

Elektromagnetische Umweltverträglichkeit eines Elektrofahrzeugs mit kontaktlosem Ladesystem

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur

(Dr.-Ing.)

von **M. Sc. Benjamin Willmann**

geb. am 22.07.1988 in Schönebeck (Elbe)

genehmigt durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

Gutachter:

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick

Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Achim Enders

Promotionskolloquium am 21. Februar 2022

Res Electricae Magdeburgenses

Magdeburger Forum zur Elektrotechnik, Jg. xx, Band 90, 2022

<http://www.mafo.ovgu.de/>

IMPRESSUM

Herausgeber:

- Prof. Dr.-Ing. Andreas Lindemann, Lehrstuhl für Leistungselektronik, Institut für Elektrische Energiesysteme
- Prof. Dr.-Ing. habil. Martin Wolter, Lehrstuhl für Elektrische Netze und Erneuerbare Energie, Institut für Elektrische Energiesysteme
- Prof. Dr. rer. nat. Georg Rose, Lehrstuhl für Medizinische Telematik/Medizintechnik, Institut für Medizintechnik
- Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit, Institut für Medizintechnik

Gründungsherausgeber:

- Prof. Dr. rer. nat. habil. Jürgen Nitsch
- Prof. Dr.-Ing. habil. Zbigniew Antoni Styczynski

alle: Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg
Postfach 4120, 39016 Magdeburg

V. i. S. d. P.:

Dr.-Ing. Benjamin Willmann

Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Postfach 4120, 39016 Magdeburg

1. Auflage, Magdeburg, Otto-von-Guericke-Universität, 2022

Zugl.: Magdeburg, Univ., Diss., 2022

Auflage: 100

Redaktionsschluss: März 2022

ISSN: 1612-2526

ISBN: 978-3-948749-19-4

DOI: 10.24352/UB.OVGU-2022-054

© Copyright 2022 Benjamin Willmann

Bezug über die Herausgeber

Druck: docupoint GmbH

Otto-von-Guericke-Allee 14, 39179 Barleben

Kurzfassung

Bei der Entwicklung von Elektrofahrzeugen mit kontaktlosen Ladesystemen (WPT-Systeme) ist die Elektromagnetische Umweltverträglichkeit (EMVU) gegenüber Magnetfeldern sicherzustellen.

Mithilfe von zwei neu entwickelten Methoden kann eine Abschätzung des EMVU-Verhaltens bereits in einer frühen Phase der Entwicklung erfolgen. Dabei ist es möglich sowohl Referenz- als auch Basiswerte zu betrachten. Für die Berechnung der induzierten elektrischen Feldstärke im Körper wird eine Erweiterung eines bestehenden Feldlösers durch Volumenintegralgleichungen vorgestellt und anschließend am Menschenmodell *TARO* verifiziert.

Die erste Methode modelliert WPT-Systeme aus Konstruktionsdaten und parametrisiert diese durch eine Kombination von Netzwerkanalyse und der Theorie reflektierter Impedanzen. Eine Verifikation kann durch Magnetfeldmessungen während eines Komponententests durchgeführt werden. Das Simulationsmodell des WPT-Systems wird anschließend in Verbindung mit dem Modell der Fahrzeugkarosserie für die Berechnung der Magnetfelder und zur Abschätzung des EMVU-Verhaltens verwendet.

Im Innenraum eines Fahrzeugs treten ebenfalls Magnetfelder auf. Diese werden meist durch die elektrischen Ströme der Energieversorgungssysteme verursacht. Hier bietet die zweite vorgestellte Methode der *strombasierten EMVU-Bewertung* die Möglichkeit einer prototypenfreien Entwicklung. Dazu werden zunächst Stromgrenzwerte für die jeweilige Komponente aus den Referenzwertfunktionen anzuwendender Personenschutzempfehlungen in Verbindung mit Leitungs- und Karosserie-Daten eines *virtuellen Prototyps* abgeleitet. Anschließend können diese in einer CISPR 25 Komponentenprüfung für die EMVU-Bewertung der gemessenen Ströme verwendet werden.

Haftungsausschluss

Ergebnisse, Meinungen und Schlüsse dieser Publikation sind nicht notwendigerweise die der Volkswagen Aktiengesellschaft.

Abstract

When developing electric vehicles with wireless power transfer systems (WPT system), the human exposure with respect to electromagnetic fields (EMF) must be secured.

With the help of two newly developed methods, the EMF behavior of electric vehicles with a WPT system can be estimated at an early stage of development by using existing EMC component tests according to CISPR 25. It is possible to consider both reference levels and base restrictions. So that the internal electric field strength can be calculated for a human body model, an extension of an existing field solver by volume integral equations is presented. Later on this method is verified for the human model *TARO*.

The first method models WPT systems from construction data and parameterizes them through a combination of network analysis and the theory of reflected loads. Verification can be carried out through magnetic field measurements during component testing. An EMF assessment of the WPT system can then be carried out in a simulation with the model of a car body.

Magnetic fields also occur in the interior of a vehicle. These are mostly caused by the electrical currents of the energy supply systems. The second method presented, the current-based EMF assessment, offers the possibility to achieve a prototype-free development with respect to EMF guidelines. For this purpose, current limit values for each component of interest are first derived from the reference value functions of applicable EMF guidelines in combination with line and car body data of a virtual prototype. These can then be used in a CISPR 25 component test for the EMF assessment of the measured currents.

Disclaimer

The results, opinions and conclusions expressed in this publication are not necessarily those of Volkswagen Aktiengesellschaft.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	12
1.1	Problemstellung und Leitfragen	14
1.2	Zielstellung und Lösungsansätze	15
1.3	Gliederung der Arbeit	16
2	Grundlagen	18
2.1	Elektrische Energiesysteme eines Kraftfahrzeugs	18
2.1.1	Niedervoltsysteme	18
2.1.2	Hochvoltsysteme	19
2.2	Kontaktlose Energieübertragung zum Laden von Elektrofahrzeugen	20
2.3	Elektromagnetische Umweltverträglichkeit	23
2.3.1	Direkte und indirekte Wirkung von elektrischen, magnetischen und elektromagnetischen Feldern beim Menschen	23
2.3.2	Basis- und Referenzwerte bis 400 kHz	25
2.3.3	Schutz von Personen mit aktiven medizinischen Implantaten	28
2.3.4	Bewertungsmethoden der EMVU	29
2.4	EMVU Anforderungen und Prüfverfahren	33
2.4.1	Empfehlungen, Richtlinien und Gesetze	33
2.4.2	Prüfverfahren für Kraftfahrzeuge	35
2.4.3	Prüfverfahren für WPT-Systeme	36
2.5	Messtechnik für niederfrequente Magnetfelder	39
2.5.1	Isotrope Magnetfeldsonden	39
2.5.2	Erweiterte Messunsicherheit	40
3	Berechnung elektromagnetischer Felder in Gewebe	43
3.1	Elektromagnetische Felder	43
3.1.1	Maxwell-Gleichungen	43
3.1.2	Kontinuitätsgleichung und Potentiale	45
3.1.3	Momentenmethode zur Berechnung elektromagnetischer Felder	46
3.1.4	Berechnung magnetischer Felder	47
3.2	Berechnung der induzierten elektrischen Feldstärke in Gewebe	49
3.2.1	Elektrische Eigenschaften von Gewebe	49
3.2.2	Gewebe in elektromagnetischen Feldern	49

3.2.3	Erweiterung der MoM durch modifizierte Volumenintegralgleichungen	51
3.3	Verifikation der durch Magnetfelder induzierten elektrischen Feldstärke - Menschenmodell <i>TARO</i>	54
3.4	Simulationsprozess zur EMVU-Bewertung durch Basiswerte	57
4	EMVU-Analyse induktiver Ladesysteme	58
4.1	Lösungsansatz und Aufbau des Kapitels	58
4.2	Theoretische Beschreibung und elektrisches Ersatzschaltbild eines WPT- Systems	59
4.3	Simulationsmodelle für WPT-Systeme	63
4.3.1	Modellierung eines WPT-Systems	63
4.3.2	Verifikation der WPT-Modelle	65
4.4	Komponententest für WPT-Systeme	70
4.5	Einflussfaktoren auf die Streufelder induktiver Ladesysteme	75
4.6	Expositionsbewertung eines WPT-Systems durch Basiswerte	83
4.7	Virtuelle EMVU-Absicherung von Fahrzeugen mit WPT-System	87
5	Methode zur EMVU-gerechten Auslegung von Kfz-Energiesystemen	90
5.1	Lösungsansatz und Aufbau des Kapitels	90
5.2	Unsicherheiten bei Magnetfeldmessung und -simulation von Energiesystemen	92
5.3	Übertragungsfunktion zwischen Leitungen und Felddaufpunkten	98
5.3.1	Bestimmung der Übertragungsfunktion und Verifikation	98
5.3.2	Einflussfaktoren auf die Übertragungsfunktion	101
5.4	Strombasierte EMVU-Bewertung	105
5.4.1	Stromlimits	105
5.4.2	Ermittlung der Ströme einer Fahrzeugkomponente	108
5.5	Verifikation und Anwendung der strombasierten EMVU-Bewertung	109
5.5.1	Verifikation am Versuchsaufbau	109
5.5.2	EMVU-Bewertung Fahrzeugumgebung	111
5.6	Virtuelle EMVU-Absicherung von Energiesystemen im Fahrzeug	116
6	Zusammenfassung	118
	Literaturverzeichnis	121
A	Magnetfeld von Einzel- und Doppelleitungen über einer Massefläche	134
B	Zusammenhang zwischen der Störspannung aus EN 45502-2-1 und Referenzwertfunktionen	136

C WPT-Systeme: Theorie	138
C.1 Eingangsimpedanz und Leistungsfaktor des Spulensystems	138
C.2 Kompensationsstrategien	139
C.3 Wirkungsgrad eines kompensierten Spulensystems	139
C.4 Spitzenwert der Eingangsspannung unter Vorgabe einer Ausgangsleistung .	141
D WPT-Systeme: Simulationsergebnisse für Einflussfaktoren auf Streufelder	142
E WPT-Systeme: Komponententest	145
E.1 Simulation einer EMV-Prüfung von WPT-Systemen	145
E.2 Simulationsergebnisse des WPT-Komponententest	147

Abkürzungsverzeichnis

AC	Alternating Current (engl.), Wechselstrom
AIMD	Active Implantable Medical Device (engl.), aktives medizinisches Implantat
CAD	Computer-Aided Design (engl.)
CISPR	Comité international spécial des perturbations radioélectriques (franz.), internationales Sonderkomitee für Funkstörungen
CNS	Central Nervous System (engl.), zentrales Nervensystem
DC	Direct Current (engl.), Gleichstrom
EMF	Elektromagnetische Felder
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EMVU	Elektromagnetische Umweltverträglichkeit
ESB	Elektrisches Ersatzschaltbild
gen. pub.	general public (engl.), Allgemeinbevölkerung
HV	Hochvolt
IARC	International Agency for Research on Cancer (engl.), Internationale Agentur für Krebsforschung
ICNIRP	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (engl.), internationale Kommission für den Schutz vor nichtionisierender Strahlung
IEC	International Electrotechnical Commission (engl.), Internationale Elektrotechnische Kommission
ISO	International Organization for Standardization (engl.), Internationale Organisation für Normung
KBL	KabelBaumListe
Kfz	Kraftfahrzeug

LiMa	Lichtmaschine
MoM	Method of Moments (engl.), Momentenmethode
PEC	Perfect Electric Conductor (engl.)
PTL	Peak to Limit (engl.)
RLT	Reflected Load Theory (engl.), Theorie der reflektierten Impedanz
RSG	Riemengetriebener Starter Generator
SE	Shielding Effectiveness (engl.), Schirmdämpfung
SSK	Strahlenschutzkommission
VIE	Volume Integral Equation (engl.), Volumenintegralgleichung
WPM	Weighted Peak Method (engl.), Methode der gewichteten Spitzenwerte
WPT	Wireless Power Transfer (engl.), kontaktlose Energieübertragung

Symbolverzeichnis

a, A	skalare Größe, Betrag einer komplexen Größe
\underline{A}	komplexe Größe, Zeiger
A^*	komplexe Konjugation
\mathbf{a}, \mathbf{A}	vektorielle Größe
$ \mathbf{A} $	Betrag einer vektoriellen Größe
$\Re \{ \underline{A} \}$	Realanteil einer komplexen Größe
\hat{A}	Amplitudenwert
A_{II}	Referenz- oder Basiswertfunktion
A_{sim}	Simulationsergebnis, skalare Größe
f	Frequenz
ω	Kreisfrequenz
Q	Ladung
ϱ, ϱ_A	Ladungsdichte, Oberflächenladungsdichte
ε	Permittivität
μ	Permeabilität
σ	elektrische Leitfähigkeit
Φ	elektrisches Skalarpotential
\mathcal{A}	magnetisches Vektorpotential
G, G_ω	Greensche Funktion
E	elektrische Feldstärke
H	magnetische Feldstärke
B	magnetische Flussdichte
\mathbf{J}	Stromdichte
\mathbf{J}_L	Leitungsstromdichte
J_i	Stromdichte im Gewebe i
E_i	induzierte elektrische Feldstärke im Gewebe i
E_{ein}	einfallende elektrische Feldstärke (im Gewebe)
E_{ab}	abgelenkte elektrische Feldstärke (im Gewebe)

$\mathbf{W}(f), w(t)$	Reziproke einer Referenzwertfunktion, Filterfunktion
$\mathbf{S}(f), s(t)$	gewichtetes Signal
M_E	Expositionswert
θ_i	Phase des Signals
φ_i	Phase der Referenz- oder Basiswertfunktion
k	Kopplungsfaktor zweier Spulen
M	Gegeninduktion
η	Wirkungsgrad
Q_S	Spulengüte
L_1, L_2	Selbstinduktion von Primär-, Sekundärspule
C_1, C_2	Kapazitätswert der Kompensationskondensatoren für Primär-, Sekundärspule
P	elektrische Leistung (Wirkleistung)
I_1, I_2	Strom auf der Primär-, Sekundärspule
\underline{Z}_{RL}	reflektierte Impedanz
N	Anzahl
\bar{x}	Mittelwert
s	Standardabweichung oder Streumaß
v	Variationskoeffizient
k	Erweiterungsfaktor
u	Standardunsicherheit
\mathcal{U}	erweiterte Messunsicherheit
\mathfrak{C}	erweiterter Unsicherheitsfaktor, berücksichtigt u. a. \mathcal{U}
c	Standardunsicherheit von Einflussfaktoren auf EMVU-Bewertung
I_L	Leiterstrom
$I_{ll,a}$	Stromlimit, ohne Berücksichtigung des Korrekturfaktors \mathfrak{C}
I_{ll}	Stromlimit, mit Berücksichtigung von \mathfrak{C}
\mathbf{K}, K	Kopplungsfaktor zwischen Leitung und Feldaufpunkt in Vektor, Betragsform

Abbildungsverzeichnis

1.1	Gliederung der Arbeit	16
2.1	Schemata von Niedervolt-Energiesystemen	19
2.2	Schema eines HV-Systems	20
2.3	Prinzip WPT für Elektrofahrzeuge	21
2.4	Aufbau WPT-Spulensystem	23
2.5	Zusammenhang Basis- und Referenzwerte	25
2.6	Basiswerte ICNIRP 2010	26
2.7	Referenzwerte für Bevölkerung	27
2.8	Referenzwerte Arbeitnehmer	27
2.9	AIMD Störfestigkeitsanforderungen	29
2.10	Ablauf einer EMVU-Bewertung nach IEC 62311	30
2.11	Messzonen nach IEC TS 62764-1:2019	36
2.12	Definition der Schutzzonen nach SAE J 2954	37
3.1	Permittivität und Leitfähigkeit von Muskelgewebe	50
3.2	E-Feld an Grenzflächen	50
3.3	Induziertes E-Feld in Gewebe	52
3.4	Exposition des Menschenmodells mit homogenen Feldern	55
3.5	Ergebnisse Basiswerte Menschenmodell <i>TARO</i>	56
3.6	Ablauf einer Simulation zur EMVU-Bewertung nach Basiswerten	57
4.1	ESB Transformator	60
4.2	ESB Transformator mit Kompensationskapazitäten	62
4.3	Prinzip zur Bestimmung von ESB Parametern	64
4.4	Simulationsmodell zur Bestimmung von ESB Parametern	64
4.5	Laboraufbau zur Verifikation der WPT-Modelle	66
4.6	Simulationsmodell des einfachen WPT-Systems	67
4.7	Stabkerne aus nanokristallinem Material, Aluminiumplatte	67
4.8	Prinzip der Verifikationsmessung WPT-System	68
4.9	Versuchsaufbau zur Verifikation des WPT-Modells	69
4.10	Referenzwerte Fahrzeug vs. Komponentenprüfung WPT-System	71
4.11	Fahrzeug- vs. Komponententest, WPT-System	72
4.12	Verteilung der magnetischen Flussdichte im Komponententest	73

4.13	Komponententest zur Verifikation von Simulationsmodellen	74
4.14	Spulengeometrien nach ISO 19363	77
4.15	Magnetische Feldlinien WPT-Systeme unterhalb des Fahrzeugs	77
4.16	Ergebnisse Referenzwerte WPT-System und Fahrzeug	78
4.17	Spulenversatz	79
4.18	Referenzwerte bei Versatz der WPT-Spulen	80
4.19	Referenzwerte bei Variation des Spulenabstands	80
4.20	Magnetische Flussdichte der WPT-Systeme mit und ohne Ferrite	81
4.21	WPT-System mit zusätzlicher Aluminium-Platte	82
4.22	Magnetische Flussdichte unterhalb Fahrzeug mit Menschenmodell	85
4.23	Basiswerte im Menschenmodell unterhalb der Karosserie	86
4.24	EMVU-Methode WPT-Systeme	88
5.1	Foto Tischaufbau, Bestimmung von \mathbf{K}	94
5.2	Simulationsmodell vom Tischaufbau, Bestimmung von \mathbf{K}	95
5.3	Versuchsaufbau für die Bestimmung von Messunsicherheiten	95
5.4	Verifikationsergebnisse des Tischaufbaus	99
5.5	Stromverteilung auf der Massefläche (Aluminium)	100
5.6	Verteilung der magnetischen Flussdichte einer Doppelleitung am Tischaufbau	100
5.7	Zusammenhang von $K(f, r)$ und dem Abstand zur Leitung	102
5.8	Foto Messaufbau Schirmdämpfung	103
5.9	Schirmdämpfung für Einzel- und Doppelleitung des Versuchsaufbaus	103
5.10	Simulationsmodell des Tischaufbaus mit Schirmhaube	104
5.11	Magnetischen Flussdichte für einen Einzeldraht mit und ohne Metallhaube	104
5.12	Magnetischen Flussdichte für eine Doppelleitung mit und ohne Metallhaube	105
5.13	Erweiterter CISPR 25 Aufbau mit Strommessung	109
5.14	Skalierte Stromverläufe auf der Energieversorgungsleitung von zwei Fahr- zeugkomponenten	109
5.15	Prinzip des Fahrzeugversuchs, EMVU-Strombewertung	111
5.16	Foto Messsonde im Fahrzeug	112
5.17	Stromverlauf eines Kühlerlüfters im Betrieb	113
5.18	Simulationsmodell zur Bestimmung der Übertragungsfunktionen im Fahrzeug	113
5.19	Verteilung der magnetischen Flussdichte im Fahrzeug	114
5.20	Methode strombasierte EMVU-Bewertung	116
6.1	Prozess virtueller EMVU-Absicherung in der Automobilindustrie	118
A.1	Stromdurchflossene Einzelleitung im Freiraum.	134
A.2	Leitungskonfigurationen über einer Massefläche	134
B.1	Prüfspannungen AIMD	137

C.1	Leistungsfaktor λ in Abhängigkeit von k	138
C.2	ESB WPT im Resonanzpunkt	141
D.1	Feldaufpunkte Simulationsmodell WPT und Fahrzeug	142
E.1	Simulationsmodell EMV WPT	145
E.2	EMV-Simulation WPT-System	146

Tabellenverzeichnis

2.1	Einige EMVU Richtlinien	33
2.2	Referenzwerte bei 85 kHz	38
4.1	Verifikation des Kopplungsfaktors für unterschiedliche Spulensysteme	66
4.2	Verifikation WPT-Simulationsmodell	69
4.3	Kapazitätswerte für Kompensationskondensatoren	75
4.4	Expositionswerte Zirkular-System	85
4.5	Expositionswerte DD-System	85
5.1	Messunsicherheiten Einzeldraht - Tischaufbau	96
5.2	Messunsicherheiten Doppelleitung - Tischaufbau	97
5.3	Verifikation der Strombewertung für eine Einzelleitung	110
5.4	Verifikation der Strombewertung für eine Doppelleitung	110
5.5	Expositionswerte der Fahrzeugmessung und -simulation mit Klemme 30 im Innenraum	115
5.6	Expositionswerte der Fahrzeugmessung und -simulation mit Klemme 30 im Außenraum	115
C.1	Kompensationskonzepte	139
C.2	Berechnung der Kompensationskapazitäten für unterschiedliche Konzepte induktiver Ladesysteme. „S“ - seriell „P“ - parallel	139
D.1	Simulationsergebnisse WPT 1	143
D.2	Simulationsergebnisse WPT 2	144
E.1	Simulationsergebnisse EMV WPT-System	146
E.2	Simulationsergebnisse EMVU WPT-Komponententest	147

1 Einleitung

Elektrofahrzeuge sind eine Chance die Emissionen von Luftschadstoffen und Lärm des Straßenverkehrs, im Vergleich zu konventionellen Fahrzeugen, zu reduzieren. Insbesondere in dicht besiedelten Gebieten ergibt sich daraus eine Steigerung der Lebensqualität der Anwohner. Weiterhin hat jeder Besitzer eines Elektrofahrzeugs die Möglichkeit bei seiner Fortbewegung weniger Treibhausgase zu verursachen, ohne dabei auf Individualverkehr verzichten zu müssen.

Ganz ohne Emissionen kommen Elektrofahrzeuge jedoch nicht aus. Im Antriebssystem, bei der Versorgung anderer Verbraucher und beim Laden der Traktionsbatterie fließen elektrische Ströme. In der Nähe von stromführenden Leitungen treten unbeabsichtigt elektromagnetische Felder (EMF), insbesondere Magnetfelder, auf. Diese Emissionen bleiben zwar unsichtbar, werden aber dennoch auffallen und in den Fokus der Öffentlichkeit rücken. Gleiches gilt für kontaktlose Energieübertragungssysteme (engl: Wireless Power Transfer, kurz: WPT), bei denen absichtlich Magnetfelder erzeugt werden. Wird die Elektromagnetische Umweltverträglichkeit (EMVU) bei der Entwicklung von Elektrofahrzeugen und WPT-Systemen beachtet, so ist eine verträgliche Immission der dort vorhandenen elektromagnetischen Felder auf Lebewesen sichergestellt.

