohl das Kabel selbst, als die parasitäre Impedanzen durch die Kontaktierungen. Die Kapazität des Kondensators sowie die Induktivität der Filterdrosseln werden anhand der in Kap. 3 vorgestellten Methode ermittelt. Das zugehörige Impedanzmodell ist im Anhang A.1 nochmals dargestellt. Die Y-Kapazitäten wurden für die hier gezeigte DM-Modellierung nicht berücksichtigt.

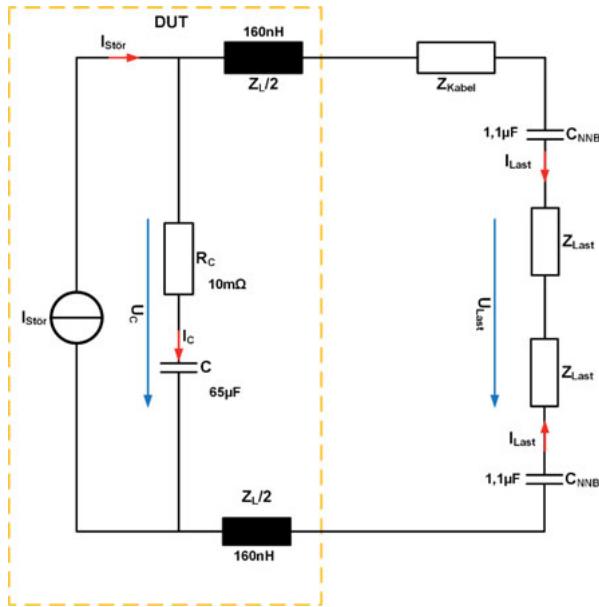


Bild 7.11: Messaufbau zur Aufnahme des Störspektrums

Zuerst wird der Laststrom ermittelt:

$$I_{Last} = \frac{U_{Last}}{Z_{Last}} \quad (7.2)$$

Anschließend erfolgt die Berechnung des Störstroms:

$$I_{Stör} = \frac{Z_{Last} + Z_L + Z_{C_{NNB}} + Z_{Kabel}}{Z_C + R_C} * I_L + I_L \quad (7.3)$$

Bild 7.12 zeigt die anhand von Formel (7.2) und (7.3) berechnete Urstörstromquelle für jede Belastungsmessung sowie den Mittelwert aus allen Messungen. Es fällt auf, dass die errechneten Störströme im Vergleich zur gemessenen Störspannung sehr hoch sind. Dieser Umstand lässt sich dadurch erklären, dass der interne Zwischenkreiskondensator, aufgrund seiner niedrigen Impedanz und guten Anbindung zur Störstromquelle, den weitaus größten Teil des Störstromes wie gewünscht kurzschließt und nur ein Bruchteil an den Ports messbar ist. Für die

Berechnung in Bild 7.12 wird dabei ein nahezu verlustfreier Kondensator angenommen.

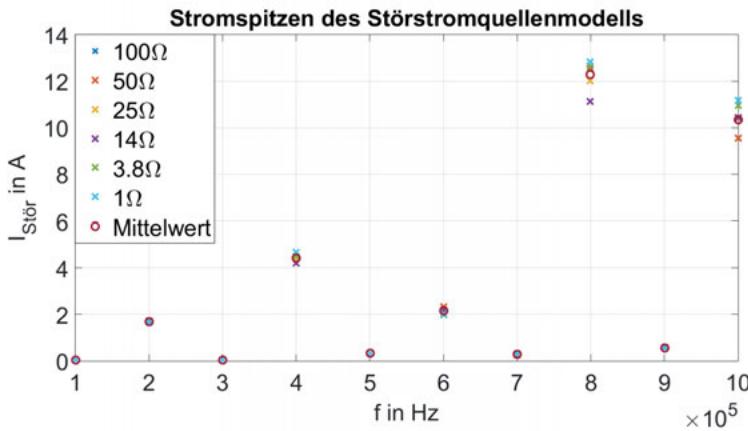


Bild 7.12: Berechnung der Urstörstromquelle anhand verschiedener Belastungen

Um den Einfluss des realen Verhaltens zu untersuchen, wird die Störquelle nochmals unter Berücksichtigung des ESLs (Equivalent Series Inductivity) berechnet, wobei dessen Wert variiert wird. Die Ergebnisse sind in Bild 7.13 dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass die Änderung des ESLs um wenige nH eine merkliche Auswirkung auf die errechnete Störstromquelle hat. Dabei unterscheiden sich die Stromwerte bei den einzelnen Frequenzen unterschiedlich stark, da die einzelnen ESL-C<sub>x</sub>-Kombinationen unterschiedliche Resonanzkurven bilden. Daher lässt sich keine lineare Abhängigkeit oder ähnliches ableiten. Der tatsächliche ESL des Kondensators kann von außen aber nicht ermittelt werden, da bei der Messung am HV-Eingang alle Induktivitäten einfließen. Welcher Anteil bei der DM-Messung dabei auf den Zwischenkreiskondensator entfällt, lässt sich nicht feststellen. Daher wurde für die weitere Berechnung ein Wert von 10nH als realistisch angesehen und verwendet.