Die Strahlenschutzkommission (SSK) hat im Juni 2019 eine Empfehlung zur Berücksichtigung von EMF im Entwicklungsprozess eines Kraftfahrzeugs (Kfz) und der anschließenden Bewertung anhand einer standardisierten Prüfmethode herausgegeben [SSK19]. Eine technische Spezifikation zur messtechnischen Erfassung der Magnetfelder eines Kfz, IEC TS 62764-1 [IEC19d], wurde September 2019 veröffentlicht.

In dieser Arbeit werden zwei Methoden vorgestellt, mit denen EMVU gegenüber Magnetfeldern bereits in einer frühen Phase der Fahrzeugentwicklung während der Auslegung von WPT-Systemen und Energiesystemen berücksichtigt werden kann.

Aus [VFW⁺15, SbC⁺, Vir18, JSSK18, TSS⁺12, TK16] ist bekannt, dass die magnetischen Felder in konventionellen Fahrzeugen und Elektrofahrzeugen vergleichbar sind und die häufig verwen-

deten Personenschutzempfehlungen der *ICNIRP*¹ in den bewerteten Fahrzeugen eingehalten werden. Diese Studien bieten aufgrund der gewählten Fahrscenarien im öffentlichen Straßenverkehr einen guten, alltagsnahen Überblick über die an den Messpositionen aufgenommenen Magnetfelder. Jedoch ist der dort verwendete rein messtechnische Ansatz für die Fahrzeugentwicklung allein nicht geeignet, da Fahrzeugmessungen erst sehr spät im Entwicklungsprozess erfolgen können und somit eventuelle Anpassungen hohe Kosten verursachen würden. An dieser Stelle wird der Bedarf nach Methoden zur virtuellen Absicherung der EMVU deutlich. Weiterhin ist bei Straßenfahrten in der Öffentlichkeit eine Reproduzierbarkeit der Messungen nur bedingt gegeben, da sich je nach Verkehrslage unterschiedliche Fahrscenarien ergeben. In IEC TS 62764-1 sind Prüfungen bei unterschiedlichen Fahrzeugzuständen beschrieben, die reproduzierbare und vergleichbare Ergebnisse liefern.

In [TCVLA16] wurden Batteriemodule hinsichtlich ihrer magnetischen Felder untersucht und mithilfe von Simulationen eine Abschätzung der Felder im Innenraum des Elektrofahrzeugs getroffen. Da hier keine weiteren Magnetfeldquellen, wie beispielsweise stromführende Leitungen des Kraftfahrzeugs, betrachtet wurden, sind weitere Untersuchungen notwendig. [RLV, LR13, RL12] zeigen eine Verknüpfung aus gemessenen Strömen der Traktionsleitungen eines Elektrofahrzeugs und den mittels Feldsimulation ermittelten Magnetfeldern im Innenraum. In diesen Veröffentlichungen wurden unterschiedliche Strompfade sowie die abschirmende Wirkung der metallischen Fahrzeugkarosserie untersucht. Die stark vereinfachten Modelle von Karosserie und den verwendeten Leitungen eignen sich nicht für den Nachweis der EMVU eines realen Kfz. Weiterhin sind die Ergebnisse und verwendeten Simulationsmethoden nicht auf Niedervoltssysteme übertragbar, da dort die Rückströme im Gegensatz zu HV-Systemen meist über die Fahrzeugkarosserie fließen.

Kontaktlose Ladesysteme für Elektrofahrzeuge werden als resonante, induktive Übertrager konstruiert, deren Luftspalt zwischen Primär- und Sekundärspule ungefähr dem Abstand vom Fahrzeugunterboden zur Straße entspricht. Die hier ausgebildeten magnetischen Felder müssen hinsichtlich der EMVU bewertet werden. Dazu wurden im Rahmen der Standardisierung dieser Systeme bereits einige Untersuchungen durchgeführt [IEC18]. Zusammenfassend lässt sich daraus ableiten, dass zwischen den Spulen und unterhalb des Fahrzeugs die messbaren Referenzwerte für magnetische Felder aus ICNIRP überschritten werden und eine Betrachtung der Basiswerte erforderlich ist. Als Basiswert wird im Themenfeld der EMVU die im Körper anzutreffende Feldstärke oder Stromdichte bezeichnet. Da dieser nicht messtechnisch bestimmt werden kann, ist eine Berechnung anhand von Körpermodellen durchzuführen. Für den Bereich entlang der Fahrzeugkante und neben dem Fahrzeug gibt es keine einheitlichen

¹ICNIRP - International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection

Erkenntnisse zu den dort auftretenden Magnetfeldern. Nach IEC 61980-3 [IEC19c] ist jedoch klar, dass hier die Referenzwerte der ICNIRP 2010 (gen. pub.) für eine EMVU-Bewertung verwendet und auch der Schutz von Trägern aktiver, medizinischer Implantate gewährleistet werden soll. Es sind also weitere Untersuchungen notwendig die Einflussfaktoren auf magnetische Felder in direkter Umgebung des Fahrzeugs herausstellen. Darüber hinaus wird eine Methode benötigt, um eine frühzeitige EMVU-konforme Auslegung der WPT-Systeme zu ermöglichen.

Ein weiterer Aspekt der EMVU ist der Personenschutz gegenüber hochfrequenten EMF, die beispielsweise bei der Kommunikation mit Mobiltelefonen oder von anderen Funksystemen eines Fahrzeugs emittiert werden. Hier erfolgt ein Konformitätsnachweis häufig über die Bestimmung der spezifischen Absorptionsrate (kurz: SAR) durch Messung oder Simulation. Messverfahren und Simulationsmethoden für SAR-Werte sind in der Normenreihe IEC 62704-x, auch mit Bezug zum Kraftfahrzeug, bereits standardisiert. Weiterhin können die im menschlichen Körper hervorgerufenen Effekte durch niederfrequente, magnetische oder hochfrequente EMF getrennt voneinander betrachtet werden. Aus diesen Gründen wird die EMVU gegenüber hochfrequenten, elektromagnetischen Feldern hier nicht weiter untersucht.

1.1 Problemstellung und Leitfragen

Im Entwicklungsprozess eines Kfz wird bereits in der Konzeptphase über die Einbauorte der Komponenten, Karosseriematerialien und die Leitungsführung entschieden. Diese drei Elemente sind maßgeblich für die EMVU des Fahrzeugs und lassen sich nur aufwändig zu einem späteren Zeitpunkt anpassen. Da in der Konzeptphase wenige physische Fahrzeugprototypen verfügbar sind, ist eine Einschätzung der EMVU auf Basis von Fahrzeugmessungen kaum möglich und kostenintensiv.

An dieser Stelle lohnt sich ein Blick auf die Arbeitsweise der Automobilindustrie im Bereich der Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV). Parallel zur Fahrzeugentwicklung werden die jeweiligen Komponenten in EMV-Komponentenprüfungen nach CISPR 25 bereits vor der Fahrzeugintegration erprobt. Hier ergibt sich die Herausforderung aus diesen Messergebnissen einen Rückschluss auf das spätere Verhalten im Fahrzeug schließen zu können. In der EMV gelingt dies durch eigene Grenzwerte für die unterschiedlichen Komponententests, die auf Basis von Erfahrungswerten und Berechnungen aus den Grenzwerten für Fahrzeugmessungen abgeleitet worden sind.

Die Leitfragen dieser Arbeit ergeben sich aus der Notwendigkeit einer umweltverträglichen Auslegung von Energie- und WPT-Systemen eines Kraftfahrzeugs.

- *Welche EMVU-Anforderungen gelten für Kraftfahrzeuge (mit WPT-System)?*
- *Können Aussagen zur EMVU von WPT- und Energiesystemen aus Komponententests gewonnen werden?*
- *Ist es möglich bereits bestehende EMV-Prüfungen zu verwenden?*

Aus der Praxis ergeben sich noch weitere, projektspezifische Fragestellungen, die mithilfe der in dieser Arbeit entwickelten Methoden beantwortet werden können. Einige Beispiele sind hier aufgelistet:

- *Kann ein Spannungswandler im Innenraum verbaut werden?*
- *Wo dürfen die Leitungen verlegt werden?*
- *Welche Leistung kann das WPT-System haben?*
- *Wie unterscheiden sich die Spulentypen?*

1.2 Zielstellung und Lösungsansätze

Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung von Methoden zur Sicherstellung der EMVU eines Elektrofahrzeugs mit WPT-System. Diese sollen bereits in der frühen Konzeptphase anwendbar sein, um die Verortung der Komponenten oder Leitungsführungen möglichst kosteneffizient beeinflussen zu können. Mit geschicktem Einsatz der neuen Methoden im virtuellen Entwicklungsprozess soll eine EMVU Einschätzung ohne Einsatz von Fahrzeugprototypen erfolgen können und die Beantwortung der in 1.1 aufgezeigten Leitfragen möglich werden.

Die erste hier vorgestellte Methode betrachtet WPT-Systeme zum Laden eines Elektrofahrzeugs. Auf Basis von Konstruktionsdaten können die Modelle gebildet und in Verbindung mit einem Modell der Fahrzeugkarosserie Aussagen über die Verteilung der magnetischen Felder im Innen- und Außenraum des Fahrzeugs getroffen werden.

Eine weitere, neu entwickelte Methode soll eine Einschätzung der EMVU von Energiesystemen eines Kfz bereits im Komponententest nach CISPR 25 ermöglichen. Dazu werden Stromgrenzwerte für die Energieversorgungsleitung durch Simulationen ermittelt und anschließend zur Bewertung von Komponententestergebnissen herangezogen.

1.3 Gliederung der Arbeit

Die Arbeit gliedert sich in sechs Kapitel, deren schematischer Aufbau in Abbildung 1.1 dargestellt ist.

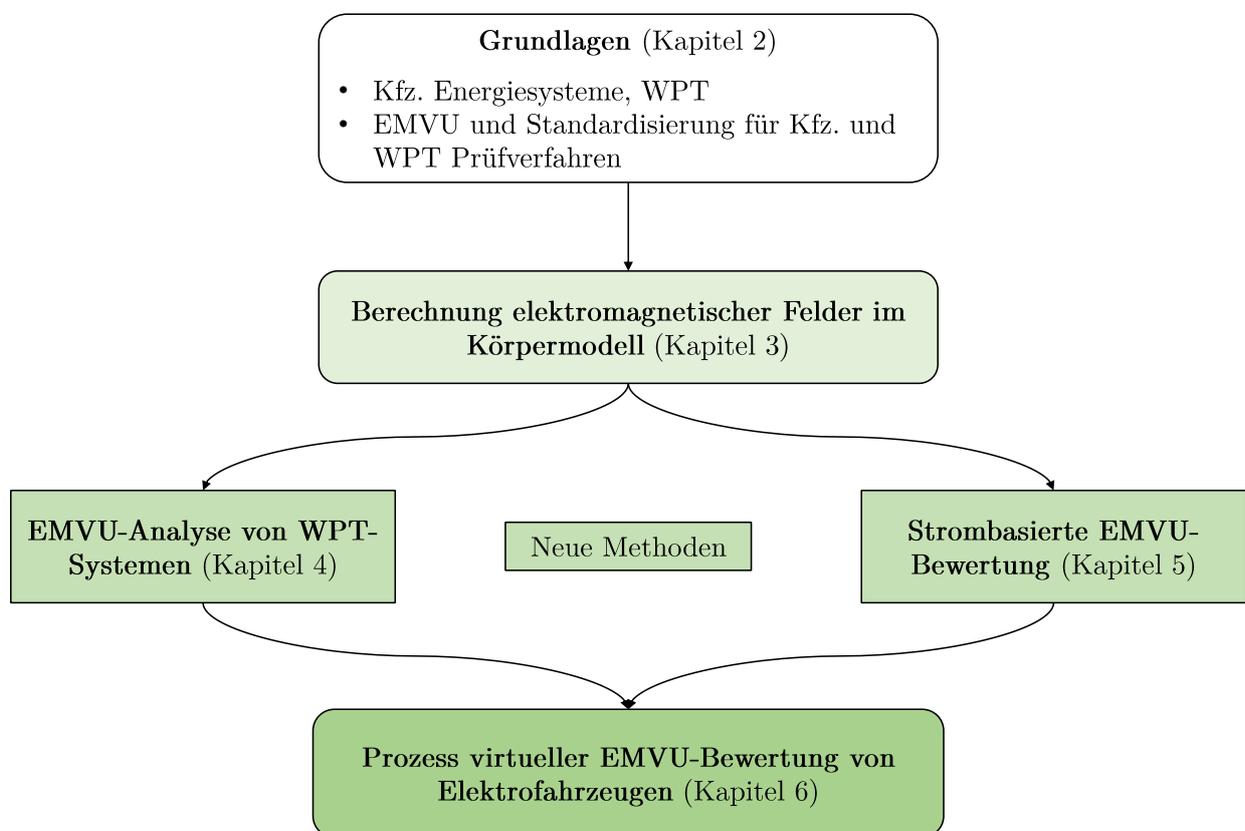


Abbildung 1.1: Gliederung der Arbeit

Zunächst wird in Kapitel 2 der Aufbau von Energiesystemen eines Kfz und WPT-Systemen zum Laden eines Elektrofahrzeugs gezeigt. Anschließend folgt eine umfangreiche Einführung in die EMVU, den dazugehörigen Mess- und Bewertungsmethoden sowie den standardisierten Prüfverfahren für Fahrzeuge und WPT-Systeme.

Kapitel 3 beschreibt die Berechnung von elektromagnetischen Feldern und den in dieser Arbeit angewendeten Simulationsverfahren für niederfrequente Magnetfelder, das auf der Momentenmethode (MoM) basiert. Um die Basiswerte für eine EMVU-Bewertung verwenden zu können, müssen die induzierten elektrischen Felder in einem Körpermodell berechnet werden. Dazu wird hier eine Kombination der MoM mit einer Volumenintegralmethode (VIE) eingeführt. Diese wird im Anschluss am Beispiel des Menschenmodells *TARO* verifiziert.

In Kapitel 4 wird die Modellierung von WPT-Systemen auf Basis von Konstruktionsdaten beschrieben. Mithilfe dieser Methode wird eine EMVU-Analyse durchgeführt und Einflussfaktoren auf die magnetischen Streufelder betrachtet.

Kapitel 5 stellt eine neue Methode zur Bestimmung von Stromgrenzwerten für Energieversorgungsleitungen im Fahrzeug vor. Diese können zur Bewertung der EMVU einer Fahrzeugkomponente in einem Komponententest nach CISPR 25 verwendet werden.

Aus der Kombination der Methoden für WPT- und Energiesysteme lässt sich ein Prozess für die virtuelle Absicherung der EMVU während einer Fahrzeugentwicklung zusammenfassend in Kapitel 6 darstellen.

2 Grundlagen

Dieses Kapitel dient der kurzen Einführung in die Kfz-spezifischen Energiesysteme und kontaktlosen Ladesysteme von Elektrofahrzeugen. Anschließend wird das Themenfeld der Elektromagnetischen Umweltverträglichkeit, dessen Normen und Personenschutzempfehlungen sowie den spezifischen EMVU-Prüfverfahren für Elektrofahrzeuge mit induktivem Ladesystem behandelt.

2.1 Elektrische Energiesysteme eines Kraftfahrzeugs

Elektrische Energiesysteme von Kraftfahrzeugen umfassen Komponenten zur Speicherung und Umwandlung elektrischer Energie sowie die dort angeschlossenen Leitungen und Masseverbindungen. Diese Systeme lassen sich je nach Spannungslage in Niedervolt- (bis 60 V Gleichspannung) und Hochvoltssysteme (HV-Systeme, mehrere 100 V bis 1,5 kV) unterteilen.

2.1.1 Niedervoltssysteme

In konventionellen Kraftfahrzeugen werden elektrische und elektronische Komponenten über 12 V-Energiespeicher versorgt, die durch eine Lichtmaschine während des Motorlaufs geladen werden können. Für Verbraucher mit großen elektrischen Leistungen kann eine zusätzliche Spannungsebene mit 48 V eingeführt werden, um die elektrischen Ströme und somit den nötigen Leitungsquerschnitt zu reduzieren. 48 V-Systeme werden in Form von Mild-Hybridfahrzeugen (mHEV) durch einen Riemenstartergenerator geladen, der bei bestimmten Fahr Szenarien als Antrieb zusätzlich zur Verbrennungskraftmaschine agieren kann. In mHEV Konzepten werden die 12 V und 48 V Spannungsebenen über einen Gleichspannungswandler miteinander verbunden. Beide Niedervoltssysteme sind exemplarisch in Abbildung 2.1 dargestellt. Elektrofahrzeuge haben ebenfalls ein Niedervoltssystem, das über einen Gleichspannungswandler versorgt wird (siehe Abbildung 2.2).

Die Komponenten des Niedervoltsystems werden über eine Leitung mit dem Pluspol der Energiespeicher verbunden, die bei 12 V-Systemen als Klemme 30 bzw. Klemme 40 bei 48 V bezeichnet wird. Der Rückstrom fließt meistens über die Karosserie und in Sonderfällen über eine Leitung (Klemme 31 bzw. 41) zum Minuspol der Batterie. Klemme 30 und 31 werden meist im Fahrzeuginnenraum verlegt.

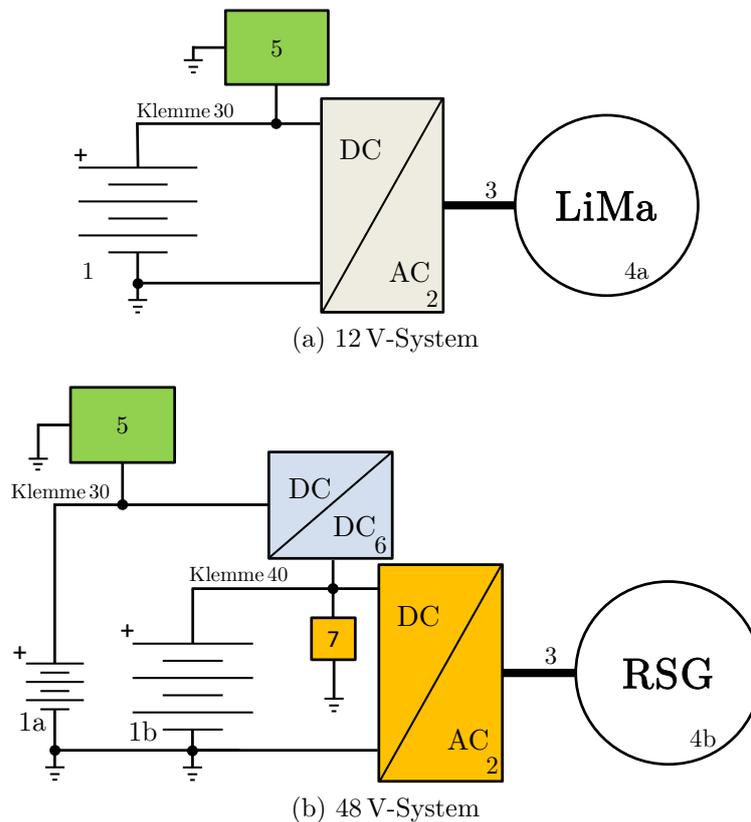


Abbildung 2.1: Niedervolt-Energiesysteme eines Kraftfahrzeugs mit 12 V- (1a) oder 48 V-Batterie (1b), Umrichter (2), Phasenleitungen (3), Lichtmaschine (LiMa, 4a) oder Riemensartergenerator (RSG, 4b), 12 V-Komponenten (5), Gleichspannungswandler (6) und 48 V-Komponenten (7).

2.1.2 Hochvoltssysteme

Das Schema des HV-Systems eines batterieelektrischen Fahrzeugs mit einer Antriebsmaschine ist in Abbildung 2.2 gezeigt. Die Antriebskomponenten von Elektrofahrzeugen werden bei hohen Spannungslagen mit bis zu 1,5 kV betrieben. Sie sind isoliert von der Karosserie über die Traktionsleitungen (T+ und T-) mit der HV-Batterie verbunden. Traktions- und Phasenleitungen der elektrischen Maschine (U,V,W) können geschirmt ausgeführt sein. Zusätzlich werden Komponenten mit hohen elektrischen Leistungen, wie z. B. Klimakompressor

oder elektrische Heizer, als sogenannte HV-Nebenaggregate in das HV-System integriert. Die Versorgung der restlichen 12 V-Verbraucher sowie der 12 V-Batterie geschieht über einen Spannungswandler.

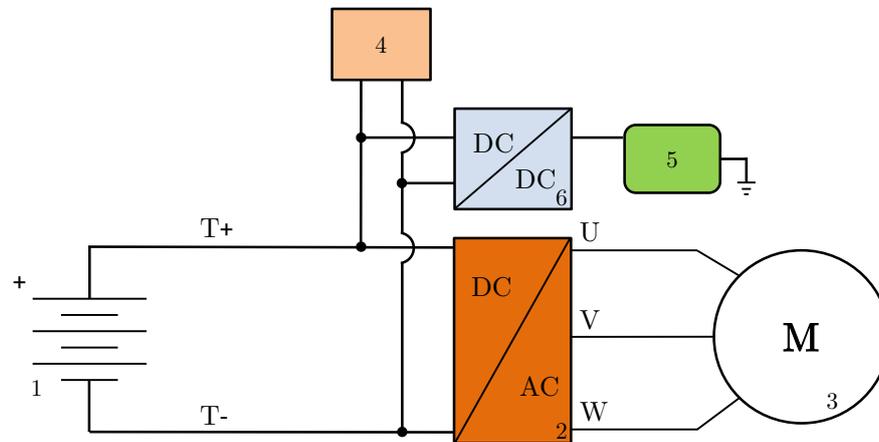


Abbildung 2.2: Prinzipschaubild eines HV-Systems mit HV-Batterie (1), Traktionsleitungen (T+ und T-), Antriebswechselrichter (2), Elektromotor (3), HV-Nebenaggregate (4), Niedervolt-System (5) und Gleichspannungswandler (6).

2.2 Kontaktlose Energieübertragung zum Laden von Elektrofahrzeugen

Dieser Abschnitt gibt einen Überblick über aktuelle Entwicklungstrends im Bereich kontaktloser Energieübertragungssysteme (engl.: Wireless Power Transfer Systems, kurz: WPT-Systeme) für Elektrofahrzeuge. Die EMVU-Prüfungen für WPT-Systeme sind in Abschnitt 2.4.3 zu finden.

Kontaktlose Energieübertragungssysteme werden bereits in vielen industriellen Bereichen, wie der Automatisierungs- [Kü10,RKH11,Sch09] und Medizintechnik [SXW13,HKP13] verwendet. Sie kommen immer dann zum Einsatz, wenn die Versorgung eines Geräts mit elektrischer Energie über ein Kabel nicht möglich oder mit erheblichem Aufwand verbunden ist.