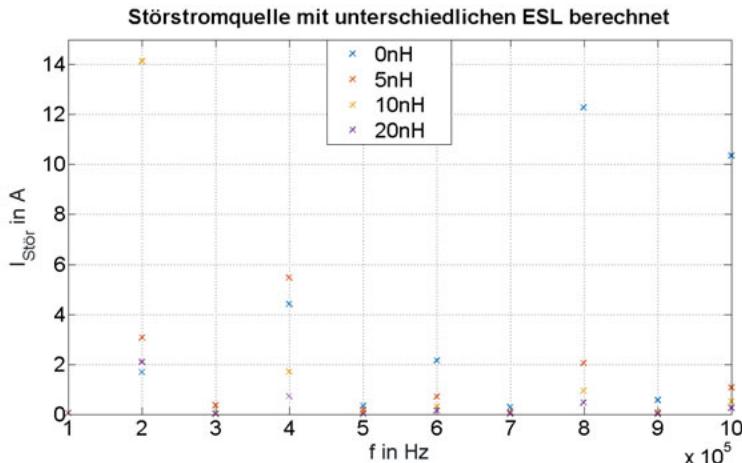


Bild 7.13: Berechnung der Störstromquelle bei variablem ESL

Bild 7.14 zeigt den Aufbau des Ersatzmodells. Der Störstrom  $I_c$  sorgt für eine konstante Störspannung  $U_c$ , da der größte Anteil  $I_{\text{Stör}}$  durch  $C_x$  fließt.

$$I_C \gg I_L \rightarrow U_{Stör} = I_{Stör} \cdot Z_C \sim \text{konst} \quad (7.4)$$

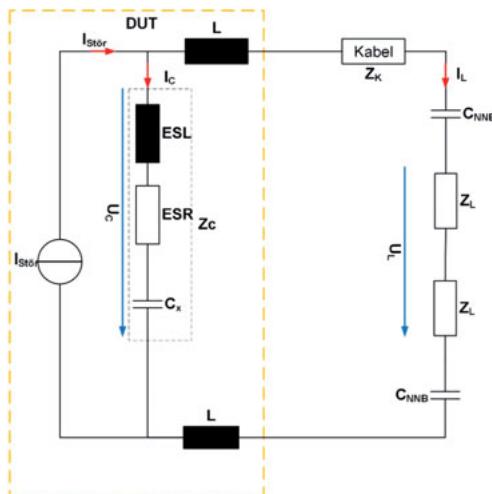


Bild 7.14: Stromverteilung

Solange der Strom durch den Zwischenkreiskondensator um ein Vielfaches größer ist als der Laststrom, kann die Störquelle als Störspannungsquelle angesehen werden. Da der ohmsche Widerstand die Anbindung des Lastwiderstandes sowie der Lastwiderstand selbst die Impedanz  $Z_c$  in den meisten Fällen bei weitem überschreitet, ist Gleichung 7.2. in der Praxis erfüllt. Schwierig wird die Berechnung des Störstromes, wenn in einem Resonanzpunkt die Störströme durch den Zwischenkreiskondensator und das beaufschlagte externe Gerät in dieselbe Größenordnung kommen. Dann ist die beschriebene Methode nur anwendbar, wenn genauere Kenntnisse über den Filterkondensator existieren.

Zwar besteht die Möglichkeit einer reinen Störquellenmodellierung mit einem Ersatzwiderstand, der sich anhand der verschiedenen Belastungssituationen berechnen ließe, jedoch hat das in Bild 7.14 gezeigte Ersatzschaltbild den Vorteil, dass hier jederzeit genauere Informationen über den Zwischenkreiskondensator einfließen können, wenn sie zur Verfügung stehen. Damit lässt sich das Modell weiter verbessern, was mit der vereinfachten Version nicht möglich ist.

Im letzten Schritt soll nun aus der errechneten Störquelle die Störspannung an einem anderen Bordnetzteilnehmer berechnet und anschließend gemessen werden. Für diese Untersuchung wird die bekannte Kombination aus Kap. 6.3 eingesetzt. Es gilt die DM-Störungen, die durch den DC/DC-Wandler am EKMV im Bereich bis 1MHz verursacht werden, zu berechnen und mit entsprechenden Messungen zu vergleichen. Dabei wurden wieder nur die Störpeaks untersucht, die aufgrund des 100kHz-Taktes am stärksten ausgeprägt sind. Zuerst wird die zu erwartende Störspannung am EKMV berechnet. Dies geschieht mit Hilfe der Urstörquelle, die anhand der Messungen mit  $100\Omega$  und  $25\Omega$  Belastung errechnet wird sowie den bekannten Widerständen von Zuleitung, Messaufbau und EKMV. Anschließend wird die am EKMV auftretende Störspannung mit Hilfe des BALUN und einem Blockkondensator zur Unterdrückung der Gleichspannung, wie in Bild 7.15 dargestellt, am HV-Eingang gemessen. Dabei muss auch die Dämpfung des Kondensators auf die zu messenden Störfrequenzen berücksichtigt werden, indem die Kondensatorimpedanz zusammen mit der Impedanz der Adaption bei der Berechnung des Störpegels berücksichtigt wird.