In der Elektromobilität können WPT-Systeme zum kontaktlosen Laden der Traktionsbatterie eingesetzt werden. Nachdem das Elektrofahrzeug auf der mit einer Ladespule ausgestatteten Parkfläche positioniert wurde, kann der Ladevorgang beginnen ohne dass der Kunde ein Ladekabel stecken muss. Somit lässt sich durch WPT eine Steigerung des Kundenkomforts erreichen. Ein weiteres Szenario beschreibt das dynamische Laden von Elektrofahrzeugen während der Fahrt. Hierbei sind die Ladespulen in die Fahrbahn integriert und werden beim Überfahren mit der Fahrzeugspule gekoppelt. Diese Technologie ist zum gegenwärtigen

Zeitpunkt noch in einer frühen Forschungsphase, zeigt jedoch Ansätze die Reichweite eines Elektrofahrzeugs zu erhöhen [LM15, JK12, SCR11, SK13].

Die Beschreibung von Aufbau und Funktionsweise eines WPT-Systems erfolgt in dieser Arbeit für den Ladebetrieb im Stillstand, bei dem elektrische Energie aus dem Versorgungsnetz über das WPT-System zum Elektrofahrzeug übertragen wird (Abbildung 2.3). Eine entgegengesetzte Energieflussrichtung ist bei bidirektionaler Ausführung der leistungselektronischen Schaltungen denkbar und könnte für nachhaltige Energieversorgungskonzepte zweckmäßig sein [Fai12]. Beim Laden des Elektrofahrzeugs wird Energie von der an das

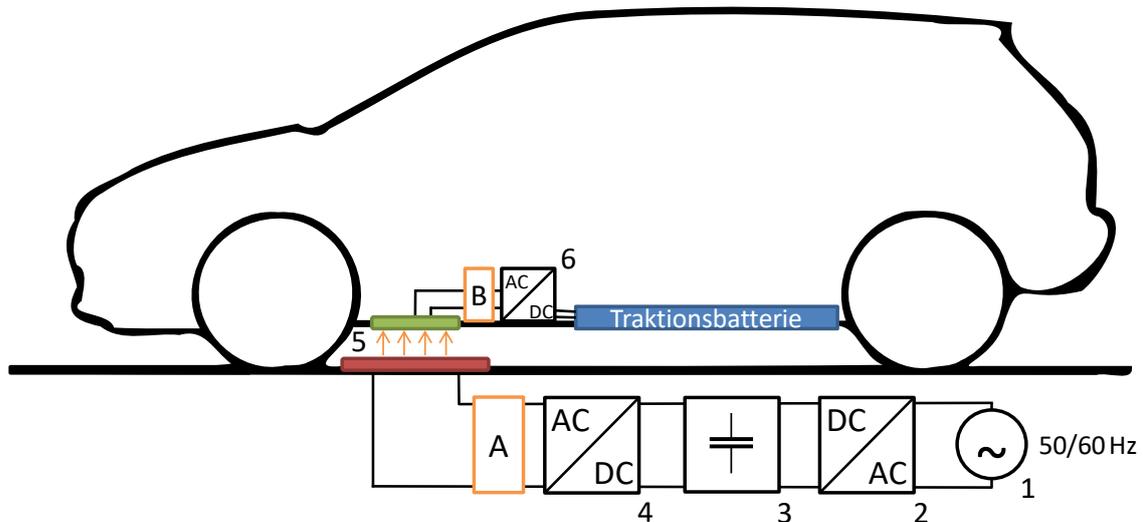


Abbildung 2.3: Prinzip kontaktloser Energieübertragung beim Laden eines Elektrofahrzeugs. (1) Niederspannungsnetz, (2, 3, 4) Umrichter, (5) Spulensystem mit Luftspalt, (6) Gleichrichter, (A, B) Kompensationsnetzwerke

Niederspannungsnetz (1) angeschlossenen Ladespule (rot, auch: Primärspule) über einen Luftspalt (5) zur Fahrzeugspule (grün, auch: Sekundärspule) übertragen. Dazu muss zunächst eine Frequenzumrichtung erfolgen, die mit gängigen leistungselektronischen Schaltungen mit Korrektur des Leistungsfaktors (engl.: power factor correction), bestehend aus Gleichrichter (2), Zwischenspeicher (3) und Wechselrichter (4), realisiert werden kann. Das Laden der Traktionsbatterie erfolgt über ein an die Fahrzeugspule angeschlossenes Ladegerät mit Gleichrichter (6). Zur Optimierung des Wirkungsgrades und Umsetzung von Anforderungen für die Erkennung von Fremdobjekten sind Anpassungs-, Kompensations- und Abschaltnetzwerke (A und B) primär- und sekundärseitig zu integrieren. Bevor der Ladevorgang beginnen kann, muss zunächst eine high-level Kommunikation nach IEC 61980-2 [IEC19a] hergestellt werden, die u. a. dem Austausch von Fahrzeuginformationen und Zahlungsmodalitäten dient.

Die Größe des Luftspalts ist vom Fahrzeugtyp abhängig, der nach ISO 19363 in sogenannte

„Gap-Klassen“ eingeteilt wird und mit mindestens 10 cm angegeben ist [ISO20]. Aufgrund des Luftspalts ist zum gegenwärtigen Zeitpunkt eine kapazitive Energieübertragung nicht praktikabel, da die Koppelkapazität zwischen den Elektroden sehr gering ist [Kü10, KOM14]. Somit wird hier ausschließlich die induktive Kopplung zwischen Boden- und Fahrzeugspule betrachtet.

Auch für ein induktives Kopplungssprinzip der beiden Stromkreise stellt der Luftspalt einen den Wirkungsgrad der Energieübertragung mindernden Faktor dar. Der Kopplungsfaktor k ist hier üblicherweise kleiner als 0,5, wodurch die Kopplung als „lose“ bezeichnet werden kann. Bei loser Kopplung würde aufgrund des geringen Leistungsfaktors ein erheblicher Aufwand an Blindleistungskompensation betrieben werden müssen, um WPT-Systeme an das Energieversorgungsnetz anschließen zu können (siehe C.1). Abhilfe schafft ein resonantes, induktives Prinzip der Energieübertragung. Dabei werden Primär- und Sekundärspule mithilfe von Kondensatoren auf eine Nominalfrequenz abgestimmt, die nach [ISO20] bei 85 kHz liegt.

Das Einstellen des Resonanzpunktes ist von der Art des Kompensationsnetzwerks abhängig und kann bei Fehlpositionierung des Fahrzeugs gegebenenfalls ein Nachjustieren der Anpassung erforderlich machen. Aufgrund des gewickelten Aufbaus von Primär- und Sekundärspule ist es möglich, die Selbstinduktion der Leiterschleifen und deren parasitären Wicklungskapazitäten für die Ausbildung der Resonanz auszunutzen. Diese Systeme können sehr hohe Güten erreichen und eignen sich für Energieübertragungen zwischen Spulen im Abstand von mehreren Metern [KJS08, KKM⁺07]. Befinden sich metallische Objekte in der Nähe oder werden diese während der Energieübertragung dort positioniert, wird die Selbstinduktion der Leiterschleife geändert und die Güte der Spulen sinkt.

Beim Laden von Elektrofahrzeugen ist nicht von konstanten Umweltbedingungen auszugehen, da unterschiedliche Fahrzeugtypen, deren Karosserien meist aus metallischen Materialien zusammengesetzt sind, auf der gleichen Primärspule laden können. Aus diesem Grund werden Kompensationsnetzwerke aus diskreten Bauelementen, wie Kondensatoren, und bei variabler Anpassung auch Schaltungen mit Operationsverstärkern eingesetzt. Dadurch wird das System robuster und weniger abhängig von Änderungen der Selbstinduktion der Leiterschleifen. Eine Übersicht über Kompensationsstrategien und deren Anwendungsfälle ist in Anhang C.2 dargestellt und wurde umfangreich in [Eck09] sowie [WSC05, Kü10, Buc14] untersucht.

Die Auslegung der genannten leistungselektronischen Schaltungen für WPT-Systeme ist abhängig vom Anwendungsfall und Gegenstand einer Vielzahl von Untersuchungen [Kü10, LM15], mit dem Ziel, eine sinusförmige Anregung der Primärspule bei der Nominalfrequenz zu erreichen und Schaltverluste sowie Netzurückwirkungen zu minimieren. Einige Grundschaltungen

und Kompensationsnetzwerke sind in internationalen Produktnormen für WPT-Systeme, wie der ISO 19363 und IEC 61980-1, zu finden.

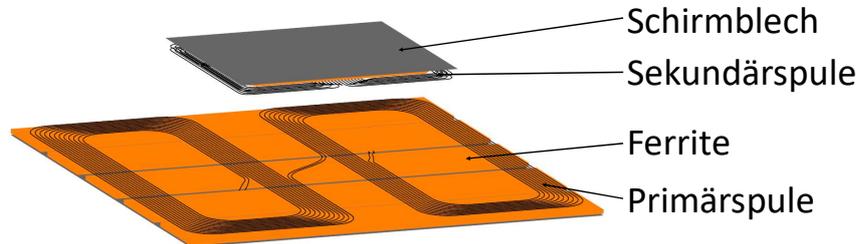


Abbildung 2.4: Aufbau von Primär- und Sekundärspule eines WPT-Systems, hier: Doppel-D-Spulen-Geometrie.

Eine Spule des WPT-Systems bestehend aus Litzendraht, Kunststoffführungen, Ferritplatten und Aluminiumschirmblech ist in Abbildung 2.4 dargestellt. Bei der Konstruktion der Spulen ergeben sich durch die Auswahl von Ferritmaterialien, der Spulengeometrie und des Schirmblechs viele Freiheitsgrade für eine Optimierung der Energieübertragung. Weiterhin lässt sich dadurch die Ausbreitung der magnetischen Streufelder steuern und eine mit Personenschutzempfehlungen konforme Auslegung der Systeme erreichen.

2.3 Elektromagnetische Umweltverträglichkeit

Elektromagnetische Umweltverträglichkeit (EMVU) beschreibt die Wirkung von elektrischen, magnetischen oder elektromagnetischen Feldern auf Lebewesen. Der Begriff umfasst weiterführend Anforderungen an technische Geräte, die eine Verträglichkeit zur Umwelt gegenüber beabsichtigt oder unbeabsichtigt verursachten elektromagnetischen Feldern sicherstellen.

2.3.1 Direkte und indirekte Wirkung von elektrischen, magnetischen und elektromagnetischen Feldern beim Menschen

Ist ein Mensch elektromagnetischen Feldern ausgesetzt, so lassen sich direkte und indirekte Wirkung unterscheiden. Beide Wirkungen sind wiederum von der Art der Feldquellen abhängig, die in Signalform-, amplitude und -frequenz verschieden sein können. Im niedrigen Frequenzbereich, der nach *ICNIRP* von 1 Hz bis 100 kHz definiert ist, sind elektrische und magnetische Felder für eine Feldquelle separat zu betrachten.

Bei der Exposition eines Menschen gegenüber elektrischen Gleich- und Wechselfeldern kommt es zur Influenz, wobei sich die Ladungsträger an der Körperoberfläche sammeln. Hier treten lediglich physiologische Effekte an der Hautoberfläche auf, wie das Aufstellen der Haare. Magnetische Wechselfelder induzieren elektrische Felder im Körper, die wirbelförmige Ströme verursachen. Ab einer bestimmten Stromstärke wird eine Reizung der Nerven hervorgerufen.

Für Energie- und WPT-Systeme von Fahrzeugen sind hauptsächlich magnetische Wechselfelder für eine EMVU-Bewertung relevant. Elektrische Felder bilden sich nur an für Insassen unzugänglichen Stellen, wie beispielsweise innerhalb der HV-Batterie, in relevanten Größenordnungen aus.

Im hochfrequenten Bereich, der laut Bundesamt für Strahlenschutz (BfS) bei 100 kHz beginnt, tritt vermehrt die Erwärmung von Gewebe in den Vordergrund. Hier wird die Temperaturerhöhung des Gewebes mit der absorbierten Energie des elektromagnetischen Feldes in Verbindung gebracht.

Weiterhin existiert ein Zwischenfrequenzbereich, in dem sowohl eine Nervenreizung als auch eine Erwärmung des Gewebes auftritt. Beide Effekte sind unabhängig von einander zu betrachten [ICN98]. Der Zwischenfrequenzbereich wird von 100 kHz bis 10 MHz angenommen. Da sich in diesem Bereich eine Vielzahl von Feldquellen elektrischer und elektronischer Geräte befinden, hat das BfS einen Bericht zur Wirkung auf den Menschen und zur Beschreibung von Feldquellen anfertigen lassen [HBS⁺18]. Die darin enthaltenen Studien zu Elektrofahrzeugen zeigen auf, dass die für eine Bewertung der Exposition relevanten Frequenzanteile der Felder unterhalb von 100 kHz liegen. Weiterhin wurden induktive Ladesysteme für Elektrofahrzeuge betrachtet. In keiner der bekannten Studien wurden Auswirkungen auf die Körperfunktionen bei Exposition in der Nähe dieser Systeme nachgewiesen.

Auf die aus den direkten Wirkungen abgeleiteten Schutzmaßnahmen, Richtlinien und Gesetze wird in den Abschnitten 2.3.2 und 2.4.1 detailliert eingegangen. Diese können auch auf Elektrofahrzeuge mit induktivem Ladesystem übertragen werden.

Als indirekte Wirkung von EMF können beispielsweise die Beeinträchtigung der kognitiven Fähigkeiten, Gentoxizität und Karzinogenität betrachtet werden. Die IARC stuft EMF in die Kategorie 2b als möglicherweise krebserregend ein [IAR02, IAR13]. Hintergrund ist ein durch Studien vermuteter Zusammenhang zu vermehrt auftretender Leukämie bei Kindern. Diese Einstufung war Anlass für weitere Untersuchungen unterschiedlicher Institutionen, die den Zusammenhang weder bestätigen noch widerlegen konnten [BAF09, Adv15, WHO07, SSK11].

Studien zur Wirkung von elektromagnetischen Feldern sind im EMF-Portal der RWTH-Aachen zusammengetragen, das aktuell ungefähr 34.000 Publikationen listet (Stand: September 2021). Zum gegenwärtigen Zeitpunkt lässt sich kein eindeutiger Zusammenhang zwischen EMF und indirekten Wirkungen auf den Menschen feststellen [ICN10].

Werden die in Personenschutzempfehlungen definierten Grenzwerte eingehalten, so ist nach dem aktuellen Stand der Wissenschaft von keinen gesundheitlichen Risiken und keinen Langzeitfolgen durch die Exposition gegenüber EMF auszugehen.

2.3.2 Basis- und Referenzwerte bis 400 kHz

Ausgehend von der beobachteten oder gemessenen direkten Wirkung niederfrequenter, elektrischer oder magnetischer Felder auf den Menschen konnten Schwellenwerte für die induzierte elektrische Feldstärke E_i im Gewebe abgeleitet werden. Werden diese überschritten, so können Nervenreizungen und Gewebeerwärmungen auftreten. Vermutete Langzeiteffekte, die im Rahmen von epidemiologischen Studien untersucht werden, sind zum gegenwärtigen Zeitpunkt nicht Bestandteil von Personenschutzempfehlungen [ICN10, IEE02, IEE05].

Abbildung 2.5 verdeutlicht das Vorgehen bei der Bestimmung von Werten für Personenschutzempfehlungen am Beispiel der Nervenreizung.

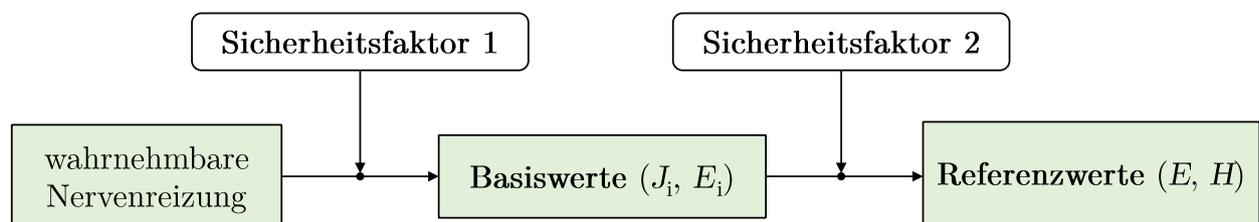


Abbildung 2.5: Ableiten von Basis- und Referenzwerten unter Berücksichtigung von Sicherheitsfaktoren aus der wahrnehmbaren Nervenreizung.

Die Basiswerte beschreiben die maximal erlaubten induzierten elektrischen Feldstärken E_i oder Stromdichten J_i im Gewebe und sind direkt mit den Schwellenwerten für die Wahrnehmung von Nervenreizungen verknüpft (Abbildung 2.6). Der Sicherheitsfaktor 1 soll u.a. den unterschiedlichen Körpergrößen und -formen des Menschen sowie dem Alter und Geschlecht Rechnung tragen. Weiterhin sind Mess- und Berechnungsunsicherheiten enthalten. Mithilfe von Simulationen und Menschenmodellen können die Basiswerte bestimmt werden. Abbildung 2.6 zeigt die Basiswertfunktionen nach ICNIRP 2010 für Arbeitnehmer und Bevölkerung.

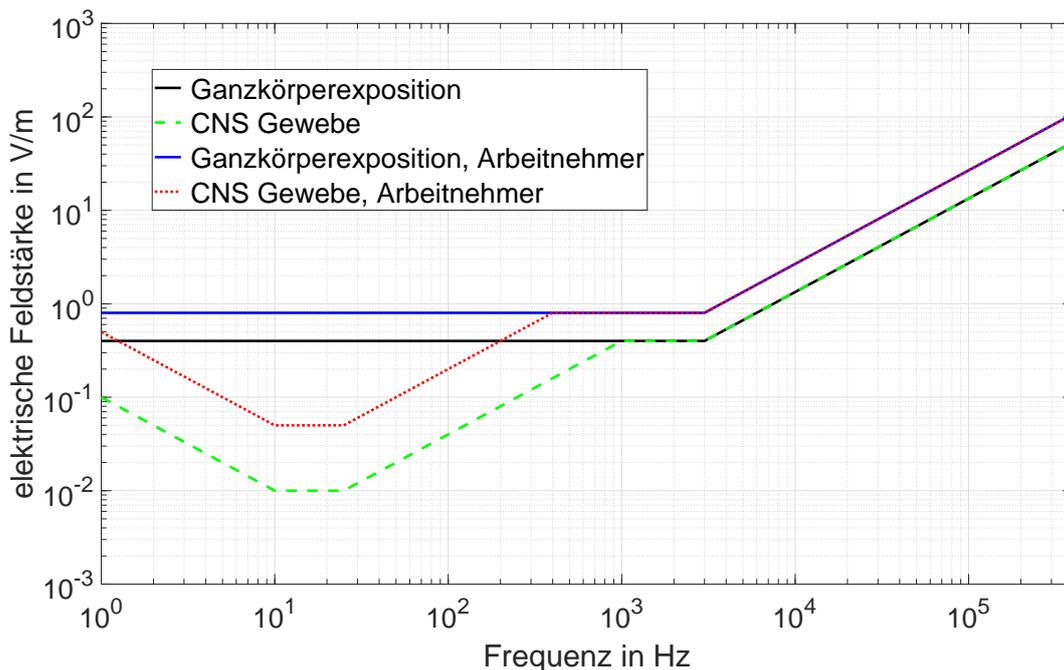


Abbildung 2.6: Basiswertfunktionen aus ICNIRP 2010. Die elektrische Feldstärke ist als Effektivwert angegeben.

In den ICNIRP-Empfehlungen und denen des IEEE wird eine Exposition des zentralen Nervensystems (Englisch, kurz: CNS) von einer Ganzkörperexposition unterschieden. CNS Gewebe gilt als besonders empfindlich gegenüber EMF.

Damit in der Praxis eine schnelle und einfache Gefährdungsbeurteilung erfolgen kann, wurden messbare Referenzwerte für die allgemeine Bevölkerung (gen. pub.) (Abbildung 2.7) und Arbeitnehmer (Abbildung 2.8) abgeleitet. Für den niederfrequenten Bereich sind elektrische, magnetische Feldstärken und Flussdichten angegeben. Der Sicherheitsfaktor 2 in Abbildung 2.5 beinhaltet Ungenauigkeiten der Menschenmodelle und der Berechnung der induzierten Feldstärke bei gegebenen Feldgrößen. In ICNIRP 2010 und IEEE C95.6 wurden im Gegensatz zur ICNIRP 1998 heterogene Menschenmodelle eingesetzt, wodurch der Sicherheitsfaktor 2 an einigen Stellen im Vergleich zur ICNIRP 1998 verringert werden konnte. Diese Modelle betrachten die unterschiedlichen Gewebe und deren elektrische Eigenschaften. Die Referenzwertfunktionen wurden für eine Ganzkörperexposition bei optimaler Verkopplung mit dem Menschenmodell abgeleitet (z. B. homogene Feldverteilung). Bei inhomogenen magnetischen Feldern, wie sie beispielsweise in direkter Nähe zu Energieversorgungsleitungen oder induktiven Ladesystemen von Elektrofahrzeugen auftreten, sind die Referenzwerte sehr konservativ, weshalb eine direkte Bewertung der Basiswerte empfohlen wird [ICN10].

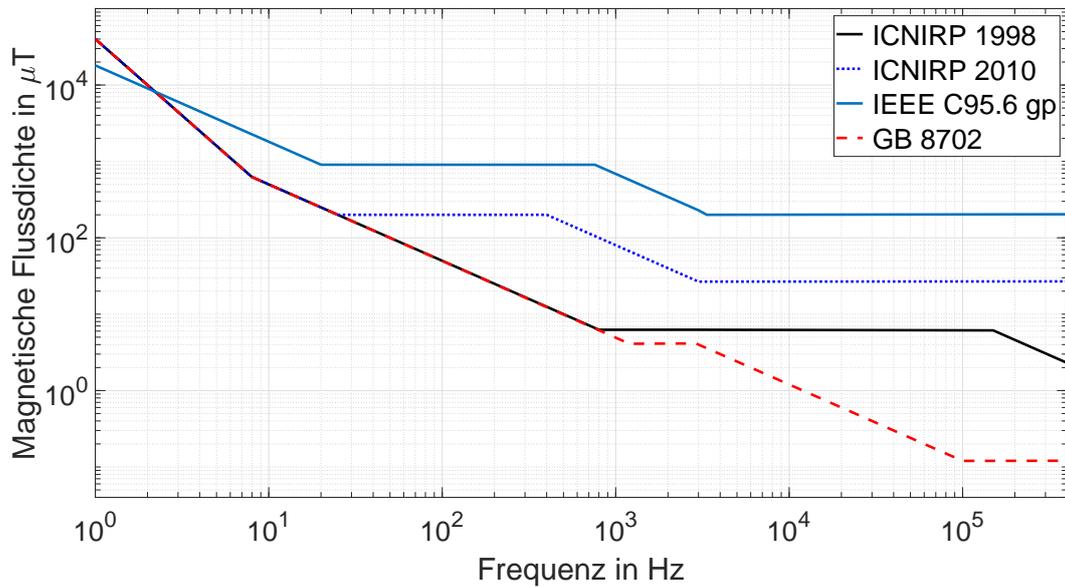


Abbildung 2.7: Referenzwertfunktionen für eine Auswahl von Personenschutzempfehlungen der allgemeinen Bevölkerung (gen. pub.) [ICN98], [ICN10], [IEE02], [GB814]. Die magnetische Flussdichte ist als Effektivwert angegeben.