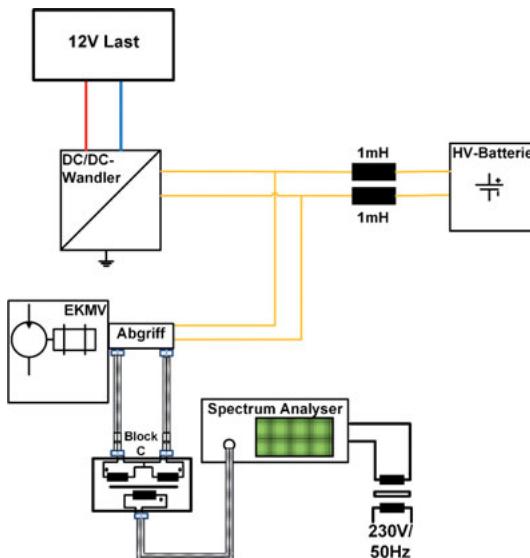


Bild 7.15: Messaufbau zur Messung der Störspannung am EK MV

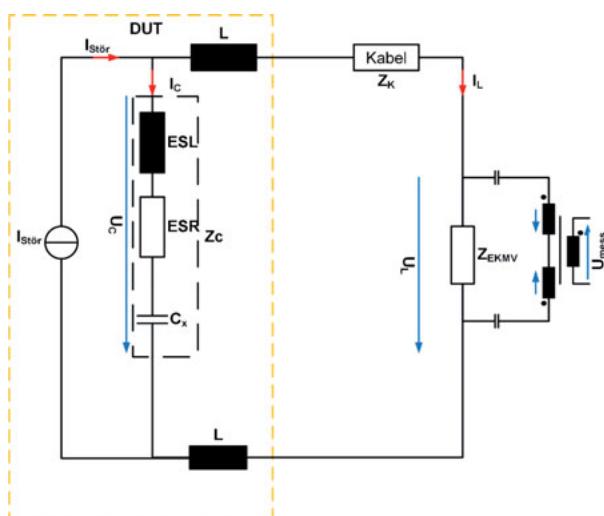


Bild 7.16: Ersatzschaltbild EK MV Störmessung

$$I_L = I_{Stör} * \frac{Z_{ges}}{Z_{Last}} \quad \text{mit } Z_{Last} = Z_F + Z_{Kabel} + Z_{EK MV} || Z_{Messtechnik} \quad (7.5)$$

$$U_L = Z_{EKMV} * I_L \quad (7.6)$$

Wie die Auswertung in Bild 7.17 zeigt, lassen sich anhand der Messungen an einem bekannten Messwiderstand und der daraus ermittelten „Urstörquelle“ die Störungen berechnen, die an einer Komponente mit bekannter Impedanz auftreten, wenn sie mit dem Störer zu einem System verschaltet wird. Für die Simulation wurde für den ESL des Zwischenkreiskondensators im DC/DC-Wandler ein Wert von 10nH verwendet, eine zusätzlich vorgenommene Variation dieses Wertes sowie der Störquelle führte zum selben Ergebnis. Dies ist auch dadurch begründet, dass die Impedanz des beaufschlagten EKMV im gemessenen Frequenzbereich  $>10\Omega$  ist und somit größer als der Zwischenkreiskondensator des Wandlers. Die in (7.4) gezeigte Bedingung ist somit erfüllt.

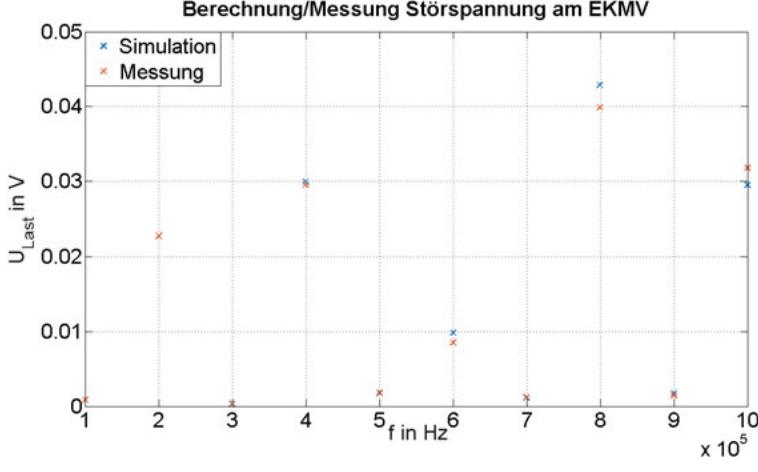


Bild 7.17: Störspannung am EKMV Eingang gerechnet und gemessen

Die Messergebnisse zeigen, dass die vorgestellte Methode geeignet ist, die auftretende Störspannung an einer Komponente anhand von standardisierten Quellennachbildungen zu ermitteln. Damit besteht in der Simulation die Möglichkeit, durch Implementierung der Urstörquelle in das Impedanzmodell aus Kap. 6.4, die auftretende Störspannung an jeder Komponente im HV-Bordnetz zu simulieren.

Ein Problem der Methode ist jedoch, dass nur DUTs mit kleinen Anlaufströmen untersucht werden können. Versuche mit Lastmotoren und Umrichter haben gezeigt, dass der erzeugte Spannungsabfall beim Anlauf zu groß ist, wodurch eine

Unterspannung am DUT entsteht, die zum automatischen Abschalten führt. Die NNB muss daher in Bezug auf diesen Umstand weiter modifiziert werden.

## 7.4 Hinweis zu Common Mode

Die im letzten Abschnitt exemplarisch am Differential Mode dargestellte Vorgehensweise und Messung lässt sich grundsätzlich auch für den Common Mode darstellen. Dabei müssen allerdings einige Abweichungen beachtet werden. Die Spannungsmessung kann nicht mit dem zuvor verwendeten BALUN stattfinden. Stattdessen muss der in 3.2 vorgestellte Power Splitter verwendet werden. Findet die Messung an einem Umrichter statt, so muss als Last auch der entsprechende Motor angeschlossen sein und keine Ersatzlast. Die dargestellte Problematik hinsichtlich ESL beim Kondensator existiert natürlich auch beim CM für die Cy-Kondensatoren.