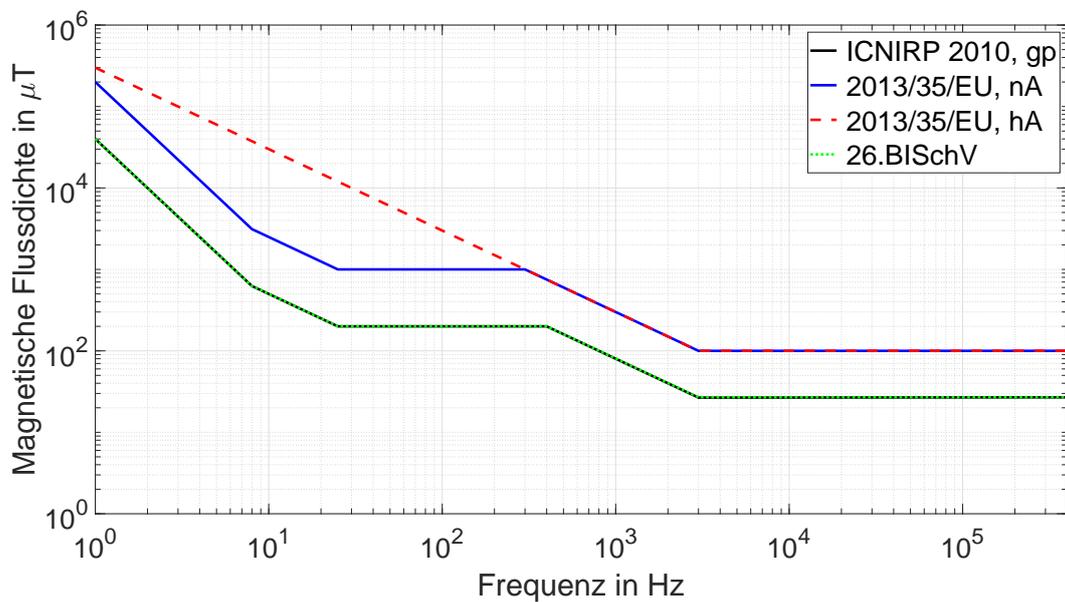


Abbildung 2.8: Referenzwertfunktionen einer Personenschutzrichtlinie für Arbeitnehmer in Europa [Eur13] im Vergleich zu ICNIRP 2010 (gen. pub.) [ICN10] und 26.BImSchV [].

Arbeitnehmer können im Gegensatz zur allgemeinen Bevölkerung auf die Auswirkungen elektromagnetischer Felder hingewiesen und entsprechend geschult werden. Darüber hinaus sind Arbeitnehmer in der Regel volljährig und aufgrund von Arbeitszeitregelungen ist eine

zeitlich begrenzte Exposition anzunehmen. In der Bevölkerung ist der Schutz für alle Altersgruppen und Gesundheitszustände gegenüber EMF sicherzustellen. Deshalb werden in den ICNIRP-Empfehlungen größere Sicherheitsfaktoren 1 und 2 für die allgemeine Bevölkerung angesetzt als bei Arbeitnehmern [ICN98].

Unabhängig vom Expositionsszenario gilt eine elektromagnetische Umgebung als unbedenklich, wenn die Referenzwerte eingehalten sind. Sollten diese überschritten werden, können die Basiswerte in Form von Simulationen mit einem Menschenmodell für eine Gefährdungsbeurteilung verwendet werden. Nach ICNIRP 2010 kann bei den simulierten Werten das 99. Perzentil der induzierten, elektrischen Feldstärke als Bewertungsgrundlage verwendet werden.

Ein weiterer, häufig verwendeter Begriff in der EMVU ist der sogenannte Expositionswert. Er gibt eine Bewertung der elektromagnetischen Umgebung durch die anzuwendende Personenschutzempfehlung in Form von Referenz- oder Basiswerten an und wird meist in Prozent ausgedrückt.

2.3.3 Schutz von Personen mit aktiven medizinischen Implantaten

Personen mit aktiven medizinischen Implantaten (AIMD) stellen in diesem Kontext eine besondere Bevölkerungsgruppe dar, da ihr Schutz gegenüber elektromagnetischen Feldern nicht Bestandteil der zuvor genannten Personenschutzempfehlungen ist. Aus der Richtlinie des europäischen Rats zu AIMDs, 90/385/EWG, ist zu entnehmen, dass diese Geräte so ausgelegt und hergestellt werden müssen, dass

[...] Gefahren im Zusammenhang mit vernünftigerweise vorhersehbaren Umgebungsbedingungen, insbesondere im Zusammenhang mit Magnetfeldern, elektrischen Fremdeinflüssen, [...]

ausgeschlossen werden können [Rat90]. Die im öffentlichen Raum zulässigen elektrischen und magnetischen Feldstärken sind in der 1999/519/EG geregelt. Somit sollten die Störfestigkeitsanforderungen für AIMDs die Referenzwerte aus ICNIRP 1998 (gen. pub.) möglichst nicht unterschreiten. Für AIMDs werden in der Regel Störspannungsprüfungen an den Eingangspins des Prüflings durchgeführt, was einen Rückschluss auf die Feldstärkewerte in der Umgebung erschwert. Dieser Zusammenhang wurde in den letzten Jahren für Herzschrittmacher und implantierbare Defibrillatoren intensiv untersucht [HB14, DS15] und ist in Anhang B beschrieben. Die dort zusammengefassten Erkenntnisse decken sich mit den

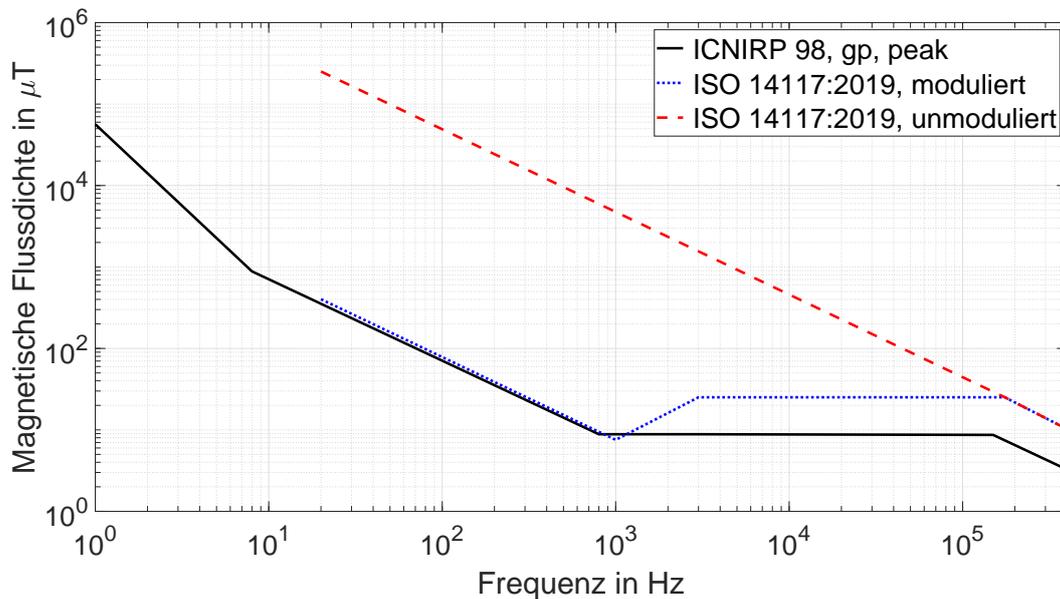


Abbildung 2.9: Anforderungen für die Störfestigkeit von AIMDs gegenüber magnetischen Feldern aus ISO 14117:2019 [ISO19] im Vergleich zu Referenzwerten aus ICNIRP 1998 (gen. pub.).

Anforderungen aus ISO 14117:2019 und liegen, bis auf einen Bereich um 1 kHz, oberhalb der ICNIRP 1998 (gen. pub), siehe Abbildung 2.9. Alle nicht sinusförmigen Signale werden hier als „moduliert“ bezeichnet.

Die Sicherheitsanforderungen für andere AIMDs werden in der Normenreihe ISO 14708 erfasst.

2.3.4 Bewertungsmethoden der EMVU

Eine Bewertung der EMVU von elektrischen und elektronischen Geräten erfolgt immer unter Berücksichtigung der gültigen nationalen Personenschutzrichtlinien für den Markt, in dem das Produkt in Verkehr gebracht wird. Das Vorgehen und die anzuwendenden Bewertungsmethoden sind in IEC 62311 beschrieben und in Abbildung 2.10 dargestellt [IEC19b]. In der Neuauflage der IEC 62311 wird zwischen absichtlichen und unabsichtlichen Feldquellen unterschieden. Absichtliche Feldquellen sind alle Geräte, die elektrische, magnetische oder elektromagnetische Felder zur Übertragung von Energie oder Informationen verwenden. Unabsichtliche Feldquellen sind beispielsweise stromdurchflossene Leitungen, die von Magnetfeldern umwirbelt werden.

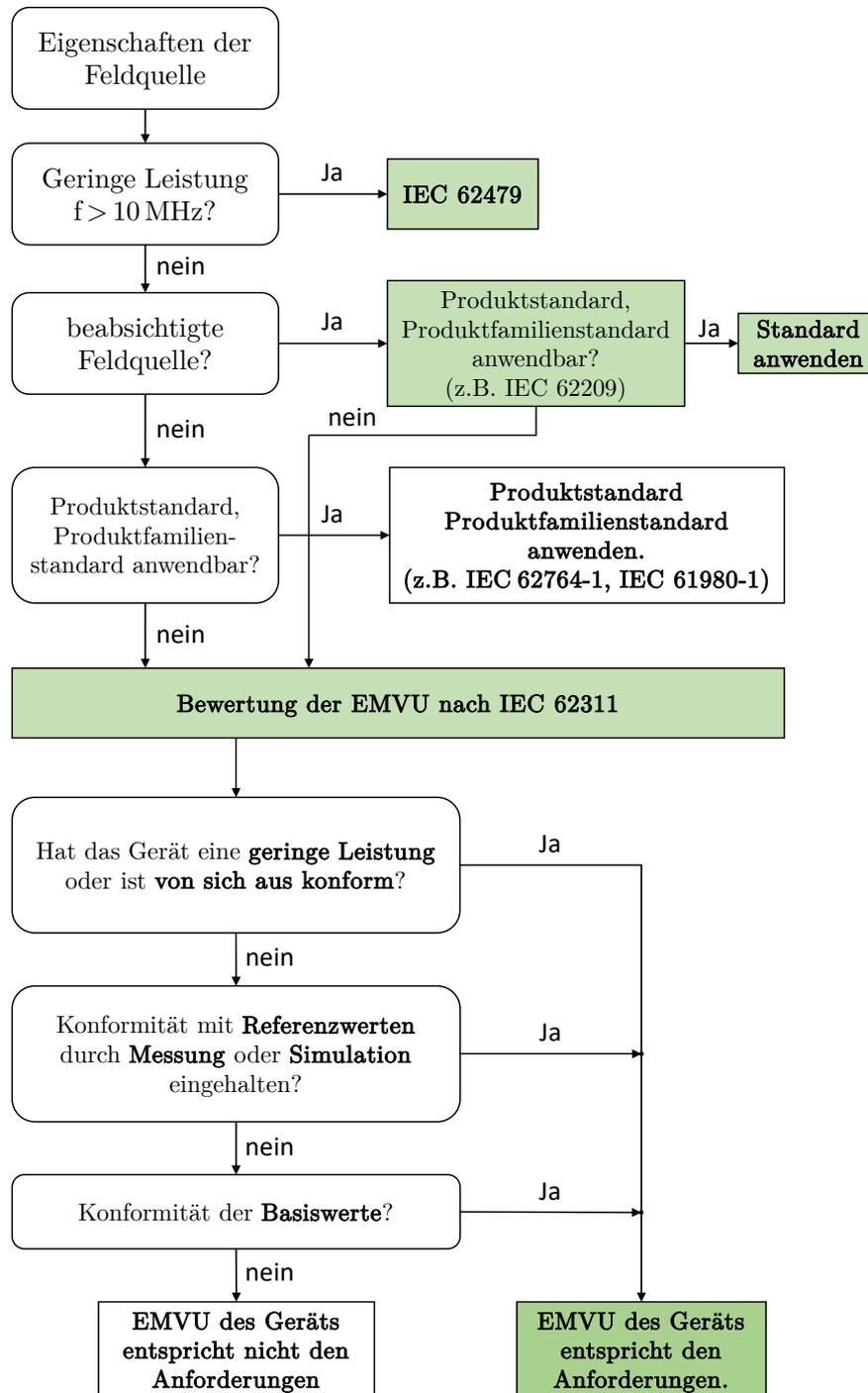


Abbildung 2.10: Ablauf einer EMVU-Bewertung nach IEC 62311

Im ersten Schritt der EMVU-Bewertung wird die Feldquelle des Gerätes betrachtet. Handelt es sich um eine absichtliche Feldquelle, so ist zunächst zu prüfen, ob nur Frequenzanteile oberhalb 10 MHz erzeugt werden. Falls dies zutrifft, ist IEC 62479 anwendbar und eine Niedrigleistungsausschlussgrenze kann als Konformitätsnachweis genügen [IEC10]. Sollte die Leistung darüber liegen oder andere Frequenzen verwendet werden, so können andere Produktnormen oder -familiennormen anwendbar sein. Für unabsichtliche Feldquellen existieren auch Produktnormen mit spezifischen EMVU Inhalten, wie beispielsweise die IEC 62322 für Haushaltsgeräte [IEC05] oder IEC TS 62764-1 für Kraftfahrzeuge [IEC19d]. Treffen die genannten Punkte nicht zu, kann bei Geräten mit geringer elektrischer Leistung von einer Konformität ausgegangen werden. Hiervon betroffen sind beispielsweise Produkte für die elektronische Datenverarbeitung, Musik- und Videowiedergabe. Für alle anderen Geräte können die Referenz- oder Basiswerte messtechnisch bestimmt, berechnet, oder durch Simulationen ermittelt werden.

Bei jedem Gerät ist dabei eine vorhersehbare Verwendung des Benutzers anzunehmen und ein Betriebsmodus zu wählen, der eine maximale Exposition vermuten lässt. Die EMVU ist anschließend an allen dem Benutzer zugänglichen Stellen zu bewerten.

In den meisten Fällen ist der Benutzer mehreren Feldquellen gleichzeitig ausgesetzt. Hierzu kann durch die Addition der Einzelexpositionen jedes Geräts an einem Ort die maximal mögliche Exposition gefunden werden. Bei diesem Bewertungsansatz wird die Phaseninformation der einzelnen Signale nicht berücksichtigt (2.1). Eine realistischere Bewertung kann durch eine Messung erfolgen, wenn alle Geräte gleichzeitig betrieben werden.

Bei vielen elektrischen und elektronischen Geräten treten aufgrund von Schaltvorgängen nichtsinusförmige Ströme und Spannungen auf, die mit dementsprechenden Feldern verknüpft sind. Die Bewertung der EMVU ist in den Personenschutzempfehlungen angegeben und berücksichtigt die einzelnen Frequenzanteile. Sie wird als *Methode der gewichteten Spitzenwerte* (englisch: Weighted Peak Method, kurz: *WPM*) bezeichnet. Bei Berechnung der Überlagerung ist zu beachten, dass die in Abschnitt 2.3.1 genannten Effekte zur Nervenreizung und Erwärmung unabhängig voneinander sind und somit die zugehörigen Basis- oder Referenzwerte für niedrige und hohe Frequenzen nicht miteinander verrechnet werden. Für den Bereich bis 10 MHz wird eine aufgenommene Größe A_i wie folgt bewertet:

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1\text{Hz}}^{10\text{MHz}} \frac{A_i(f_j)}{A_{i,\text{ll}}(f_j)} \leq 1, \quad (2.1)$$

wobei $A_{i,\text{ll}}$ die Basis- oder Referenzwertfunktion der verwendeten Personenschutzempfehlung

ist und N die Anzahl der zu bewertenden Geräte. Die Summe wird als Expositionswert bezeichnet.

In ICNIRP 2010 ist eine Formel für die Addition der Frequenzanteile unter Berücksichtigung der Phase des Signals θ_i und der Phase der Basiswert- bzw. Referenzwertfunktion φ_i wie folgt angegeben:

$$\left| \sum_{i=1 \text{ Hz}}^{10 \text{ MHz}} \frac{A_i}{A_{i, \text{ll}}} \cos(2\pi f_i t + \theta_i + \varphi_i) \right| \leq 1 . \quad (2.2)$$

Gleichung (2.2) kann für die Bewertung im Frequenzbereich verwendet werden.

Damit eine Bewertung im Zeitbereich durchgeführt werden kann, ist die jeweilige Referenz- oder Basiswertfunktion durch einen Filter nachzubilden. Die praktische Umsetzung, wie sie in Messgeräten zu finden ist, wird in Abschnitt 2.5 beschrieben.

Neben der *WPM* existieren weitere Methoden, die beispielsweise in [Rü11] und [SH18] verglichen wurden. Da die *WPM* in den ICNIRP-Empfehlungen und der IEC 62311 als einzige Methode beschrieben ist, wird in dieser Arbeit nur die *WPM* zur Bewertung von nichtsinusförmigen Signalen verwendet.

Für die EMVU-Bewertung von Kraftfahrzeugen, die auf den chinesischen Markt in Verkehr gebracht werden, ist aktuell die GB 8702 ohne *WPM* anzuwenden. Dabei wird die gemessene Größe A im Frequenzbereich mit der Referenzwertfunktion A_{ll} verglichen:

$$\max \left\{ \frac{A(f)}{A_{\text{ll}}(f)} \right\} \Bigg|_{10 \text{ Hz}}^{400 \text{ kHz}} \leq 1 . \quad (2.3)$$

Liegen alle Messwerte unterhalb von A_{ll} , so gilt der Test als bestanden. Diese Bewertungsmethode wird im Folgenden als *Peak to Limit (PTL)* bezeichnet.

Ein Konformitätsnachweis durch die Basiswerte erfolgt immer durch Simulation. Die dazugehörige Norm für elektrische und magnetische Felder im niedrigen und mittleren Frequenzbereich ist die IEC 62226-1 [IEC04a]. Hier ist das allgemeine Vorgehen zur direkten und indirekten Bewertung der Exposition durch Basiswerte für den betrachteten Frequenzbereich beschrieben. Eine indirekte Bewertung beschreibt die Verrechnung von Messwerten mit zuvor für das Expositionsszenario ermittelten EMVU-Kopplungsfaktoren k_{EMVU} . Wie diese zu bestimmen sind geht nicht aus dem Standard hervor, wird jedoch anwendungsspezifisch für WPT-Systeme in IEC TR 62905 [IEC18] und hier in Unterabschnitt 2.4.3 gezeigt. Die direkte Berechnung für induzierte Größen bei einer Exposition in Magnetfeldern soll nach einem standardisierten Vorgehen aus IEC 62226-2-3 anhand eines 3D-Modells möglich sein. Diese Norm gibt es

aktuell noch nicht (Stand April 2021). Lediglich eine Verifikation der angewendeten Berechnungsmethode anhand des 2D-Modells einer Scheibe wäre möglich. Dieser Schritt wird hier nicht weiter verfolgt, da eine Berechnung der induzierten, elektrischen Feldstärke oder Ströme in den menschlichen Körper nach den ICNIRP-Empfehlung durch 3D-Modelle, aufgrund der Definition einer Voxel-Größe von 2 mm^3 , erfolgen muss.

Das hier aufgezeigte Defizit der internationalen Standardisierung für die Expositionsbewertung durch Basiswerte wird in dieser Arbeit umgangen, indem die Verifikation der in Unterabschnitt 3.2.3 eingeführten Berechnungsmethode durch einen Vergleich mit den Simulationsergebnissen anerkannter Wissenschaftler nach [HYH⁺09] durchgeführt wird.

2.4 EMVU Anforderungen und Prüfverfahren

2.4.1 Empfehlungen, Richtlinien und Gesetze

Um den Schutz gegenüber elektromagnetischen Feldern zu gewährleisten, wurden EMVU-Empfehlungen, Richtlinien und Gesetze veröffentlicht. Die WHO empfiehlt weltweit einheitliche Werte für den Personenschutz gegenüber EMF und stellt dazu einen Leitfaden und ein Muster für nationale Regulierungen zum Thema bereit [WHO06]. In der europäischen Union orientieren sich die Richtlinien an diesem Leitfaden und verwenden die Referenzwerte der ICNIRP-Empfehlungen. Neben dem von der WHO vorgeschlagenen Vorgehen existieren abweichende Regulierungen einiger Nationen. Eine kurze Übersicht von Gesetzen und Regulierungen zur EMVU zeigt Tabelle 2.1.

Tabelle 2.1: Auswahl an Richtlinien und Gesetzen für die Elektromagnetische Umweltverträglichkeit

Land / Region	Gesetze, Richtlinien und Empfehlungen	Zielgruppe	Grenzwerte
Europa	2014/35/EU Niederspannungsrichtlinie	allgemeine Bevölkerung	-
Europa	2013/35/EU EMF-Richtlinie	Arbeitnehmer	ICNIRP 2010
Europa	1999/519/EG	allgemeine Bevölkerung	ICNIRP 1998
Deutschland	1. ProdSV	allgemeine Bevölkerung	-
Deutschland	26. BImSchV	allgemeine Bevölkerung Arbeitnehmer	ICNIRP 2010
Deutschland	EMFV	Arbeitnehmer	ICNIRP 2010
China	GB 8702	allgemeine Bevölkerung	GB 8702

In Richtlinie 2013/35/EU wird der Schutz von Arbeitnehmern gegenüber EMF behandelt. In Deutschland wird diese durch die *Arbeitsschutzverordnung zu elektromagnetischen Feldern - EMFV* umgesetzt. Die hier definierte niedrige Auslöseschwelle entspricht den Referenzwerten für Arbeitnehmer der ICNIRP 2010. Sind diese Werte unterschritten, so sind keine Maßnahmen erforderlich. Bei Überschreitung sind zusätzlich die hohen Auslöseschwellen zu betrachten und Schutzmaßnahmen zu definieren [Eur13]. Eine ausführliche Beschreibung für die Umsetzung der Richtlinie ist in [Gen16] zu finden.

Für die allgemeine Bevölkerung gibt es in Europa eine Empfehlung des europäischen Rats von 1999 (1999/519/EG) [Rat99]. Hier können sowohl Referenz- als auch Basiswerte betrachtet werden. In Deutschland existiert für ortsfeste Sendeanlagen die *Sechszwanzigste Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes* (26. BImSchV), die seit der Neufassung aus 2013 die Referenzwerte der ICNIRP 2010 für den Bereich unterhalb von 10 MHz ansetzt (Abbildung 2.8). Die 26. BImSchV könnte für induktive Ladesysteme verwendet werden, wenn diese als Sendeanlagen eingestuft sind. Entsprechende Produktnormen sehen bereits Grenzwerte nach ICNIRP 2010 vor (Abschnitt 2.4.3).

Die 2014/35/EU, auch Niederspannungsrichtlinie genannt, ist für alle elektrischen und elektronischen Geräte mit Betriebsspannung zwischen 50 V und 1000 V Gleichspannung anzuwenden [Eur14]. Die *Erste Verordnung zum Produktsicherheitsgesetz (1. ProdSV)* dient der Umsetzung der 2014/35/EU in Deutschland. Eine Konformität mit 2014/35/EU wird vermutet, wenn die Geräte nach den genannten harmonisierten Normen entwickelt worden sind. Existieren für das Produkt keine harmonisierten Normen, können internationale Normen der Internationalen Elektrotechnischen Kommission (engl. kurz: IEC) angewendet werden, nachdem die zuständigen Behörden die Übereinstimmung der Normen mit den Sicherheitszielen der 2014/35/EU bescheinigt haben. Die HV-Batteriespannungen von Elektrofahrzeugen liegt typischerweise im Anwendungsbereich dieser Richtlinie. Kraftfahrzeuge werden jedoch nach den in ECE-Regelungen festgeschriebenen Typgenehmigungen in Verkehr gebracht. Diese enthalten zum aktuellen Zeitpunkt keinen Nachweis der EMVU. Ob ein EMVU-Nachweis in Verbindung mit der 2014/35/EU oder über eine weitere ECE-Regelung bzw. durch eine Aufnahme von Prüfungen in die ECE-Regelung Nr. 10 *Elektromagnetische Verträglichkeit (Funkentstörung)* erbracht wird, ist aktuell noch nicht endgültig geklärt. Unstrittig bleibt jedoch, dass EMVU bei der Fahrzeugentwicklung berücksichtigt werden muss und die international anerkannten Personenschutzempfehlungen der *ICNIRP* als Bewertungsgrundlage gelten können.

Zum gegenwärtigen Zeitpunkt ist die IEC 62311:2008 eine anzuwendende harmonisierte Norm

für 2014/35/EU, die das allgemeine Vorgehen bei einer Bewertung der Exposition von Personen gegenüber elektromagnetischen Feldern beschreibt. In Verbindung mit der fahrzeugspezifischen Messanweisung IEC TS 62764-1 kann damit die EMVU von Kraftfahrzeugen geprüft werden.

2.4.2 Prüfverfahren für Kraftfahrzeuge

Einige europäische Produktstandards wenden die Expositionsgrenzwerte der *ICNIRP* als Bewertungskriterium für einzelne Geräte an. Dies wird u.a. von der Strahlenschutzkommission (SSK) kritisch bewertet, da Personen in der Regel mehreren Feldquellen gleichzeitig ausgesetzt sind und die Expositionsgrenzwerte somit nicht für ein einzelnes Gerät voll ausgeschöpft werden sollten [GH05]. Die SSK empfiehlt bei der EMVU-Bewertung eines Geräts oder einer Komponente zunächst ein Drittel der Referenzwerte nach *ICNIRP* zu verwenden. Sollte dies nicht gelingen können die Basiswerte, ebenfalls zu einem Drittel, betrachtet werden. Darüber hinaus sind alle denkbaren Anwendungsfälle zu prüfen bei denen eine Exposition gegenüber weiteren Feldquellen auftreten kann [SSK07]. Dieses Vorgehen kann in der Entwicklung von Fahrzeugkomponenten Anwendung finden.

In einem Kraftfahrzeug sind die Fahrzeuginsassen immer mehreren Feldquellen ausgesetzt. Somit ist es angebracht, neben der Bewertung von Einzelkomponenten die Gesamtexposition aller Verbraucher gleichzeitig aufzunehmen und zu bewerten. Darüber hinaus sollten typische Fahrzenarien geprüft werden, um den Einfluss des Antriebssystems auf die Emission von Magnetfeldern im Fahrzeuginnenraum beurteilen zu können.

Bei der IEC wurde eine technische Spezifikation, IEC TS 62764-1 [IEC19d], für diese Fahrzeugtests verfasst. Sie kann zum Nachweis der EMVU von Fahrzeugen im Sinne der IEC 62311 von 1 Hz bis 400 kHz angewendet werden. Die Spezifikation unterteilt das Fahrzeug in Bereiche, in denen die magnetischen Felder bei unterschiedlichen Fahrzeugzuständen und beim Laden der Traktionsbatterie von Elektrofahrzeugen aufzunehmen sind (Abbildung 2.11). Das Fahrzeug wird hierbei im Stillstand mit Aktivierung aller Verbraucher (Klimaanlage, Sitzheizung, Scheibenwischer, Radio, etc.), bei einer konstanten Fahrt mit $40 \frac{\text{km}}{\text{h}}$ und einer Beschleunigungsfahrt $2,5 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$ gemessen. Die Bewertung der Felder erfolgt nach nationalen Richtlinien, die auf den ICNIRP-Empfehlungen basieren. Somit kann die Möglichkeit bestehen, einen Nachweis der EMVU durch Simulation der Basiswerte zu erbringen. IEC TS 62764-1 verweist hierbei auf Berechnungsmethoden nach [IEC04a] und [IEC04b].

In China gilt die GB/T 37130, bei der einzelne Messpunkte definiert wurden. Zusätzlich zu den in IEC TS 62764-1 genannten Fahrzuständen ist noch eine Verzögerungsfahrt mit

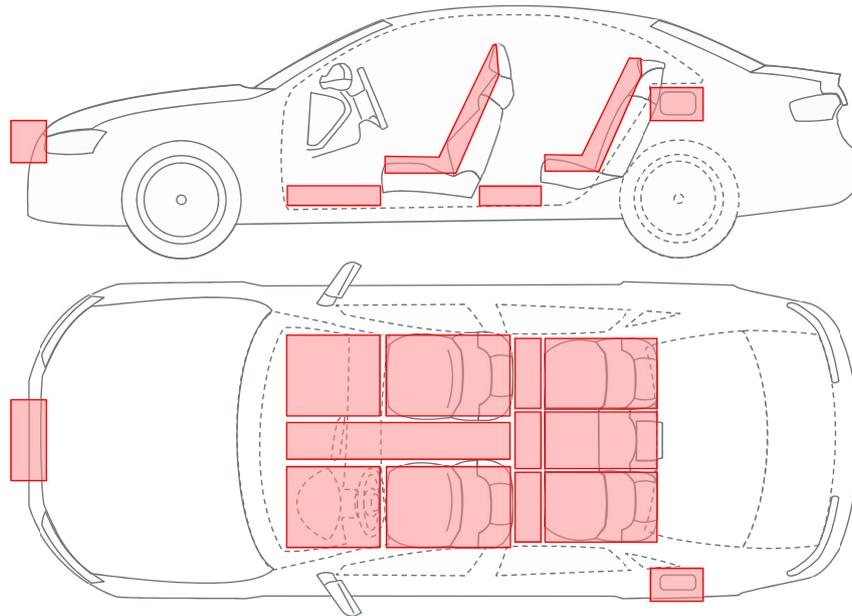


Abbildung 2.11: Messzonen nach IEC TS 62764-1:2019

$2,5 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$ durchzuführen. Die EMVU-Bewertung erfolgt nach der *PTL-Methode* (2.3). Basiswerte können hier nicht verwendet werden.

Beide Standards gelten nicht für absichtliche Feldquellen und nicht reproduzierbare, transiente Störgrößen.

2.4.3 Prüfverfahren für WPT-Systeme

Die Standardisierung von WPT-Systemen soll dem Kunden das kontaktlose Laden seines Elektrofahrzeugs im öffentlichen Raum unabhängig von Fahrzeugtyp und Hersteller ermöglichen. Dies kann gelingen, wenn eine Interoperabilität zwischen der Ladetechnik im Fahrzeug und der Ladeinfrastruktur geschaffen wird. Weiterhin sind Elektromagnetische Verträglichkeit und - Umweltverträglichkeit Bestandteil der Standardisierungsarbeiten.

Prüfverfahren und Grenzwerte für EMV werden u.a. von den Untergruppen CISPR B (Ladeinfrastruktur) und CISPR D (Fahrzeug) erarbeitet und fließen in die Standards CISPR 11, 12 und IEC 61980-1 [IEC15] mit ein [WCRV18].

Die Elektromagnetische Umweltverträglichkeit von induktiven Ladesystemen wurde in den letzten Jahren intensiv im Rahmen der Standardisierung in der Arbeitsgruppe 9 des TC 106

diskutiert und in einem Bericht zusammengefasst [IEC18]. Im Jahr 2021 sollen die Ergebnisse in einem Standard für die EMVU-Bewertung eines WPT-Systems veröffentlicht werden.

Aktuell kann für einen Nachweis der EMVU von WPT-Systemen der in Abbildung 2.10 gezeigte und in Abschnitt 2.3.4 beschriebene Ablauf verwendet werden. Dem gezeigten Schema folgend ergibt sich folgendes Vorgehen:

Eine Niedrigleistungsausschlussgrenze analog DIN EN 62479 ist für WPT-Systeme auf Grund der Arbeitsfrequenz kleiner 10 MHz und den Systemleistungen im kW-Bereich nicht anwendbar. Die Funktion von WPT-Systemen basieren auf der Felderzeugung, sie sind somit als beabsichtigte Feldquellen zu betrachten. In den Produktnormen IEC 61980-1 und ISO 19363 [ISO20] sind Messverfahren zur Erfassung der Expositionswerte zu finden. Dabei wurden für die Messzonen unterschiedliche Schutzziele mit Bezug zu Personenschutzempfehlungen definiert, siehe Abbildung 2.12 und Tabelle 2.2. Die Produktnormen können somit für eine EMVU-Bewertung verwendet werden.

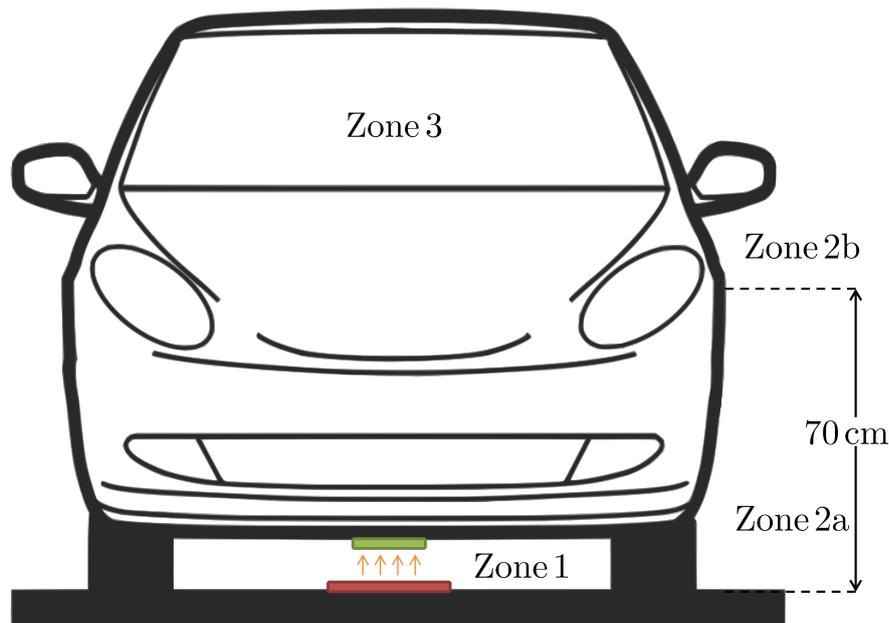


Abbildung 2.12: Definition der Schutzzonen nach SAE J 2954

Zone 1 bezeichnet den Bereich unterhalb des Fahrzeugs, in dem auch die Energieübertragung zwischen Boden- und Fahrzeugspule über den Luftspalt stattfindet. Hier können funktionsbedingt die Referenzwerte beispielsweise der ICNIRP 2010 (gen. pub.) überschritten werden, weshalb in den Standards Erkennungs- und Abschaltvorrichtungen definiert sind, die den Ladevorgang unterbrechen, sobald sich ein Lebewesen in Zone 1 befindet. Der Bereich außerhalb

des Fahrzeugs wird mit Zone 2 bezeichnet und ist hier nochmals in 2a und 2b unterteilt. In dem Bereich können sich Personen aufhalten, die nicht einschätzen können, ob ein Ladevorgang im Moment stattfindet. Aus diesem Grund gelten hier die jeweiligen Anforderungen für die allgemeine Bevölkerung. In SAE J 2954 werden darüber hinaus ab einer Höhe von 70 cm zum Boden (Zone 2b) Grenzwerte für das magnetische Feld analog den Störfestigkeitsanforderungen für Herzschrittmacher und Defibrillatoren nach ISO 14117 definiert. Für den Bereich darunter (hier: ICNIRP 2010) ist eine Fehlfunktion aktiver, medizinischer Implantate somit nicht ausgeschlossen. IEC 61980-1 definiert die Zone 2 als zusammenhängenden Messbereich, gibt generell jedoch keine Auskunft über die anzusetzende Personenschutzempfehlung. Die Zone 3 deckt den kompletten Fahrgastraum ab.

In Abschnitt 4.5 werden für unterschiedliche Spulensysteme und Positionierungen Streufelder berechnet und mit den oben genannten Personenschutzempfehlungen verglichen. In [HBS⁺18] wurden vier Studien zur EMVU von WPT-Systemen aufgegriffen, die alle zum Ergebnis gekommen sind, dass mit den definierten Grenzwerten ein hinreichender Personenschutz gegeben ist.

Tabelle 2.2: Referenzwerte für die magnetische Flussdichte aus SAE J2954 und ausgewählten Personenschutzempfehlungen bei 85 kHz sowie Schutzanforderungen für aktive medizinische Implantate (AIMD)

WPT-Systeme SAE J2954		International		Europa	
Zone 3	15 μ T (AIMD) 27 μ T	ICNIRP 98	6,25 μ T	EU RL 2013/35 Arbeitnehmer	100 μ T
Zone 2a	15 μ T (AIMD) 27 μ T	ICNIRP 2010	27 μ T	1999/519/EG	6,25 μ T
Zone 2b	15 μ T (AIMD) 27 μ T	C95.6-2005, IEEE	205 μ T		
Zone 1	- WPT abschalten - Zone 2a Limits				

Sollten die Referenzwerte an einer Stelle überschritten werden, so sind die Expositionswerte mit Bezug zu Basiswerten zu bestimmen. Dies kann laut IEC 62226-1 [IEC04a] durch Verrechnung von Messwerten mit einem EMVU-Kopplungsfaktor k_{EMVU} erfolgen. Dieser Faktor ist nach IEC TR 62905 [IEC18] wie folgt definiert:

$$k_{EMVU} = \frac{E_{i,max} \cdot B_{ll}}{E_{i,ll} \cdot B_{max}} \quad (2.4)$$

Dabei wird für k_{EMVU} das Verhältnis aus der in ein Menschenmodell induzierten elektrischen

Feldstärke $E_{i,\max}$ und dem an der Position des Menschenmodells maximal auftretenden magnetischen Flussdichte B_{\max} , jeweils bezogen auf den zugehörigen Basis- oder Referenzwert ($E_{i,\parallel}$ bzw. B_{\parallel}), gebildet. Hier werden nur die Beträge der Feldstärken betrachtet. Anschließend soll es durch Multiplikation von Messwerten mit k_{EMVU} möglich sein, die auf Basiswerte bezogene Exposition bewerten zu können.

Für WPT-Systeme werden die Kopplungsfaktoren momentan ermittelt [WLH⁺17], jedoch müssen dafür die Einflüsse auf die Streufelder entlang des Fahrzeugs berücksichtigt werden (siehe Abschnitt 4.5). In dieser Arbeit wird in 4.6 kurz das Thema der EMVU-Kopplungsfaktoren von WPT-Systemen diskutiert.

Eine weitere Möglichkeit ist die direkte Berechnung der induzierten, elektrischen Feldstärke E_i mithilfe eines Menschenmodells. Für das Szenario einer unterhalb des Fahrzeugs liegenden Person, während das WPT-System aktiv ist, wird diese Berechnung mit der in Abschnitt 3.2.3 vorgestellten Methode durchgeführt und die Expositionswerte bestimmt.

2.5 Messtechnik für niederfrequente Magnetfelder

2.5.1 Isotrope Magnetfeldsonden

Für die Messung und anschließende Bewertung der Referenzwertfunktionen von niederfrequenten Magnetfeldern werden aktuell isotrope Magnetfeldsonden eingesetzt, die den Anforderungen der IEC 61786-1 entsprechen [DIN14]. Das Gerät soll magnetische Flussdichten von mindestens $0,1 \mu\text{T}$ bis 200 mT im Frequenzbereich von 1 Hz bis 100 kHz erfassen können. Bekannte Produktnormen, wie die IEC 62233 für Haushaltsgeräte [IEC05], oder die IEC TS 62764-1 erweitern den Messbereich bis 400 kHz . Das Messgerät ist mit drei orthogonal zueinander angeordneten Spulen ausgestattet, die jeweils für eine entsprechende Raumrichtung die Komponente der magnetischen Flussdichte aufnehmen. Anschließend kann der Betrag aus den Einzelkomponenten gebildet werden.

Die Spulenfläche soll dabei 100 cm^2 nicht überschreiten. In IEC TS 62764-1:2019 und IEC 62233 kommen 100 cm^2 Sonden zum Einsatz.

In IEC 62311 sind die Bewertungsverfahren für ICNIRP 1998 und ICNIRP 2010 mit deren praktischer Umsetzung erklärt. Im Messgerät wird dazu die *WPM-Methode* in Form von Filtern aufgebaut.

Dabei wird die von jeder Spule aufgenommene magnetische Flussdichte $\mathbf{B}_{x,y,z}$ separat mit einer Filterfunktion $\mathbf{W}(f)$ gewichtet. $\mathbf{W}(f)$ ist dabei der Kehrwert der Spitzenwerte einer Referenzwertfunktion $\mathbf{B}_{\parallel}(f)$ mit abschnittsweise definierten Phase. Daraus können Filterkoeffizienten abgeleitet werden [Kel17]. Da die Werte in den Personenschutzempfehlungen meistens als Effektivwert angegeben sind, muss $\sqrt{2}$ entsprechend berücksichtigt werden.

$$\mathbf{W}(f) = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \mathbf{B}_{\parallel}(f)}$$

Die Bewertung kann direkt im Zeitbereich erfolgen, indem $b_{x,y,z}(t)$ mit $w(t)$ gefaltet wird. $b_{x,y,z}(t)$ ist dabei der zeitliche Verlauf der magnetischen Flussdichte, $w(t)$ die Impulsantwort des Filters und $s_{x,y,z}(t)$ das gewichtete Zeitsignal.

$$\mathbf{W}(f) \bullet \text{---} \circ w(t)$$

$$s_{x,y,z}(t) = b_{x,y,z}(t) * w(t) \tag{2.5}$$

Alternativ kann die Wichtung im Frequenzbereich durch eine Multiplikation von $\mathbf{B}_{x,y,z}(f)$ und $\mathbf{W}(f)$ mit anschließender Rücktransformation in den Zeitbereich erfolgen.

$$\mathbf{S}_{x,y,z}(f) = \mathbf{B}_{x,y,z}(f) \cdot \mathbf{W}(f) \tag{2.6}$$

$$\mathbf{S}_{x,y,z}(f) \bullet \text{---} \circ s_{x,y,z}(t)$$

Das Betragsmaximum von $s_{x,y,z}(t)$ über einen Zeitraum von einer Sekunde ergibt den Expositionswert M_E der verwendeten Referenzwertfunktion.

$$M_E = \max \left\{ \sqrt{s_x^2(t) + s_y^2(t) + s_z^2(t)} \right\} \tag{2.7}$$

Für $M_E < 1$ gilt die EMVU-Bewertung nach der entsprechenden Personenschutzempfehlung als bestanden.

2.5.2 Erweiterte Messunsicherheit

In den zuvor beschriebenen Prüfverfahren für WPT-Systeme und Kraftfahrzeuge werden auf Basis von Messergebnissen Aussagen zur EMVU getroffen. Als Bewertungsgrundlage gelten die in Personenschutzempfehlungen genannten Referenzwerte. Für die Interpretation der

Messergebnisse ist ein Verständnis über die Messunsicherheiten des verwendeten Messverfahrens unabdingbar. Hierfür ist die erweiterte Messunsicherheit des Messgeräts im bestimmten Anwendungsfall zu betrachten.

Die erweiterte Unsicherheit \mathfrak{U} ist die Wurzel der Quadratsumme aller Standardunsicherheiten u_i der jeweiligen Einflussfaktoren i , multipliziert mit dem Erweiterungsfaktor k .

$$\mathfrak{U} = k \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^N u_i^2} \quad (2.8)$$

Alle u_i entsprechen hierbei der Standardabweichung (auch: Streumaß) s_i der jeweiligen Einflussfaktoren. Die Standardabweichung lässt sich durch wiederholtes Messen bei Variation eines Einflussfaktors messtechnisch bestimmen. Dabei steigt die Genauigkeit der Bestimmung von s_i mit der Versuchszahl N .

Die Standardabweichung s_i ist wie folgt definiert:

$$s_i = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}{N - 1}} \quad (2.9)$$

mit:

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^N x_i}{N} \quad (2.10)$$

Der Erwartungswert \bar{x} wird aus der Summe aller Messwerte, bezogen auf die Anzahl der Messungen, gebildet.

Da alle in \mathfrak{U} enthaltenen Summanden einer Normalverteilung unterliegen, gilt dies auch für \mathfrak{U} selbst. Über den Erweiterungsfaktor k lässt sich die Wahrscheinlichkeit festlegen, mit der ein Messwert im genannten Intervall der erweiterten Messunsicherheit liegt. In den meisten Fällen, wie auch bei Messungen nach IEC TS 62764-1, wird $k = 2$ gesetzt und somit liegt ein Messwert mit ungefähr 95 % Wahrscheinlichkeit innerhalb des Intervalls.

Um \mathfrak{U} in Prozent auszudrücken, muss zunächst der Variationskoeffizient gebildet werden:

$$v_i = \frac{s_i}{\bar{x}} \quad (2.11)$$

Dieser kann anschließend an Stelle von u_i in (2.8) eingesetzt und \mathfrak{U}_i berechnet werden.

Neben gerätespezifischen Standardunsicherheiten, die sich aus der Fertigung einer Sonde oder der Kalibrierung ergeben, treten beim Umgang mit isotropen Magnetfeldsonden Messfehler aufgrund von Positionierung oder Ausrichtung der Sonde im Messpunkt auf. Da dieser Effekt für jede Messaufgabe unterschiedlich sein kann, erfolgt in dieser Arbeit eine Betrachtung des Positionierungsfehlers bei Fahrzeugmessungen in Abschnitt 5.2. Für WPT-Systeme wurde das Thema in IEC TR 62905 behandelt. Darin enthalten ist eine Empfehlung, zehn Messungen in einem Messpunkt durchzuführen, um den Einflussfaktor der Sondenausrichtung erfassen zu können.