Im letzten Kapitel wurde eine Möglichkeit aufgezeigt, wie sich die Störquelle eines Umrichters vermessen und modellieren lässt. Dabei wurden die Messmethode und mögliche Probleme besprochen. Anschließend wurde dargestellt, wie die Störquelle modelliert werden kann und wie sich mithilfe dieses Modells die Störung an einer Störsenke simulieren lässt.

## 8 Ausblick

In den vorangegangenen Kapiteln wurde gezeigt, wie aus Messungen und Berechnungen Impedanzmodelle für die einzelnen Bestandteile des Hochvolt-Bordnetzes erstellt werden können. Mit Hilfe dieser Ersatzmodelle wurde dargestellt, wie sich das Gesamtsystem modellieren lässt, um die Einflüsse der einzelnen Bestandteile zu untersuchen sowie die Auswirkung von Komponentenänderungen auf das Gesamtsystem zu betrachten. Durch diesen Ansatz können Systemresonanzen im Voraus berechnet werden und die Auswirkungen von Änderungen im System können vor der Umsetzung abgeschätzt werden. Die vorliegende Arbeit hat aber auch den Einfluss der unterschiedlichen Bauteile beleuchtet und die unkritischen bzw. kritischen Parameter herausgearbeitet. Die Möglichkeit der automatisierten Erstellung von

Ersatzschaltbildern gilt es noch weiter zu untersuchen, um die Erstellung der Modelle zu beschleunigen. Es muss jedoch abgesichert werden, dass die berechneten Bauteile einer realen Komponente oder einem parasitären Effekt zugeordnet werden können, um Änderungen zu verifizieren. Aus diesem Grund müssen vorhandene Algorithmen auf deren Tauglichkeit untersucht und ggf. adaptiert werden.

Im letzten Kapitel wurde eine Möglichkeit zur Modellierung der Störquellen betrachtet. Der Aufbau wurde mit einem DC/DC-Wandler untersucht, der geringe Anlaufströme und eine gute Steuerung ermöglicht. Größere und induktive Lasten lassen sich an dieser Nachbildung nicht betreiben. Der Grund ist der Spannungsabfall an der Eingangsinduktivität der NNB, vor allem bei Stromänderungen, wie dem Anlauf. Durch diesen Spannungsabfall entsteht am DUT eine Unterspannung, die zum Abschalten des Aggregats führt. Daher ist eine weitere Untersuchung notwendig, um die NNB so zu adaptieren, dass auch Messungen an größeren Verbrauchern bis in den kHz Bereich möglich sind. Da sich die Störpeaks sich bei unterschiedlichen Belastungen ändern, ist bei der Messung zudem eine Abschätzung notwendig, bei welchem Betriebspunkt die Störaussendung am größten ist, um so eine worst case Abschätzung für das System zu ermöglichen.

## A Anhang

### A.1 Zusammenfassung der Schaltbilder

Nachstehend sind die Ersatzschaltbilder aller im untersuchten Bordnetz vorhandenen Leistungsumrichter dargestellt. Zumeist wurde jeweils ein Ersatzschaltbild für den Common Mode und eins für den Differential Mode aufgebaut. Da die Systemsimulation für jede Störart sowieso getrennt voneinander durchgeführt wird, stellt diese Situation kein Problem dar. Beim DC/DC-Wandler wurde zu Untersuchungszwecken ein kombiniertes Schaltbild erzeugt. Dies hat bei der Systemsimulation keine Vorteile gebracht.