3 Berechnung elektromagnetischer Felder in Gewebe

Bei einer Expositionsbewertung durch Basiswerte müssen die durch externe elektromagnetische Felder im Körper eines Lebewesens hervorgerufenen elektrischen Feldstärken \mathbf{E}_i oder Stromdichten \mathbf{J}_i ermittelt werden. Dies erfolgt durch numerische Feldberechnungen. Für die in dieser Arbeit untersuchten Expositionsszenarien von niederfrequenten Magnetfeldern eines WPT-Systems (mit Fahrzeugkarosserie) oder Energieversorgungsleitungen eines Kraftfahrzeugs werden die externen Felder am Ort des Menschenmodells mit der Momentenmethode berechnet. Dieser Ansatz ermöglicht es große, metallische Strukturen, wie die Fahrzeugkarosserie und Abschirmbleche eines WPT-Systems, sowie stromführende Leitungen oder die Spulenwicklungen gemeinsam zu berücksichtigen.

Anschließend ergibt sich das Problem mit der Momentenmethode \mathbf{E}_i und \mathbf{J}_i in einem Volumenkörper (z. B. Menschenmodell) zu berechnen, da die Momentenmethode für flächige oder linienförmige Strukturen geeignet ist. In dieser Arbeit wird eine Erweiterung der MoM durch modifizierte Volumenintegralgleichungen (VIE) eingeführt, die in Zusammenarbeit mit der Firma *EMCoS Ltd.* entwickelt worden ist. Die Methode wird abschließend am Menschenmodell *TARO* validiert.

3.1 Elektromagnetische Felder

3.1.1 Maxwell-Gleichungen

Die Maxwell-Gleichungen beschreiben Zusammenhänge zwischen elektrischen und magnetischen Feldern sowie deren Wechselwirkung mit Ladungsträgern und elektrischen Strömen.

Elektrische Ladungen Q sind die Quelle elektrischer Felder. Sie lassen sich durch die Integration der elektrischen Flussdichte \mathbf{D} über die Oberfläche \mathbf{A} eines die Ladung umschließenden Volumens V bestimmen (Gaußsches Gesetz, (3.1)). Die Ladungsdichte wird mit ρ bezeichnet.

Mithilfe des Induktionsgesetzes (3.2) wird die Induktion einer elektrischen Spannung in eine Leiterschleife beschrieben. Ihre Ursache ist ein sich zeitlich änderndes magnetisches Feld, das

durch eine Leiterschleife tritt. \mathbf{B} ist hierbei die magnetische Flussdichte und \mathbf{E} die elektrische Feldstärke.

Magnetische Felder umwirbeln elektrische Ströme in geschlossenen Bahnen im Rechtsschraubensinn zur Stromrichtung. Es existieren somit keine magnetischen Quellen in Form von magnetischen Ladungen bzw. Monopole (3.3). Das Durchflutungsgesetz (3.4) beschreibt die magnetische Feldstärke \mathbf{H} als eine den elektrischen Strom umlaufende und geschlossene Bahn. Die elektrischen Ströme \mathbf{J} sind hierbei aus der Leitungsstromdichte \mathbf{J}_L und dem Verschiebungsstrom, der die zeitliche Änderung von \mathbf{D} beschreibt, zusammengesetzt.

Differentielle Form

Integralform

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \qquad \oiint_{\partial V} \mathbf{D} \cdot d\mathbf{A} = Q(V) \qquad (3.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{B} \qquad \oint_{\partial A} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} = -\iint_A \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \qquad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \qquad \oiint_{\partial V} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} = 0 \qquad (3.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{D} + \mathbf{J}_L \qquad \oint_{\partial A} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} = \iint_A (\mathbf{J}_L + \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{D}) \cdot d\mathbf{A} \qquad (3.4)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}, \text{ mit } \varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \qquad (3.5)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}, \text{ mit } \mu = \mu_0 \cdot \mu_r \qquad (3.6)$$

Die Verschiebungsflussdichte \mathbf{D} ergibt sich in einem linearen, isotropen Medium aus der Multiplikation von \mathbf{E} mit der Permittivität ε (3.5). ε_0 ist die Permittivität des Vakuums und näherungsweise $8,854 \cdot 10^{-12} \frac{F}{m}$. Jeder Stoff besitzt eine relative Permittivität ε_r , die dimensionslos, komplex und frequenzabhängig ist.

μ ist die Permeabilität, die mit \mathbf{H} multipliziert \mathbf{B} ergibt (3.6). In Vakuum existiert die magnetische Feldkonstante μ_0 , die näherungsweise $4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$ beträgt. μ_r ist die Permeabilitätszahl eines Stoffes, die dimensionslos, komplex und frequenzabhängig ist. Insbesondere bei ferromagnetischen Materialien wie Ferriten oder magnetischen Werkstoffen ist die Frequenzabhängigkeit, auch in Simulationen, zu berücksichtigen. Aluminium gilt als paramagnetisch mit $\mu_r \gtrsim 1$, Wasser und die Gewebe des menschlichen Körpers hingegen als diamagnetisch $\mu_r \lesssim 1$.

Mit der elektrischen Leitfähigkeit σ eines Stoffes lässt sich das ohmsche Gesetz für die

Leitungsstromdichte \mathbf{J}_L wie folgt formulieren:

$$\mathbf{J}_L = \sigma \mathbf{E}. \quad (3.7)$$

3.1.2 Kontinuitätsgleichung und Potentiale

Neben den inhomogenen Maxwell-Gleichungen (3.2) und (3.4) zeigt auch die Kontinuitätsgleichung der Elektrodynamik (3.8) die Verknüpfung von elektrischem und magnetischem Feld. In differentieller Form kann diese wie folgt formuliert werden:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \nabla \cdot \mathbf{J} = 0. \quad (3.8)$$

Die Berechnung von \mathbf{E} erfolgt über die dynamischen Potentiale ϕ (3.11) und \mathcal{A} (3.12). Die magnetische Flussdichte \mathbf{B} kann aus dem magnetischen Vektorpotential \mathcal{A} (3.12) gebildet werden.

$$\mathbf{E} = -\nabla \cdot \phi - \frac{\partial}{\partial t} \mathcal{A} \quad (3.9)$$

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathcal{A} \quad (3.10)$$

ϕ und \mathcal{A} lassen sich wie folgt unter Verwendung der Greenschen Funktion des Freiraums $G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)$ darstellen [Sch02]:

$$\phi(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{\varepsilon_0} \iiint_V \rho_V(\mathbf{r}_0, t) \cdot G dV, \quad (3.11)$$

$$\mathcal{A}(\mathbf{r}, t) = \mu \iiint_V \mathbf{J}(\mathbf{r}_0, t) \cdot G dV; \quad (3.12)$$

mit

$$G = \frac{1}{4\pi} \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|}.$$

Auf den beobachteten Feldaufpunkt zeigt \mathbf{r} , \mathbf{r}_0 hingegen auf den Ort der Quelle.

Treten elektrische oder magnetische Felder von einem Medium mit den Materialeigenschaften ε_1, μ_1 in ein anderes mit ε_2 und μ_2 über, gelten die unten stehenden Randbedingungen.

$$\mathbf{E}_{t,1} = \mathbf{E}_{t,2} \quad (3.13) \qquad \mathbf{H}_{t,1} - \mathbf{H}_{t,2} = \mathbf{j}_A \quad (3.15)$$

$$\mathbf{D}_{n,1} - \mathbf{D}_{n,2} = \rho_A \quad (3.14) \qquad \mathbf{B}_{n,1} = \mathbf{B}_{n,2} \quad (3.16)$$

Hier ist \mathbf{j}_A die Oberflächenstromdichte auf der Grenzfläche, ρ_A bezeichnet die Oberflächenladung. Vektorielle Größen lassen sich in eine tangentiale Komponente \mathbf{X}_t , die tangential zur Grenzfläche verläuft und eine Normalkomponente \mathbf{X}_n , die dazu senkrecht steht, zerlegen.

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_n + \mathbf{X}_t \quad (3.17)$$

3.1.3 Momentenmethode zur Berechnung elektromagnetischer Felder

Zur Berechnung von elektromagnetischen Feldern innerhalb eines Kraftfahrzeugs sind die Störquelle mit den dort angeschlossenen Leitungen sowie deren Verlegung und die Fahrzeugkarosserie mit ihren elektrischen Eigenschaften zu berücksichtigen. Je nach Problemstellung kann die Störsenke eine andere Komponente, die Fahrzeugantenne(n) oder auch Fahrzeuginsassen in Form von Menschenmodellen sein.

Numerische Berechnungsmethoden werden in der Elektrotechnik zur Bestimmung der Feldverteilung in und an Körpern mit komplexer Geometrie eingesetzt. Dabei werden die Körper in mathematisch gut beschreibbare Geometrien, wie beispielsweise Dreiecke, Würfel oder Hexaeder diskretisiert.

Sollen nun die elektromagnetischen Felder berechnet werden, die sich aufgrund von Strömen auf den Energieversorgungsleitungen im Kfz ausbilden, ist bei der Diskretisierung das Verhältnis von den Abmaßen der Karosserie zu beispielsweise den Leitungsquerschnitten oder dem Abstand von Leitungen zur Karosserie zu bedenken. Volumendiskretisierende Methoden sind hier nur bedingt einsetzbar, da bei dem aufgezeigten Szenario eine hohe Anzahl an Volumenelementen nötig wäre. In den letzten Jahren hat sich die Momentenmethode (MoM) als geeignet erwiesen, da hier lediglich eine Oberflächendiskretisierung nötig ist [Pan16, Rin, Ull]. Weiterhin kann die MoM im Frequenzbereich angewendet werden, was die Komplexität der Maxwell'schen Gleichungen oder der Potentialgleichungen auf ein zu lösendes räumliches Problem reduziert. (3.11) und (3.12) können im Frequenzbereich wie folgt dargestellt werden:

$$\phi(\mathbf{r}) = \frac{1}{\varepsilon_0} \iiint_V \rho_V(\mathbf{r}_0) \cdot G_\omega dV, \quad (3.18)$$

$$\mathcal{A}(\mathbf{r}) = \mu \iiint_V \mathbf{J}(\mathbf{r}_0) \cdot G_\omega dV; \quad (3.19)$$

mit

$$G_\omega = \frac{1}{4\pi} \frac{e^{jk|\mathbf{r}-\mathbf{r}_0|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}_0|};$$

der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ und der Ausbreitungskonstante $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$.

Eine Berechnung im Frequenzbereich ist möglich, wenn die zeitliche Anregung des Systems in seine harmonischen Bestandteile zerlegt wurde. Für die Berechnung im Frequenzbereich wird die EFIE (engl. Electrical Field Integral Equation, (3.20)) in ein lineares Gleichungssystem überführt.

$$\mathbf{E} = -j\omega\mu\mathcal{A} + \frac{1}{j\omega\varepsilon} \nabla(\nabla \cdot \mathcal{A}) \quad (3.20)$$

Weiterhin wird davon ausgegangen, dass die bekannte Anregung eines Systems $g(x)$ über einen linearen Operator \mathfrak{L} die zu bestimmende Reaktion $f(x)$ hervorruft [Har67].

$$\mathfrak{L}(f(x)) = g(x)$$

Eine ausführliche Darstellung der MoM für die Berechnung von elektromagnetischen Feldern findet sich beispielsweise in [Sch02, Boo92].

Die MoM kann fallspezifisch mit anderen Methoden, wie der MTL (*Multi Conductor Transmission Lines*), erweitert werden [JS12, TJB⁺04].

3.1.4 Berechnung magnetischer Felder

In dieser Arbeit werden vordergründig niederfrequente Magnetfelder, die in Anlehnung an IEC 62764-1 bis 400 kHz definiert sind, betrachtet. Dadurch kann (3.4) durch Vernachlässigung des Verschiebungsstroms wie folgt vereinfacht werden:

$$\oint_{\partial A} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} = \iint_A \mathbf{J}_L \cdot d\mathbf{A}. \quad (3.21)$$

Diese Vereinfachung der quasi-Magnetostatik ist möglich, wenn:

$$\frac{\sigma}{\varepsilon} \gg \omega \quad (3.22)$$

gilt. Für die im Kraftfahrzeug verbauten Materialien ist diese Bedingung erfüllt.

Das magnetische Feld von bewegten Ladungsträgern kann durch das Biot-Savart-Gesetz berechnet werden.

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi} \iiint_{V_0} \mathbf{J}(\mathbf{r}_0) \times \frac{\mathbf{r} - \mathbf{r}_0}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|^3} dV_0 \quad (3.23)$$

Für bestimmte Anordnungen, wie Leitungen mit linienförmigen Strömen, ergeben sich entsprechende Vereinfachungen (siehe Anhang A).

Im Anwendungsfall einer stromführenden Leitung im Kraftfahrzeug muss zunächst die Stromverteilung entlang der Leitung und auf der metallischen Fahrzeugkarosserie bestimmt werden. Im ersten Schritt erfolgt eine Diskretisierung des Karosseriemodells in dreieckige Segmente, die Leitung wird in Liniensegmente unterteilt. Anschließend wird mithilfe der Momentenmethode für jedes Element n der Strom \mathbf{J}_n bestimmt. Die Berechnung der magnetischen Feldstärke im Feldaufpunkt am Ort \mathbf{r} erfolgt durch Superposition aller Ströme nach (3.23).

Damit niederfrequente Magnetfelder für komplexe Strukturen und metallischen bzw. permeablen Materialien mithilfe der MoM berechnet werden können, sind Erweiterungen notwendig.

Mit Blick auf (3.20) ist zu erkennen, dass bei niedrigen Frequenzen die Summanden entweder gegen Null oder unendlich streben. Dies kann zu falschen Ergebnissen in der numerischen Berechnung führen. Weiterhin werden bei vielen MoM Anwendungen für höhere Frequenzen metallische Oberflächen in der Regel als PEC (engl. *Perfect Electric Conductor*) nachgebildet, um die Randbedingungen zu vereinfachen. Jedoch führt dies zu einer fehlerhaften Berechnung der magnetischen Feldstärke in der Nähe von Oberflächen, da μ_r nicht berücksichtigt wird [JGKH10a, ZC00].

Um dieses Problem zu umgehen wurde ein LFMF-Löser (engl. *Low Frequency Magnetic Fields*, Software: EMCoS-Studio) eingeführt, der zusätzliche Randbedingungen für die Ober- und Unterseite der metallischen Oberflächen definiert [Mit68, Kar09]. Dadurch können die Materialparameter berücksichtigt werden. Sind alle Oberflächenströme auf Ober- und Unterseite bekannt, erfolgt die Berechnung von \mathbf{E} und \mathbf{H} durch Superposition der Ströme.

Eine umfangreiche Dokumentation zum theoretischen Hintergrund und der Verifikation des Verfahrens findet sich in [JGH⁺14a, JGKH10a].

3.2 Berechnung der induzierten elektrischen Feldstärke in Gewebe

In diesem Abschnitt wird eine neue Berechnungsmethode vorgestellt, um die induzierten elektrischen Feldstärken \mathbf{E}_i in einem Modell des menschlichen Körpers bestimmen zu können. Im Gegensatz zur Berechnung von SAR-Werten für höhere Frequenzen ab einigen MHz existieren aktuell keine Referenzmodelle für \mathbf{E}_i im Bereich bis 400 kHz. Deshalb wurde das Modell *TARO* ausgewählt, welches frei verfügbar ist und in mehreren Publikationen anerkannter Wissenschaftler auf diesem Gebiet verwendet wurde [HYH⁺09].

3.2.1 Elektrische Eigenschaften von Gewebe

Der menschliche Körper ist aus Geweben aufgebaut, die unterschiedliche elektrische Eigenschaften besitzen. Die Permeabilität der Gewebe entspricht ungefähr der von Wasser ($\mu_{r,\text{Wasser}} \approx 1 - 9 \cdot 10^{-6}$) und kann für die weiteren Berechnungen mit Eins (Vakuum) angenommen werden [Sch96, Lin12]. Die dielektrischen Eigenschaften hingegen sind frequenzabhängig und weisen eine Dispersion auf. In der Literatur werden meist die in [GLG96] veröffentlichten Parameter für die Berechnung von ε_r und σ der Gewebe mit Hilfe von [CC41] verwendet. Die in Abschnitt 4.6 gezeigten Simulationsergebnisse basieren ebenfalls auf diesen Daten.

Abbildung 3.1 zeigt den Verlauf von ε_r und σ für ein Muskelgewebe. Die elektrische Leitfähigkeit steigt mit der Frequenz an, wohingegen die Permittivität abnimmt.

3.2.2 Gewebe in elektromagnetischen Feldern

Da die Permeabilität von Luft und Gewebe fast identisch ist ($\mu_0 = \mu_j$), werden niederfrequente, magnetische Felder durch das Eindringen in Gewebe nicht beeinflusst. Es gilt hier $\mathbf{H}_{t,0} = \mathbf{H}_{t,j}$ und (3.16).

Die Leitfähigkeit und Permittivität der Gewebe unterscheidet sich signifikant von Luft, somit bilden sich an der Grenzschicht Oberflächenladungen ρ_A aus (3.14). Dies gilt auch für die Übergänge zwischen verschiedenen Geweben. Die tangentialen Komponenten der elektrischen Feldstärke innerhalb und außerhalb des Gewebes sind stetig (3.13).

Für die Übergänge ergibt sich zusätzlich aus der Kontinuitätsgleichung (3.8) und (3.7) folgender Zusammenhang (siehe Abbildung 3.2):

$$\sigma_j \mathbf{E}_{n,j} - \sigma_k \mathbf{E}_{n,k} = -j\omega \rho_A. \quad (3.24)$$

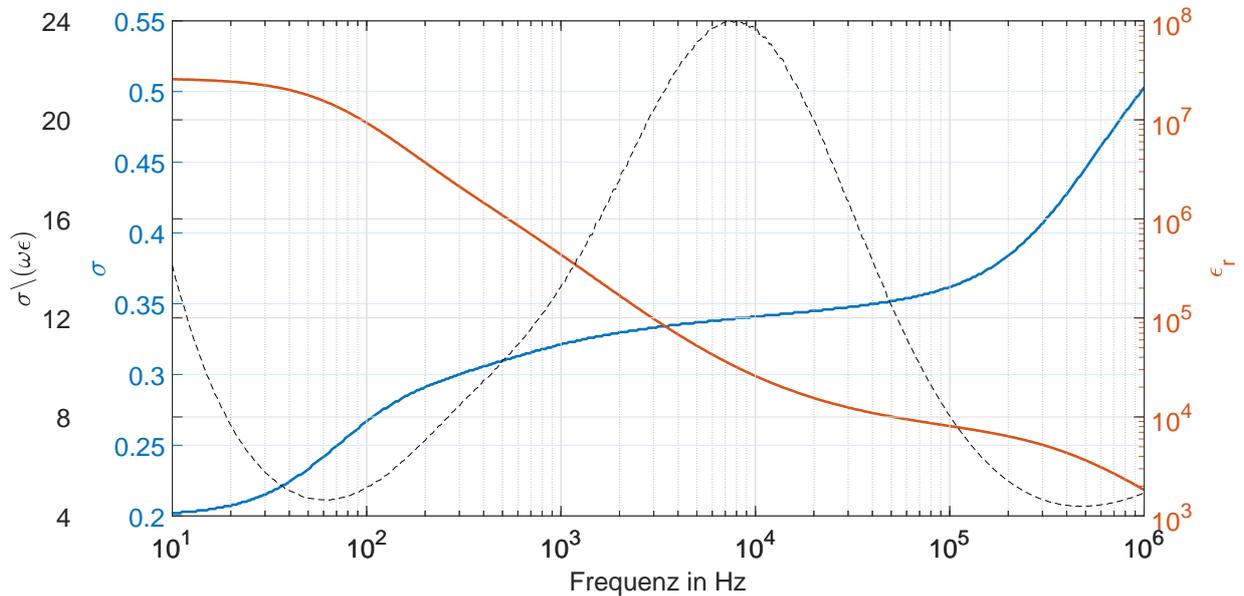


Abbildung 3.1: Elektrische Leitfähigkeit σ (blau), relative Permittivität ϵ_r (rot) von Muskelgewebe nach [GLG96] und deren Verhältnis (schwarz, gestrichelt)

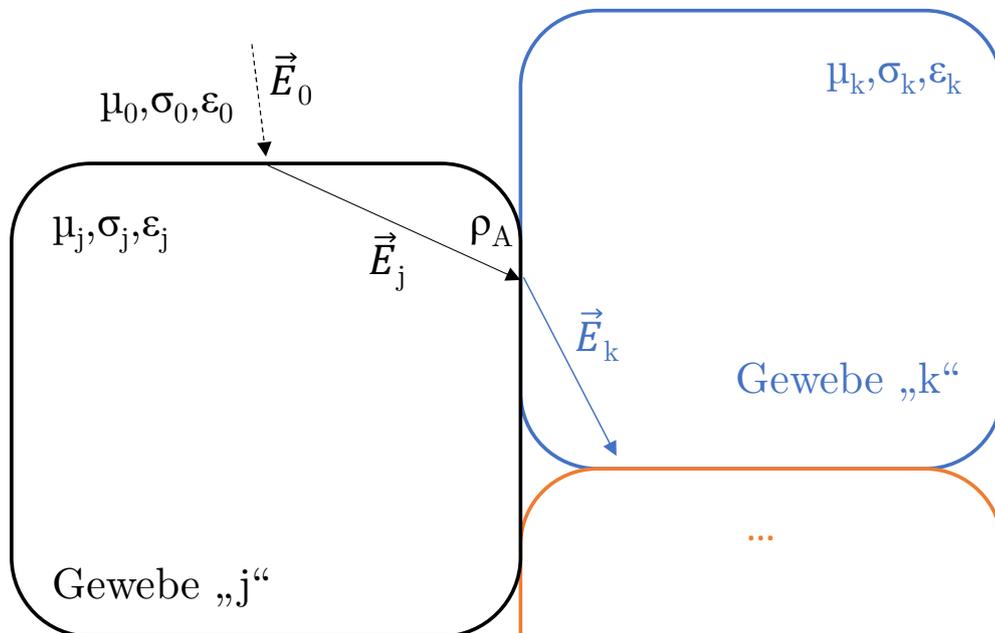


Abbildung 3.2: Elektrisches Feld an den Übergängen von Luft „0“ zu Gewebe sowie zwischen den Geweben „j“ und „k“

Elektrische und magnetische Felder können getrennt voneinander betrachtet werden, wenn die Wellenlänge λ wesentlich größer ist als das in der Berechnung betrachtete Objekt (hier: Mensch bzw. Lebewesen). Für Frequenzen bei 400 kHz beträgt λ in Luft:

$$\lambda = \frac{c_{\text{Luft}}}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m s}^{-1}}{4 \cdot 10^5 \text{ s}^{-1}} = 750 \text{ m.} \quad (3.25)$$

Mit Blick auf Abbildung 3.1 ist zu erkennen, dass die quasi-magnetostatischen Bedingungen allein für die Berechnung elektromagnetischer Größen in Geweben nicht genügen, da (3.22) nicht erfüllt ist. Im Gewebe gilt somit:

$$\mathbf{J} = \gamma \mathbf{E}, \quad (3.26)$$

mit $\gamma = \sigma + j\omega\epsilon$. \mathbf{J} beschreibt hier sowohl die Leitungsstromdichte \mathbf{J}_L als auch den Verschiebungsstrom $j\omega\epsilon\mathbf{E}$.