#### 3 –Phasen Wechselrichter

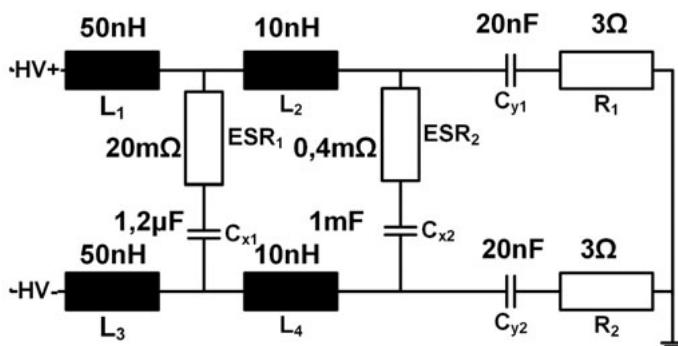


Bild A.1: DM-Ersatzschaltbild

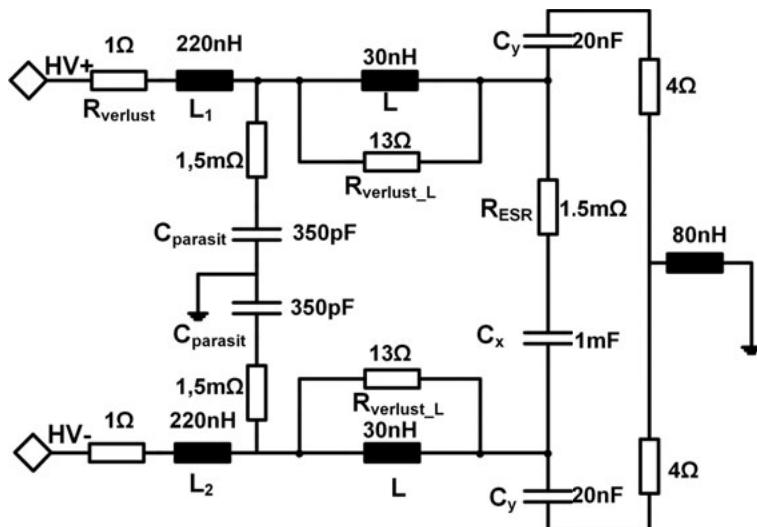


Bild A.2: CM-Ersatzschaltbild

#### DC/DC-Wandler:

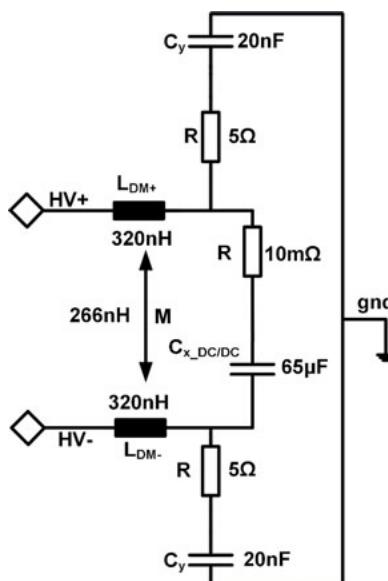


Bild A.3: Kombiniertes CM- und DM-Ersatzschaltbild

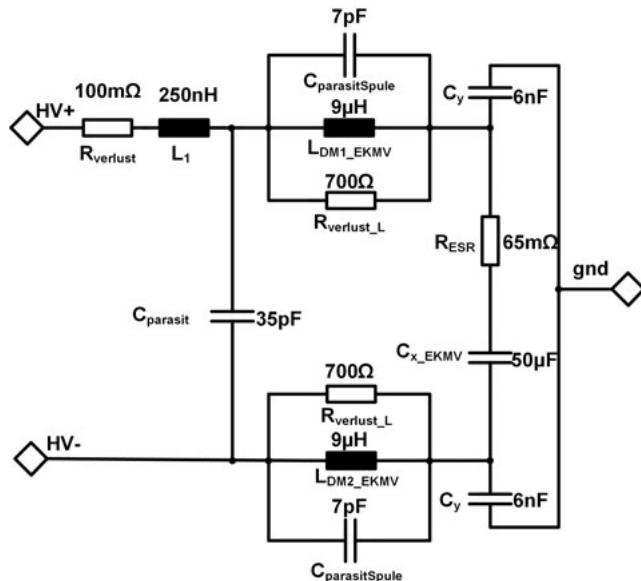
EKMV:

Bild A.4: DM-Ersatzschaltbild

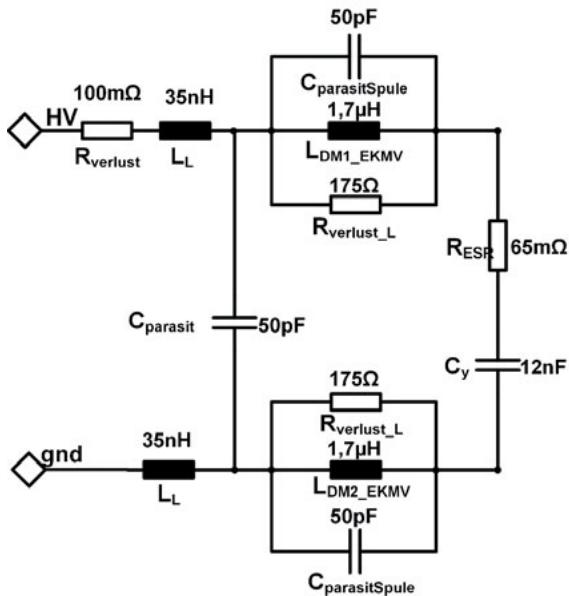


Bild A.5: CM-Ersatzschaltbild

## A.2 Induktivität eines Koaxialkabels

Vgl. [46] Kap E1

Im Koaxialkabel führt der Innenleiter den Strom  $I$ , während der Außenleiter bzw. Schirm den Rückstrom mit demselben Betrag führt. Den Aufbau sowie die verwendeten Dimensionen verdeutlicht Bild A.6.

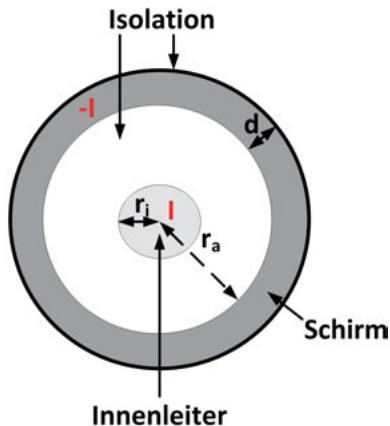


Bild A.6: Struktur Koaxialkabel

Die Gesamtinduktivität des Koaxialkabels ermittelt sich aus der Summe der Einzelinduktivitäten von Innenleiter ( $L_i$ ), Außenleiter ( $L_a$ ) sowie dem Induktivitätsbelag des Zwischenraums ( $L$ ).  $\lambda_x$  beschreibt dabei die monoton abnehmende Induktivitätsfunktion in Abhängigkeit vom Durchmesser bzw. Radius des Leiters und der äquivalenten Leitschichtdicke. Diese lässt sich durch die Besselschen Funktionen darstellen.