Das Verhalten von \mathbf{E}_n an der Grenzfläche ergibt sich aus der Addition von (3.24) und der mit $j\omega$ erweiterten Gleichung (3.14) zu:

$$\gamma_j \mathbf{E}_{n,j} = \gamma_k \mathbf{E}_{n,k}. \quad (3.27)$$

3.2.3 Erweiterung der MoM durch modifizierte Volumenintegralgleichungen

Magnetfelder im Kraftfahrzeug induzieren elektrische Felder $\mathbf{E}_{i,x}$ in den x-verschiedenen Geweben des menschlichen Körpers. Um diese mithilfe der für den Anwendungsfall vorteilhaft dargestellten MoM berechnen zu können ist eine Erweiterung nötig. Die hier auszugsweise vorgestellte Methode wurde in Zusammenarbeit mit der Firma *EMCoS Ltd.* entwickelt und in der Software *EMCoS-Studio* implementiert.

Die Herausforderungen sind zum einen die korrekte Bestimmung der Magnetfelder im Kraftfahrzeug (siehe Abschnitt 3.1.4) und zum anderen die sehr detailliert zu verwendenden Menschenmodelle. Die Gewebe des Körpers werden in Volumensegmente („Voxel“) unterteilt und mit den entsprechenden elektrischen Eigenschaften versehen. Nach ICNIRP 2010 sollte die Größe eines Voxels maximal 2 mm^3 betragen. An dieser Stelle ergibt sich nicht nur eine große Anzahl an Unbekannten (ca. 8,2 Millionen Voxel für das Modell TARO), die zusätzlich zur diskretisierten Fahrzeugkarosserie und deren Leitungen hinzu kommen, sondern auch die Notwendigkeit elektromagnetische Felder in Volumina mit einer für Oberflächen optimierten

MoM zu berechnen. Dazu müssen Volumenintegralgleichungen (engl. kurz VIE) eingeführt werden (3.35), (3.36).

Um die Anzahl der Unbekannten zu reduzieren wird die Berechnung in zwei Schritte unterteilt [YWG⁺17]. Der erste Schritt entspricht der Lösung des LFMF-Solvers (Abschnitt 3.1.4), der alle Oberflächenströme auf der Karosserie und die Linienströme der angeregten Leitung liefert. Mit diesen Strömen können die Magnetfelder am Ort des Menschenmodells \mathbf{H}_{ein} berechnet werden.

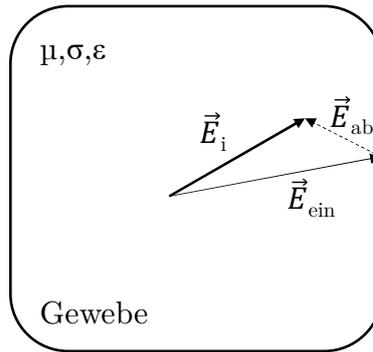


Abbildung 3.3: Induzierte elektrische Feldstärke \mathbf{E}_i eines Gewebes zusammengesetzt aus \mathbf{E}_{ein} und \mathbf{E}_{ab}

Im zweiten Schritt wird das Menschenmodell eingebracht und die von ihm beeinflusste elektrische Feldstärke \mathbf{E}_{ab} bestimmt. Wie zuvor erwähnt werden äußere magnetische Felder durch menschliche Gewebe nicht abgelenkt. Somit kann \mathbf{E}_{ein} aus dem Durchflutungsgesetz (3.4) in Verbindung mit (3.5) und (3.7) bestimmt werden.

$$\nabla \times \mathbf{H}_{\text{ein}} = \gamma \mathbf{E}_{\text{ein}} \quad (3.28)$$

Das elektrische Feld in den Geweben wird durch deren Leitfähigkeit und Permittivität beeinflusst. \mathbf{E}_{ein} und die an Grenzflächen bzw. Gewebeübergängen abgelenkten Felder \mathbf{E}_{ab} ergeben in Summe die induzierte (Gesamt-)Feldstärke \mathbf{E}_i nach dem Äquivalenztheorem [VS12] (siehe Darstellung in Abbildung 3.3).

$$\mathbf{E}_i = \mathbf{E}_{\text{ein}} + \mathbf{E}_{\text{ab}} \quad (3.29)$$

Anstelle der Raumladungsdichte ρ_V kann für ein leitfähiges Medium, das einem äußeren elektrischen Feld ausgesetzt wird, die Oberflächenladungsdichte ρ_A verwendet werden, da sich die Ladungsträger in dem Medium an dessen Oberfläche sammeln (Influenz, [Kü93]).

Als Schlussfolgerung kann nun das elektrische Skalarpotential (3.11) als Flächenintegral ausgedrückt werden.

$$\phi_A(\mathbf{r}) = \frac{1}{\varepsilon_0} \iint_A \rho_A(\mathbf{r}_0) \cdot G_\omega d\mathbf{A} \quad (3.30)$$

Das unbekannte Feld \mathbf{E}_{ab} kann nach (3.9) im Frequenzbereich wie folgt bestimmt werden:

$$\mathbf{E}_{ab} = -\nabla \cdot \phi_A(\mathbf{r}) - j\omega \mathcal{A}(\mathbf{r}). \quad (3.31)$$

Aus den Definitionen der Potentiale kann die Berechnung der Stromdichte $\mathbf{J}_i(\mathbf{r})$ und $\rho_A(\mathbf{r})$ mithilfe von zwei linearen Gleichungen erfolgen.

Die erste VIE Gleichung ergibt sich, wenn (3.26) für \mathbf{E}_i und (3.31) für \mathbf{E}_{ab} in (3.29) eingesetzt wird. Unter Verwendung der Potentiale lässt sie sich wie folgt formulieren:

$$\mathbf{J}_i(\mathbf{r}) + \frac{\gamma(\mathbf{r})}{\varepsilon_0} \iint_A \nabla G_\omega \cdot \rho_A(\mathbf{r}_0) d\mathbf{A} + j\omega \gamma(\mathbf{r}) \mu_0 \iiint_V G_\omega \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}_0) dV = \gamma(\mathbf{r}) \mathbf{E}_{ein}(\mathbf{r}). \quad (3.32)$$

Um die zweite VIE Gleichung zu erhalten wird das Verhalten der Normalkomponente der induzierten, elektrischen Feldstärke \mathbf{nE}_i an der Grenzfläche zwischen zwei Geweben j und k betrachtet (3.27). Anschließend kann die Normalkomponente von \mathbf{E}_i wieder in $\mathbf{E}_{ein} + \mathbf{E}_{ab}$ zerlegt werden.

$$\begin{aligned} \gamma_j \mathbf{nE}_{i,j} &= \gamma_k \mathbf{nE}_{i,k} \\ \mathbf{n}(\gamma_j \mathbf{E}_{ab,j} - \gamma_k \mathbf{E}_{ab,k}) &= -\mathbf{n}(\gamma_j \mathbf{E}_{ein,j} - \gamma_k \mathbf{E}_{ein,k}) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Wie bei der Herleitung der ersten VIE Gleichung wird auch hier der Ausdruck für \mathbf{E}_{ab} eingesetzt. An dieser Stelle wird jedoch nur die Normalkomponente betrachtet, was zu einer weiteren Vereinfachung des elektrischen Skalarpotentials führt und $\frac{\rho_A(\mathbf{r})}{2\varepsilon_0}$ aus dem Integral herausgenommen werden kann [VS12, GCY⁺17]. Es ergibt sich die zweite VIE Gleichung zu:

$$\frac{\rho_A(\mathbf{r})}{2\varepsilon_0} + \frac{\delta(\mathbf{r})}{\varepsilon_0} \mathbf{n} \iint_A \nabla G_\omega \cdot \rho_A(\mathbf{r}_0) dA + j\omega \delta(\mathbf{r}) \mu_0 \mathbf{n} \iiint_V G_\omega \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}_0) dV = \delta(\mathbf{r}) \mathbf{nE}_{ein}(\mathbf{r}), \quad (3.34)$$

mit $\delta(\mathbf{r}) = \frac{\gamma_j - \gamma_k}{\gamma_j + \gamma_k}$.

Mit Blick auf die Position von ε_0 im Nenner und μ_0 als Faktor in den VIE-Gleichungen wird deutlich, dass der Beitrag von ρ_A die elektrischen Ströme $\mathbf{J}_i(\mathbf{r})$ bei niedrigen Frequenzen dominiert. Mit folgender Vereinfachung für (3.34) kann $\rho_A(\mathbf{r})$ berechnet werden:

$$\delta(\mathbf{r})\mathbf{n}\mathbf{E}_{\text{ein}}(\mathbf{r}) = \frac{\rho_A(\mathbf{r})}{2\varepsilon_0} + \frac{\delta(\mathbf{r})}{\varepsilon_0}\mathbf{n} \iint_A \nabla G_\omega \cdot \rho_A(\mathbf{r}_0)d\mathbf{A}. \quad (3.35)$$

Es ist somit nur noch ein Oberflächenintegral zu lösen.

$\mathbf{J}_i(\mathbf{r})$ ergibt sich mit der gleichen Annahme aus (3.35) zu:

$$\mathbf{J}_i(\mathbf{r}) = \gamma(\mathbf{r})\mathbf{E}_{\text{ein}}(\mathbf{r}) - \frac{\gamma(\mathbf{r})}{\varepsilon_0} \iint_A \nabla G_\omega \cdot \rho_A(\mathbf{r}_0)d\mathbf{A}. \quad (3.36)$$

Mit ρ_A und $\mathbf{J}_i(\mathbf{r})$ kann $\mathbf{E}_i(\mathbf{r})$ durch (3.29) mit (3.31) bestimmt werden.

Die Verifikation der erweiterten MoM durch VIE ist anhand einer mehrschichtigen Kugel in [GCY⁺17] zu finden. Ebenfalls ist dort eine Umsetzung in Matrizenform für MoM dargestellt. Die Anwendung und Verifikation auf ein Menschenmodell (hier: *TARO*) wird im nächsten Abschnitt 3.3 gezeigt.

3.3 Verifikation der durch Magnetfelder induzierten elektrischen Feldstärke - Menschenmodell *TARO*

Das in dieser Arbeit verwendete Menschenmodell *TARO* wurde gewählt, um eine bestmögliche Verifikation für die in Abschnitt 3.2.3 vorgestellte Methode zur Bestimmung von \mathbf{E}_i zu ermöglichen. Dieser Schritt ist notwendig, da es wie in Abschnitt 2.3.4 erwähnt, aktuell keine standardisierten Menschenmodelle für den hier betrachteten Frequenzbereich bis 400 kHz gibt. Weiterhin konnte *TARO* gut in das Simulationsprogramm implementiert werden. In den Veröffentlichungen [YWG⁺17, YGCJ17] sind Implementierung und die Verifikationsergebnisse beschrieben.

Die Verifikation erfolgte analog zu den Vergleichsrechnungen unterschiedlicher Berechnungsmethoden verschiedener Institute in [HYH⁺09], veröffentlicht von Prof. Akimasa Hirata

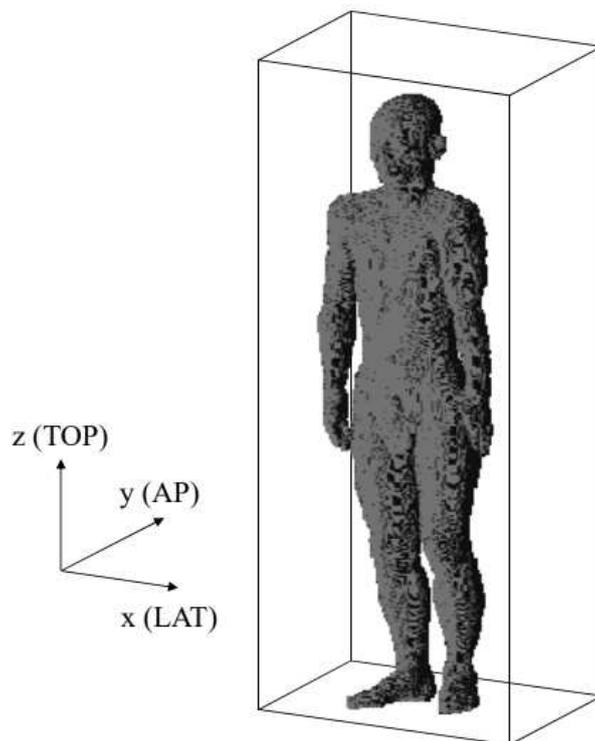


Abbildung 3.4: Exposition des Menschenmodells durch homogene Magnetfelder aus unterschiedlichen Richtungen nach [HYH⁺09].

(gegenwärtig Mitglied der *ICNIRP*). An dieser Untersuchung beteiligten sich folgende Teilnehmer: *CRIEPI*¹, *NICT*², *Taka Tech*³, *Utsunomiya University*, *Kyoto University* und *NIT*⁴.

Das Menschenmodell wurde dabei in einem homogenen Magnetfeld mit 0,1 mT Amplitude bei 60 Hz getestet. Dabei wurden drei Varianten berechnet, in denen die Feldlinien in x-(AP), y-(AP) oder z-(TOP) Richtung zeigten. Der prinzipielle Ansatz ist in Abbildung 3.4 dargestellt. Ebenfalls zu sehen ist *TARO* mit einer Voxelgröße von 2 mm³.

Bei der in Abbildung 3.5 gezeigten Auswertung ist jeweils der maximale Betrag der induzierten elektrischen Feldstärke $|\mathbf{E}_{i,\max}|$ (i), das 99. Perzentil von $|\mathbf{E}_i|$ aller Gewebe (ii) sowie das 99. Perzentil der Voxel des zentralen Nervensystems $|\mathbf{E}_{i,\text{CNS}}|$ (iii) aufgeführt.

Die Verifikation der in dieser Arbeit verwendeten MoM-Erweiterung durch vereinfachte Volumenintegralgleichungen zur Berechnung von \mathbf{E}_i kann für das hier geprüfte Szenario angenommen werden, wenn die Ergebnisse mit denen der anderen Institute übereinstimmen.

¹Central Research Institute of Electric Power Industry

²National Institute of Information and Communications Technology

³Takamatsu National College of Technology

⁴Nagoya Institute of Technology

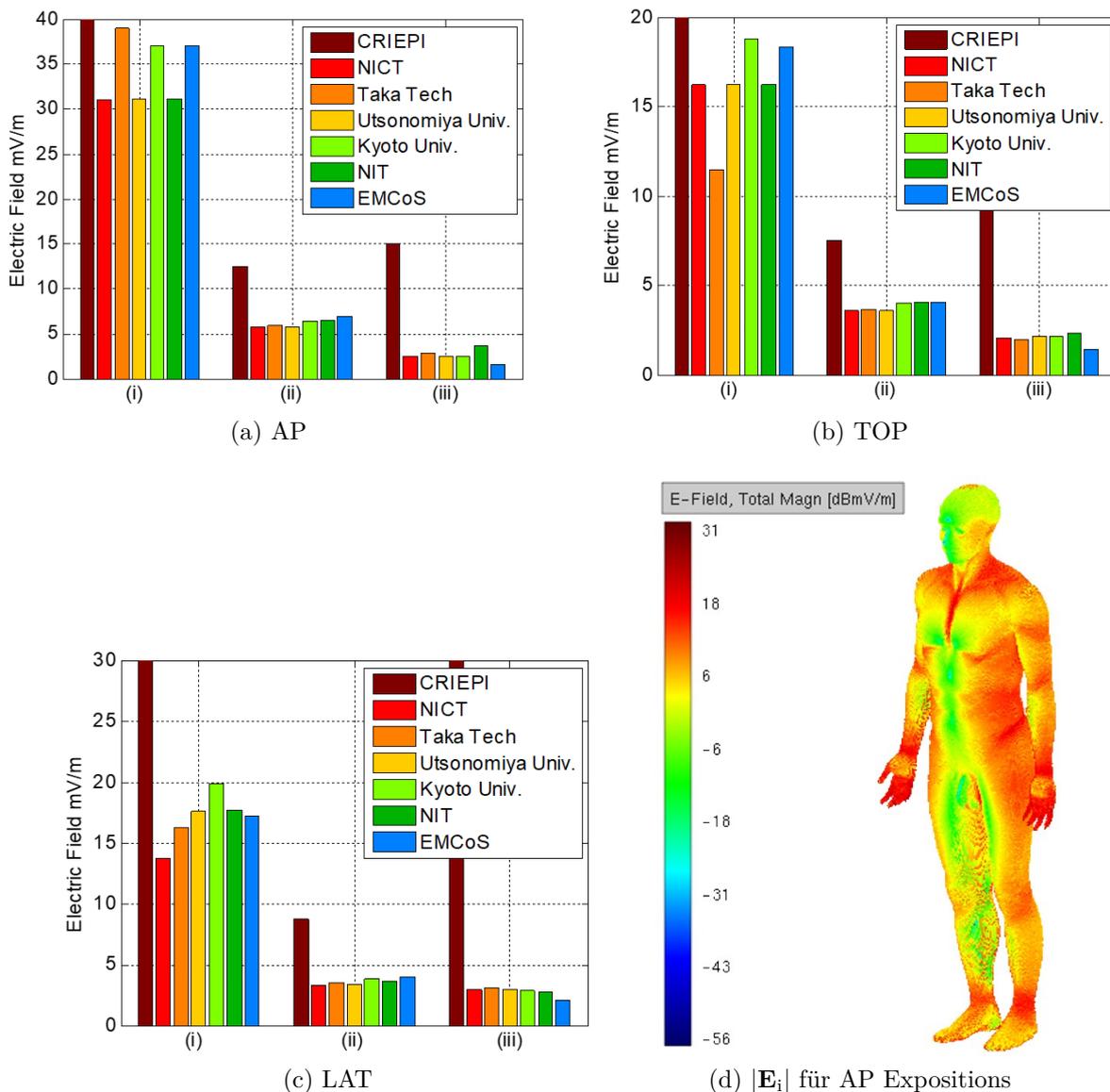


Abbildung 3.5: \mathbf{E}_i für die Exposition des Menschenmodells im homogenen Magnetfeld mit unterschiedlichen Ausbreitungsrichtungen [YWG⁺17]. (i) $|\mathbf{E}_{i,\max}|$ eines Voxels, (ii) 99. Perzentile $|\mathbf{E}_i|$ eines Voxels und (iii) 99. Perzentile $|\mathbf{E}_{i,\text{CNS}}|$. Die in 3.2.3 eingeführte Methode wird hier als *EMCoS* bezeichnet.

Dies ist für alle drei Einfallrichtungen des homogenen Magnetfelds der Fall, die Ergebnisse stimmen mit denen der in [HYH⁺09] ermittelten Werte sehr gut überein. Einzig die Berechnungen des Instituts *CRIEPI* weichen von den hier ermittelten Ergebnissen und denen der anderen Institute stark ab.

Da mit diesem Verifikationsansatz nur homogene Magnetfelder bei 60 Hz betrachtet werden

konnten, kann die Gültigkeit für weitere, relevante Frequenzen, wie beispielsweise 85 kHz, nur angenommen werden. Diese Annahme ist jedoch nachvollziehbar, da zum einen die jeweiligen Berechnungsmethoden auch für andere niederfrequente Magnetfelder unverändert anwendbar sind und zum anderen die Modellierung der frequenzabhängigen, elektrischen Eigenschaften der Gewebe in allen bekannten Fällen auf den Daten aus [GLG96] in Verbindung mit [CC41] basieren.

3.4 Simulationsprozess zur EMVU-Bewertung durch Basiswerte

Die in Abschnitt 3.2.3 eingeführte Simulationsmethode zur Bestimmung der in ein Menschenmodell induzierten, elektrischen Feldstärke \mathbf{E}_i oder der Körperströme \mathbf{J}_i kann im LFMF-Löser (siehe Abschnitt 3.1.4) des Programms EMCoS Studio integriert werden.

Der Simulationsprozess ist in drei Stufen gegliedert und in Abbildung 3.6 dargestellt.

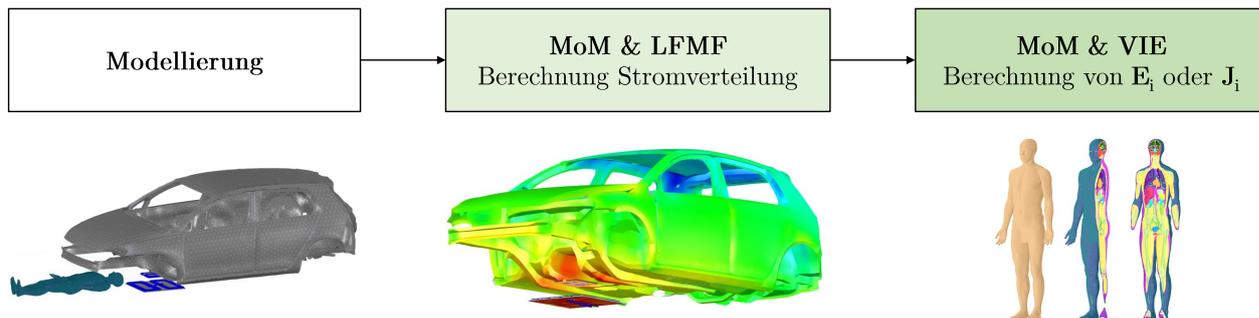


Abbildung 3.6: Exposition des Menschenmodells durch homogene Magnetfelder aus unterschiedlichen Richtungen nach [HYH⁺09].

Zunächst werden die zur Lösung der Problemstellung nötigen Geometrien, wie beispielsweise eine Fahrzeugkarosserie oder die Spulen eines WPT-Systems, eingefügt und mit den entsprechenden Materialparametern versehen. Das Menschenmodell kann ebenfalls während der Modellvorbereitung an die zu untersuchenden Stellen platziert werden oder erst nachdem die Stromverteilung auf der Fahrzeugkarosserie und den Leitungen berechnet worden ist.

Nachdem die Stromverteilung bestimmt ist, wird die magnetische Feldstärke am Ort des Menschenmodells durch (3.23) berechnet. Anschließend werden die Volumenintegralgleichungen (3.35) und (3.36) angewendet um \mathbf{E}_i oder \mathbf{J}_i zu ermitteln. Die EMVU-Bewertung erfolgt dann in der Nachverarbeitung, wobei die Basiswerte aus den ICNIRP-Empfehlungen und anderen berücksichtigt werden können. Dabei kann wie in ICNIRP 2010 empfohlen auch das 99. Perzentil von allen $|\mathbf{E}_{i,n}|$ für N , 2 mm^3 -Voxel gebildet werden.