$$L_i = \frac{\mu_0}{2\pi} * \lambda_i \left( \frac{r_i}{\delta_i} \right) = -\frac{\mu_0}{2\pi} \operatorname{Re} \frac{J_0(k_i r_i)}{k_i r_i * J_1(k_i r_i)} \quad (\text{A.1})$$

Beim Schirm wird statt des Radius die Dicke des Schirms im Verhältnis zur äquivalenten Leitschichtdicke betrachtet.

$$L_a = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{d}{r_a} \lambda_a \left( \frac{d}{\delta_a} \right) = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{d}{r_a} * \frac{\delta_a}{2d} * \frac{\sinh \frac{2d}{\delta_a} - \sin \frac{2d}{\delta_a}}{\cosh \frac{2d}{\delta_a} - \cos \frac{2d}{\delta_a}} \quad (A.2)$$

Die äquivalente Leitschichtdicke  $\delta$  wird berechnet.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \chi}} \quad (A.3)$$

Mit Kreisfrequenz  $\omega$ ; Permeabilität  $\mu$  und spezifischer Leitfähigkeit  $\chi$

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{r_a}{r_i} \quad (A.4)$$

Die  $\lambda$  Funktionen lassen sich durch die in [40] gezeigten Näherungsfunktionen beschreiben.

$$\lambda_i \left( \frac{r_i}{\delta_i} \right) = \frac{1}{4} \text{ für } r_i \leq 2\delta_i \quad (A.5)$$

$$\lambda_i \left( \frac{r_i}{\delta_i} \right) = \frac{\delta_i}{2r_i} \left( 1 - \frac{3}{16} \left( \frac{\delta_i}{r_i} \right)^2 \dots \right) \text{ für } r_i \geq 2\delta_i \quad (A.6)$$

$$\lambda_a \left( \frac{d}{\delta_a} \right) = \frac{1}{3} \text{ für } d \leq 1,5\delta_a \quad (A.7)$$

$$\lambda_a \left( \frac{d}{\delta_a} \right) = \frac{\delta_a}{2d} \text{ für } d \leq 1,5\delta_a \quad (A.8)$$

Die Gesamtinduktivität ergibt sich dann zu:

$$L_g = L_i + L + L_a \quad (A.9)$$

## Literaturverzeichnis

- [1] HOENE, E. ; SCHOERLE, S.: Einfluss der Wechselwirkung zwischen HV-Komponenten auf die EMV des Fahrzeugs, Bd. 77. In: *Elektromagnetische Verträglichkeit in der Kfz-Technik*.
- [2] REUTER, M. ; TENBOHLEN, S. ; KOHLER, W.: *The Influence of Network Impedance on Conducted Disturbances Within the High-Voltage Traction Harness of Electric Vehicles*. In: *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* 56 (2014), Nr. 1, S. 35–43. URL  
<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=6572810>
- [3] HINGORANI, N. G. ; BURBERRY, M. F.: *Simulation of AC System Impedance in HVDC System Studies*. In: *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on* PAS-89 (1970), Nr. 5, S. 820–828. URL  
<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=4074139>
- [4] HANCHAO, Liu ; SHAH, S. ; JIAN, Sun: An impedance-based approach to HVDC system stability analysis and control development. In: *Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International*, 2014, S. 967–974
- [5] TAN, W. ; CUELLAR, C. ; MARGUERON, X. ; IDIR, N.: Automatic identification of magnetic component equivalent circuits using impedance measurements. In: *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2011 IEEE*, 2011, S. 1–6
- [6] ELZINGA, M. ; VIRGA, K. L. ; PRINCE, J.: *Improved global rational approximation macromodeling algorithm for networks characterized by frequency-sampled data*. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 48 (2000), Nr. 9, S. 1461–1468. URL  
<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=868995>
- [7] PRABHAKARAN, S. ; SULLIVAN, C. R.: Impedance-analyzer measurements of high-frequency power passives: techniques for high power and low impedance, Bd. 2. In: *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2002, S. 1360–1367

- [8] WEBER, S.-P.: *Effizienter Entwurf von EMV-Filtern für leistungselektronische Geräte unter Anwendung der Methode der partiellen Elemente*. Berlin, TU Berlin. Dissertation. 5/2007
- [9] REBOLZ, H.: *Modellierung leitungsgebundener Störgrößen in der Komponenten- und Fahrzeugmessung*. Stuttgart, Universität Stuttgart, Energieübertragung und Hochspannungstechnik. Dissertation. 11/2010
- [10] REUTER, M. ; TENBOHLEN, S. ; KOHLER, W. ; LUDWIG, A.: Impedance analysis of automotive high voltage networks for EMC measurements. In: *EMC Europe 2011 York*, 2011, S. 106–111
- [11] REUTER, M.; R. EIDHER, W. Pfaff (Mitarb.): EMV-Bewertung von Hochvolt-Topologien auf Komponenten-und Systemebene. In: *GMM-Fachbericht 77*.
- [12] REUTER, M. ; TENBOHLEN, S. ; KÖHLER, W.: Einfluss der Batterieimpedanz auf EMV Störgrößen im Hochvoltbordnetz elektrisch angetriebener Kraftfahrzeuge, Bd. 139. In: *Internationaler ETG-Kongress 2013*.
- [13] HOENE, E.: *Rf-Properties of Automotive Traction Batteries*. 2002
- [14] HOWEY, D. A. ; MITCHESON, P. D. ; YUFIT, V. ; OFFER, G. J. ; BRANDON, N. P.: *Online Measurement of Battery Impedance Using Motor Controller Excitation*. In: *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 63 (2014), Nr. 6, S. 2557–2566. URL <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=6678208>
- [15] KONIG, O. ; JAKUBEK, S. ; PROCHART, G.: Battery impedance emulation for hybrid and electric powertrain testing. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*, 2012, S. 627–632
- [16] PAUL C.: *Analysis of Multiconductor Transmission Lines* : John Wiley and Sons. Inc., 1992
- [17] KÜPFMÜLLER K., MATHIS W., REIBINGER A.: *Theoretische Elektrotechnik : Eine Einführung*. Berlin, Heidelberg : Springer, 2008
- [18] DHAENE, T. ; ZUTTER, D. de: *Selection of lumped element models for coupled lossy transmission lines*. In: *Computer Aided Design of Integrated Circuits and Systems, IEEE Transactions on* 11 (1992), Nr. 7, S. 805–815. URL <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=144845>

- [19] REUTER, M.; TENBOHLEN, S. (Mitarb.); KÖHLER, W. (Mitarb.); Waible M. (Mitarb.) : *Einfluss der Abschlussimpedanz von Hochvoltkabeln auf Funkstörgrößen in elektrisch angetriebenen Kraftfahrzeugen*. Stuttgart, 2012
- [20] HOENE, E. ; KUCZMIK, A.: *Modeling of a shielded cable with two conductors*. interner Bericht
- [21] BIELA, J.: *Wirbelstromverluste in Wicklungen induktiver Bauelemente*. Zürich, ETH, Hochleistungselektronik. Skriptum. 10/2012
- [22] CHANG, Hsin Chien ; BUCKNALL, R.: *Harmonic Calculations of Proximity Effect on Impedance Characteristics in Subsea Power Transmission Cables*. In: *Power Delivery, IEEE Transactions on* 24 (2009), Nr. 4, S. 2150–2158. URL <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=5175473>
- [23] FERKAL, K. ; POLOUJADOFF, M. ; DORISON, E.: *Proximity effect and eddy current losses in insulated cables*. In: *Power Delivery, IEEE Transactions on* 11 (1996), Nr. 3, S. 1171–1178. URL <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=517468>
- [24] WEENS, Y. ; IDIR, N. ; BAUSIERE, R. ; FRANCHAUD, J. J.: *Modeling and simulation of unshielded and shielded energy cables in frequency and time domains*. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 42 (2006), Nr. 7, S. 1876–1882. URL <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=1644906>
- [25] IDIR, N. ; WEENS, Y. ; FRANCHAUD, J. J.: *Skin effect and dielectric loss models of power cables*. In: *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on* 16 (2009), Nr. 1, S. 147–154. URL <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=4784562>
- [26] HAASE, J. ; .ET.AL.: *Systemmodellierung für Komponenten von Hybridfahrzeugen unter Berücksichtigung von Funktions- und EMV Gesichtspunkten*. Berlin, 12/2010 (FAT 228)
- [27] DOMURAT-LINDE, A. ; HOENE, E.: *System Aspects of EMC in Electric and Hybrid Cars*. 24.01.2013
- [28] HOENE, E.: *Methoden zur Vorhersage, Charakterisierung und Filterung elektromagnetischer Störungen von spannungsgespeisten Pulswechselrichtern*. TU Berlin. Dissertation. 09/2001

- [29] BISHNOI, H. ; BAISDEN, A. C. ; MATTAVELLI, P. ; BOROYEVICH, D.: EMI modeling of half-bridge inverter using a generalized terminal model. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, 2011, S. 468–474
- [30] BOROYEVICH, D. ; ZHANG, X. ; BISHNOI, H. ; BURGOS, R. ; MATTAVELLI, P. ; WANG, F.: Conducted EMI and Systems Integration. In: *Integrated Power Systems (CIPS), 2014 8th International Conference on*, 2014, S. 1–14
- [31] BAISDEN, A. C.: *Generalized Terminal Modeling of Electro-Magnetic Interference*. Blacksburg, Virginia Polytech Institute,
- [32] BISHNOI, H. ; BAISDEN, A. C. ; MATTAVELLI, P. ; BOROYEVICH, D.: EMI Modeling of Half-Bridge Inverter Using a generalized Terminal Model. In: *IEEE*.
- [33] BISHNOI, H. ; MATTAVELLI, P. ; BOROYEVICH, D.: Un-terminated common-mode EMI model of DC-fed motor drives. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, 2012, S. DS2a.15-1
- [34] NIEDZWIEZ, S. ; FREI, S.: Simulationsgestützte Analyse von transienten leitungsgebundenen Störungen im elektrischen Antriebsstrang von Kraftfahrzeugen. In: *EMV Düsseldorf 2014*.
- [35] SAGERT, C. ; BENDER, F. A. ; SAWODNY, O.: Electrical drive train modeling for model predictive control of DC-DC converters in fuel cell vehicles. In: *American Control Conference (ACC), 2015*, 2015, S. 4333–4338
- [36] HOENE, E.: *Untersuchung der EMV-Eigenschaften von Traktionsbatterien Teil 2: Untersuchung der EMV-Eigenschaften von Traktionsbatterien Teil 2*. 2002
- [37] AGILENT: *Impedance Measurement Handbook*
- [38] NAGEL, A.: *Leitungsgebundene Störungen in der Leistungselektronik: Entstehung, Ausbreitung und Filterung*. Aachen : Wissenschaftsverlag Mainz, 1999
- [39] GUSTAVSEN, B. ; SEMLYEN, A.: *Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting*. In: *Power Delivery, IEEE Transactions on* 14 (1999), Nr. 3, S. 1052–1061. URL  
<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=772353>

- [40] GUSTAVSEN, B.: *Computer code for rational approximation of frequency dependent admittance matrices*. In: *Power Delivery, IEEE Transactions on* 17 (2002), Nr. 4, S. 1093–1098. URL <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=1046889>
- [41] ANTONINI G.: *SPICE equivalent circuits of frequency-domain responses*. In: *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* 45 (2003), Nr. 3, S. 502–512. URL <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=1223619>
- [42] WALKER, C. S.: *Capacitance, Inductance and Crosstalk Analysis* : Artech House, 1990
- [43] DOERSAM, T. ; SCHOERLE, S. ; HOENE, E. ; LANG, K. D. ; SPIEKER, C. ; WALDMANN, T.: High frequency impedance of Li-ion batteries. In: *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2015 IEEE International Symposium on*, 2015, S. 714–719
- [44] DOMURAT-LINDE, A.: *Modellierung geschirmter Leistungskabel in der EMV* : Studienarbeit: *Modellierung geschirmter Leistungskabel in der EMV* : Studienarbeit. 07/2005
- [45] WEBER, S.-P. ; ET.AL.: *Modellierung geschirmter Leistungskabel im Frequenzbereich der EMV*. 2006
- [46] KADEN, H.: *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik*. Hamburg : Springer, 2006
- [47] F. KLOTZ: *Leitungsgebundene elektromagnetische Störemissionen von leitungshalbleitern* : ISLE, 1997
- [48] FOISSAC, M. ; SCHANEN, J. L. ; VOLLAIRE, C.: “Black box” EMC model for power electronics converter. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009, S. 3609–3615

## Weitere Veröffentlichungen des Autors

SCHOERLE, S. ; HOENE, E. ; HOFFMANN, S. ; KUCZMIK, A. ; LANG, K. D.: System Simulation of Automotive High Voltage Grids: Modelling of Power Converters and Connecting Cables. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2014 IEEE*, 2014, S. 1–6

SCHOERLE, S. ; HOENE, E. ; LANG, K. D.: Automotive high voltage grid simulation modelling and simulation high voltage car grids from system prospective. In: *Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), 2014 International Symposium on*, 2014, S. 426–431

# Online-Buchshop für Ingenieure

## ■■■ VDI nachrichten

### Online-Shops



**Fachliteratur und mehr - jetzt bequem online recherchieren & bestellen unter: [www.vdi-nachrichten.com/](http://www.vdi-nachrichten.com/)**  
Der-Shop-im-Ueberblick



**Täglich aktualisiert:  
Neuerscheinungen  
VDI-Schriftenreihen**



## BUCHSHOP

Im Buchshop von [vdi-nachrichten.com](http://vdi-nachrichten.com) finden Ingenieure und Techniker ein speziell auf sie zugeschnittenes, umfassendes Literaturangebot.

Mit der komfortablen Schnellsuche werden Sie in den VDI-Schriftenreihen und im Verzeichnis lieferbarer Bücher unter 1.000.000 Titeln garantiert fündig.

Im Buchshop stehen für Sie bereit:

### **VDI-Berichte** und die Reihe **Kunststofftechnik**:

Berichte nationaler und internationaler technischer Fachtagungen der VDI-Fachgliederungen

### **Fortschritt-Berichte VDI:**

Dissertationen, Habilitationen und Forschungsberichte aus sämtlichen ingenieurwissenschaftlichen Fachrichtungen

### **Newsletter „Neuerscheinungen“:**

Kostenfreie Infos zu aktuellen Titeln der VDI-Schriftenreihen bequem per E-Mail

### **Autoren-Service:**

Umfassende Betreuung bei der Veröffentlichung Ihrer Arbeit in der Reihe **Fortschritt-Berichte VDI**

### **Buch- und Medien-Service:**

Beschaffung aller am Markt verfügbaren Zeitschriften, Zeitungen, Fortsetzungsreihen, Handbücher, Technische Regelwerke, elektronische Medien und vieles mehr – einzeln oder im Abo und mit weltweitem Lieferservice

## Die Reihen der Fortschritt-Berichte VDI:

- 1 Konstruktionstechnik/Maschinenelemente
- 2 Fertigungstechnik
- 3 Verfahrenstechnik
- 4 Bauingenieurwesen
- 5 Grund- und Werkstoffe/Kunststoffe
- 6 Energietechnik
- 7 Strömungstechnik
- 8 Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik
- 9 Elektronik/Mikro- und Nanotechnik
- 10 Informatik/Kommunikation
- 11 Schwingungstechnik
- 12 Verkehrstechnik/Fahrzeugtechnik
- 13 Fördertechnik/Logistik
- 14 Landtechnik/Lebensmitteltechnik
- 15 Umwelttechnik
- 16 Technik und Wirtschaft
- 17 Biotechnik/Medizintechnik
- 18 Mechanik/Bruchmechanik
- 19 Wärmetechnik/Kältetechnik
- 20 Rechnerunterstützte Verfahren (CAD, CAM, CAE CAQ, CIM ...)
- 21 Elektrotechnik
- 22 Mensch-Maschine-Systeme
- 23 Technische Gebäudeausrüstung

ISBN 978-3-18-341621-9