4 EMVU-Analyse induktiver Ladesysteme

4.1 Lösungsansatz und Aufbau des Kapitels

In Abschnitt 2.4.3 wurden die in Standards, wie beispielsweise SAE J 2954, genannten EMVU-Anforderungen für die jeweiligen Zonen innerhalb und außerhalb des Fahrzeugs dargestellt. Im Fahrzeuginnenraum (Zone 3) und neben dem Fahrzeug (Zone 2) ist der Schutz von Menschen mit aktiven, medizinischen Implantaten sicherzustellen. In Teil 2.3.3 wurde herausgestellt, dass bei Beachtung der Referenzwerte aus ICNIRP 1998 (gen. pub) dieser Schutz gegeben ist. Weiterhin wurde bereits festgestellt, dass die Referenzwerte der *ICNIRP* unterhalb des Fahrzeugs bzw. zwischen den Spulen des WPT-Systems funktionsbedingt überschritten werden können. Deshalb ist für diesen Bereich eine Betrachtung der Basiswerte für eine EMVU-Analyse notwendig, um beispielsweise Systeme für die Lebendobjekterkennung (LOD) abzustimmen.

Zur Beantwortung der Leitfragen dieser Arbeit wird in diesem Kapitel untersucht, ob ein EMV-Komponententestaufbau, der Anstelle einer realen Fahrzeugkarosserie eine einfache Metallplatte verwendet, für die EMVU-Bewertung von WPT-Systemen geeignet ist. Darüber hinaus ist die Zielsetzung eine prototypenfreien Entwicklung zu erreichen, da physische Prototypen des WPT-Systems und der dazugehörigen Fahrzeuge erst sehr spät im Entwicklungsprozess aufgebaut werden können.

Der gewählte Lösungsansatz basiert auf Simulationen, wobei die Modelle in einem EMV-Komponententest verifiziert werden.

Dazu wird zunächst eine neue Modellierungsmethode für WPT-Systeme eingeführt, die allein auf Basis von Konstruktionsdaten, wie Zeichnungen und Materialparameter, angewendet werden kann. Die Verifikation des Modells erfolgt hier an einem einfachen Tischaufbau. In der Realität kann diese Verifikation in einem EMV-Komponententest für das WPT-System durchgeführt werden.

Sobald das WPT-Modell verifiziert ist, kann es in Verbindung mit einem Modell der Karosserie zur Berechnung der Magnetfelder in der Umgebung des Fahrzeugs verwendet werden. Dadurch

können Einflussfaktoren auf die Streufelder identifiziert und zusätzlich, unter Einsatz der durch Volumenintegralgleichungen erweiterten MoM (Abschnitt 3.2.3), die induzierte elektrische Feldstärke im Körpermodell *TARO* berechnet werden.

4.2 Theoretische Beschreibung und elektrisches Ersatzschaltbild eines WPT-Systems

Resonante, induktive Energieübertragungssysteme lassen sich auf verschiedene Weisen beschreiben, die je nach Ziel bzw. Fragestellung vorteilhaft sind. In dieser Arbeit soll die Möglichkeit einer simulativen Abschätzung der Streufelder und eine EMVU-Bewertung beim kontaktlosen Laden des Elektrofahrzeugs möglich gemacht werden. Eine Parametrierung der Modelle auf Basis von Messungen des WPT-Systems (im Fahrzeug integriert oder separat) kommen hier nicht in Frage, da es das Ziel ist prototypenfrei zu entwickeln. Es besteht somit die Notwendigkeit im Simulationsprogramm das komplette WPT-System, sowohl die Spulen als auch magnetische Materialien und Metallplatten sowie die Fahrzeugkarosserie mit zu berücksichtigen.

Induktive Ladesysteme werden im Resonanzpunkt betrieben. Die Abstimmung erfolgt durch Kompensationsnetzwerke (Beispiele siehe Anhang C.2). Eine Abstimmung ist nur möglich, wenn die Selbstinduktionen von Primär- (L_1) und Sekundärspule L_2 bekannt sind. Um diese zu bestimmen gibt es unterschiedliche Ansätze.

Für Grundlagenuntersuchungen an gekoppelten, schwingungsfähigen Systemen eignet sich die Theorie der gekoppelten Moden (engl.: Coupled Mode Theory, CMT). Eine allgemeine Formulierung ist beispielsweise in [HH91] zu finden. Für die Beschreibung von WPT-Systemen muss die allgemeine Formulierung durch die elektrischen Größen der Spulen ergänzt werden, wie beispielsweise in [MHP15, BS12, KKM⁺07] dargestellt ist.

Eine weitere Möglichkeit bietet die Analyse der Streuparameter von Primär- und Sekundärspule. Dieses Verfahren wird häufig für die Auslegung und Abstimmung der Systeme benutzt und ist messtechnisch unter Verwendung von Netzwerkanalysatoren vergleichsweise einfach zu realisieren [VS15].

Die genannten Theorien liefern letztendlich das gleiche Ergebnis und unterscheiden sich lediglich in den einzusetzenden Parametern, wie in [BAG12] herausgestellt wurde. Für diese Arbeit sind die beiden genannten Beschreibungsmöglichkeiten jedoch weniger geeignet, da

im verwendeten *LFMF*-Löser von *EMCoS Studio* die Speisung der Spulen nur in Form von Spannungsquellen möglich ist.

Aus diesem Grund wird hier eine Kombination aus Netzwerkanalyse und der Theorie reflektierter Impedanzen (engl. reflected load theory, kurz: RLT, [KG12, YY13]) in gekoppelten, schwingungsfähigen Systemen neu eingeführt [WV17]. Darauf aufbauend lässt sich die theoretische Beschreibung eines WPT-Systems anhand einer Analogie zu Transformatoren und deren elektrischen Ersatzschaltbild (ESB) anschaulich darstellen (Abbildung 4.1). Dabei werden die Selbstinduktionen von Primär- und Sekundärspule L_1 und L_2 , sowie deren Leitungsverluste R_1 und R_2 und die Lastimpedanz R_{Last} berücksichtigt. Die beiden Stromkreise sind über die Gegeninduktion M miteinander verkoppelt. Der Zusammenhang zwischen dem Kopplungsfaktor k und M ist wie folgt gegeben:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (4.1)$$

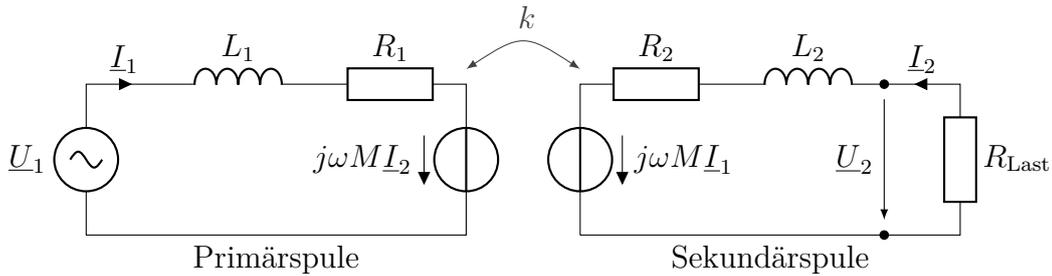


Abbildung 4.1: ESB eines verlustbehafteten Transformators mit Gegeninduktionsspannungsquellen

Für die beiden Stromkreise gelten folgende Zusammenhänge:

$$\underline{U}_1 = (R_1 + j\omega L_1)\underline{I}_1 + j\omega M\underline{I}_2, \quad (4.2a)$$

$$\underline{U}_2 = (R_2 + j\omega L_2)\underline{I}_2 + j\omega M\underline{I}_1 = -R_{\text{Last}}\underline{I}_2. \quad (4.2b)$$

Beim Laden eines Elektrofahrzeugs ist die Energieflussrichtung von der speisenden Wechselspannung \underline{U}_1 zur Traktionsbatterie, die hier vereinfacht als reeller Lastwiderstand R_{Last} dargestellt wird. Der in der Primärspule fließende Strom \underline{I}_1 induziert eine Gegeninduktionsspannung \underline{U}_2 in der Sekundärspule, die wiederum einen Stromfluss \underline{I}_2 zur Folge hat. Mit der RLT lässt sich die Wirkung des Sekundärstromkreises auf den Primärstromkreis, der durch die Kopplung der beiden Systeme begründet ist, beschreiben. Zusammenfassen lässt sich

diese Wirkung in der reflektierten Impedanz $\underline{Z}_{\text{RL}}$, die nach (4.3) beschrieben werden kann. Sie ist zum einen von der Kopplung der beiden Spulensysteme und zum anderen von der Lastimpedanz sowie den Leitungsverlusten im Sekundärkreis abhängig.

$$\underline{Z}_{\text{RL}} = \frac{\omega^2 M^2}{\underline{Z}_2} \quad (4.3)$$

Aus der Reihenschaltung von $\underline{Z}_{\text{RL}}$ und dem komplexen Widerstand der Primärspule kann die Eingangsimpedanz \underline{Z}_1 gewonnen werden (Gleichung 4.4). Sie gibt den Widerstand an, der an den Klemmen der Spannungsquelle \underline{U}_1 anliegt. Wie in Anhang C.1 gezeigt, würde ohne Kompensationseinrichtungen ein hohes Maß von Blindleistung vom WPT-System aufgenommen werden.

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1 + \underline{Z}_{\text{RL}} \quad (4.4)$$

Das Ziel jeder Kompensationsstrategie ist somit die Minimierung der Blindleistungsaufnahme durch Eliminierung der Reaktanzen X_L , indem Kondensatoren in Primär- und Sekundärkreis eingebracht und auf eine Resonanzfrequenz abgestimmt werden. Weitere Möglichkeiten der Kompensation, bei der beispielsweise nur die Streuinduktivitäten kompensiert werden, sind in [Kü10] und [Eck09] zu finden. Für WPT-Systeme erweist sich aufgrund der hohen Leistungsübertragung und eines Kopplungsfaktors kleiner 0,5 jedoch nur die Kompensation der Selbstinduktionen als zielführend. Die Auswahl der Kompensationsverfahren und Erweiterung durch zusätzliche Bauelemente kann aus funktionaler Sicht und für die Optimierung von leistungselektronischen Schaltungen nützlich sein. Die Art der Ausführung hat jedoch keinen Einfluss auf die Stromverteilung auf Primär- und Sekundärspule [WSC05]. Aus diesem Grund wird in den folgenden Abschnitten zu WPT-Systemen immer eine serielle Kompensation eingesetzt, da diese vergleichsweise einfach auszulegen und im Simulationsprogramm anwendbar ist.

Abbildung 4.2 zeigt das ESB eines Spulensystems mit in Serie zu den Selbstinduktionen eingebrachten Kapazitäten C_1 und C_2 . Die hier gezeigten Zusammenhänge gelten auch für andere Kompensationsstrategien, unter Berücksichtigung der in Anhang C.2 beschriebenen Auslegung. Die Kapazität von Primär- bzw. Sekundärspule kann wie folgt bei einer Resonanzkreisfrequenz ω_r ausgelegt werden:

$$C = \frac{1}{\omega_r^2 L} . \quad (4.5)$$

Wird das WPT-System im Resonanzpunkt betrieben, heben sich die Reaktanzen auf Primär- und Sekundärseite auf. Neben dem Kopplungsfaktor k ist noch die Spulengüte Q_S bei realen,

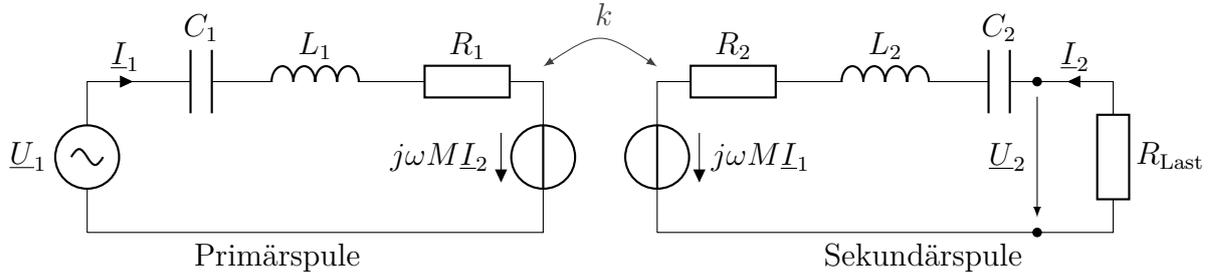


Abbildung 4.2: Ersatzschaltbild eines resonanten, induktiven Übertragers mit den Kompensationskondensatoren C_1 und C_2

verlustbehafteten Spulen ein begrenzender Faktor für den Wirkungsgrad. Für die Spulengüte gilt folgender Zusammenhang:

$$Q_S = \frac{\omega_r L}{R} . \quad (4.6)$$

Die seriellen Widerstände R_1 und R_2 beinhalten alle Verluste, die zur Minderung der übertragenen Wirkleistung beitragen. Darin enthalten sind Verluste thermischen Ursprungs durch die Erwärmung der Materialien, Ummagnetisierungsverluste in den ferromagnetischen Materialien, sowie Wirbelstromverluste, die in den Aluminiumblechen und der Karosserie entstehen.

Ein Merkmal für das Übertragungsverhalten dieses Systems ist der Wirkungsgrad η der Übertragungsstrecke. Der Quotient setzt sich aus der an der Senke entnehmbaren Wirkleistung P_{Last} und der in die Primärschleife eingespeisten Gesamtwirkleistung P_{gesamt} , welche die ohmschen Verluste über R_1 und R_2 mit einschließt, zusammen.

$$\eta = \frac{P_{\text{Last}}}{P_{\text{gesamt}}} = \frac{I_2^2 R_{\text{Last}}}{I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2 + I_2^2 R_{\text{Last}}} \quad (4.7)$$

Unter Verwendung der Spulengüte (Gleichung 4.6) und des Kopplungsfaktors (Gleichung 4.1) ergibt sich für den Wirkungsgrad im Resonanzpunkt folgender Zusammenhang, dessen Herleitung in Anhang C.3 ausführlich beschrieben ist:

$$\eta_{\text{max}} = \frac{k^2 Q_{S,1} Q_{S,2}}{\left(1 + \sqrt{k^2 Q_{S,1} Q_{S,2}}\right)^2} . \quad (4.8)$$

Der maximale Wirkungsgrad kann mit einem optimalen Lastwiderstand R_{Last}^* erreicht werden.

$$R_{\text{Last}}^* = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_{S,1} Q_{S,2}} \quad (4.9)$$

4.3 Simulationsmodelle für WPT-Systeme

Für die Modellierung der Systeme stehen eventuell keine detaillierten Informationen, wie die Ausführung des Kompensationsnetzwerks und die Kapazitätswerte der dort verbauten Kondensatoren, rechtzeitig zur Verfügung. Im folgenden wird ein Ansatz vorgestellt, der ausschließlich auf Basis von Konstruktionsdaten eine Modellbildung ermöglicht. Informationen über die leistungselektronischen Schaltungen sind somit optional. Die Methode wird anschließend anhand eines einfachen Laboraufbaus verifiziert.

4.3.1 Modellierung eines WPT-Systems

Zunächst erfolgt die Nachbildung der Spulen aus den geometrischen Daten der Konstruktionszeichnung. Anschließend können die Materialparameter für Aluminiumschirmblech und Ferritmaterialien eingefügt werden.

Die Bestimmung der ESB-Parameter erfolgt im Simulationsprogramm. Dazu wird ein Prinzip eingesetzt, das auch zur messtechnischen Bestimmung des Kopplungsfaktors von Übertragern zur Anwendung kommen kann. Die Selbstinduktionen L_1 und L_2 , sowie die ohmschen Verlustanteile R_1 und R_2 von Primär- und Sekundärspule lassen sich aus der Eingangsimpedanz Z_{ein} für den Fall eines Leerlaufs der anderen Spule bestimmen (Abbildung 4.3). Im Falle eines Kurzschlusses der jeweils anderen Spule lassen sich die Selbstinduktionen $L_{1,s}$ und $L_{2,s}$ ermitteln. Hieraus kann der Kopplungsfaktor nach [Fel57], unter der Annahme einer hohen Spulengüte (>50 , üblich bei WPT-Systemen), beispielsweise für die Primärspule wie folgt bestimmt werden:

$$k_1 = \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{L_{1,s}}{L_1}}} . \quad (4.10)$$

Untersuchungen haben gezeigt, dass k_1 und k_2 annähernd gleich groß sind ($\frac{k_1}{k_2} \approx 1$), weshalb hier von $k = k_1$ ausgegangen wird [Buc14].

Für eine genaue Modellierung ist es notwendig, die Umgebung des WPT-Systems mit zu berücksichtigen. Insbesondere die aus Stahl und anderen metallischen Werkstoffen aufgebaute Fahrzeugkarosserie hat einen signifikanten Einfluss auf die Parameter der Spulen. Die komplexe Permeabilitätszahl μ_r von Stahl und dessen elektrische Leitfähigkeit lässt sich im numerischen Simulationsverfahren integrieren [JGKH10b, JGK⁺10] und kann somit bei der Berechnung der Selbstinduktion von Primär- und Sekundärspule berücksichtigt werden. Dazu hat es sich

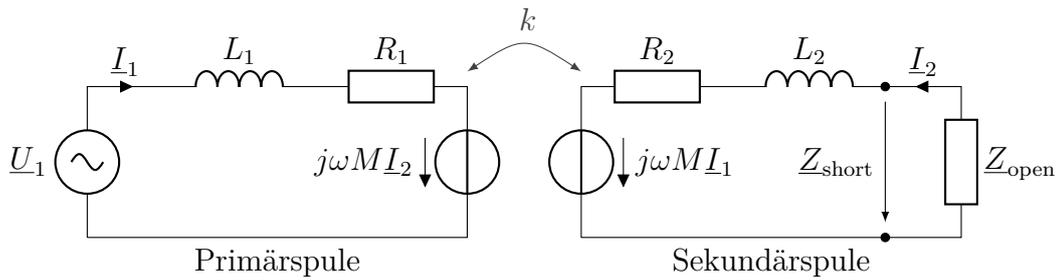


Abbildung 4.3: Prinzip zur Bestimmung der ESB Parameter bei einseitigem Kurzschluss bzw. Leerlauf ($Z_{\text{open}} \rightarrow \infty$)

als ausreichend erwiesen, nur den Unterboden des Fahrzeugs in der Simulation nachzubilden (Abbildung 4.4).

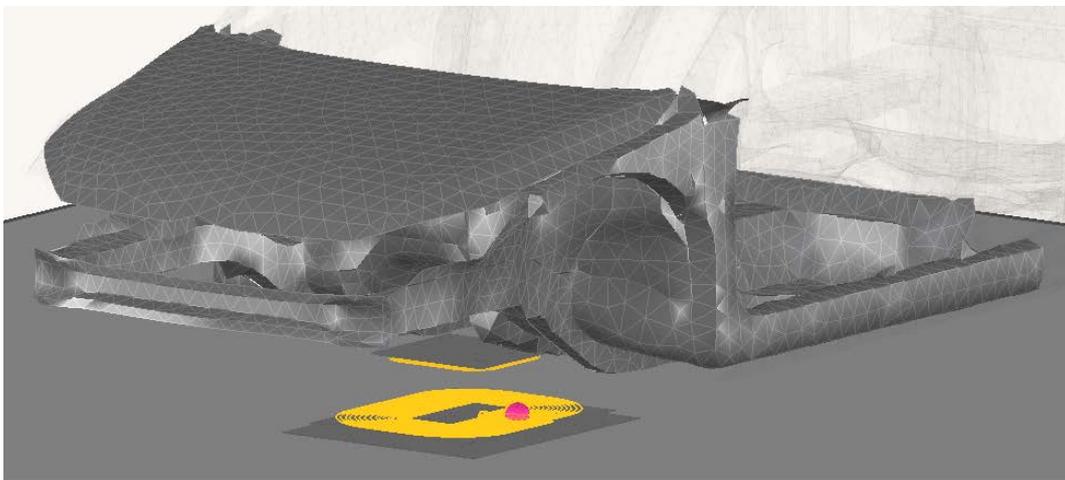


Abbildung 4.4: Modell für die Bestimmung der ESB Parameter eines WPT-Systems in der Feldsimulation

Unter Anwendung von Gleichung 4.10 und der getroffenen Vereinfachung in der Berechnung des Kopplungsfaktors sind somit drei Simulationsschritte notwendig:

- Anregung Primärspule, Sekundärspule im Leerlauf ergibt L_1 und R_1 ,
- Anregung Primärspule, Sekundärspule im Kurzschluss ergibt $L_{1,s}$,
- Anregung Sekundärspule, Primärspule im Leerlauf ergibt L_2 und R_2 .

Die Simulationszeit beträgt für den Aufbau aus Abbildung 4.4 bei einer Frequenz etwa zehn Minuten pro Simulationsschritt. Aus den ermittelten Größen des ESBs können im Anschluss k , $Q_{1,2}$, R_{Last}^* , sowie der Wirkungsgrad und die Kompensationskondensatoren der Übertragungsstrecke bestimmt werden.

Beim Laden der Traktionsbatterie erfolgt die Regelung des WPT-Systems unter Vorgabe einer bestimmten Ausgangsleistung. Daraus ergibt sich für die Eingangsleistung folgender Zusammenhang:

$$P_{\text{in}} = \frac{1}{\eta} \cdot P_{\text{out}} \quad (4.11)$$

wobei η der Wirkungsgrad der Übertragungsstrecke ist.

Soll die Anregung des WPT-Systems in der Simulation durch eine Spannungsquelle erfolgen, ist es notwendig eine Beziehung zwischen dem Spitzenwert der Eingangsspannung und der einzustellenden Ausgangsleistung $\hat{u}_1(P_{\text{out}})$ zu finden (Gleichung 4.12). Eine Herleitung dazu ist in Anhang C.4 zu finden.

$$\hat{u}_1(P_{\text{out}}) = \sqrt{\frac{2P_{\text{out}} \cdot (R_1 + Z_{\text{RL}})}{\eta \cdot \cos^2(\varphi)}} \quad (4.12)$$

Unter der Annahme einer rein reellen reflektierten Impedanz Z_{RL} und den kompensierten Selbstinduktionen der Leiterschleifen L_1 und L_2 kann der Leistungsfaktor mit 1 angenähert werden und der Term $\cos^2(\varphi)$ würde dann ebenfalls den Wert 1 annehmen.

4.3.2 Verifikation der WPT-Modelle

Für die Verifikation des vorgestellten Simulationsverfahrens wurde ein einfaches WPT-System (Abbildung 4.5) konstruiert. Die Spulen sind an das Referenzsystem aus der IEC 61980-3 angelehnt und mit dem Faktor 0,5 skaliert.

Um Einflussfaktoren auf die Genauigkeit der Modellierung identifizieren zu können, wurden drei Varianten aufgebaut:

- Luftspulen (Abbildung 4.5),
- Spulen mit Stabkernen aus magnetischem Werkstoff,
- Komplett-System aus Spulen, Stabkernen und Aluminiumplatten .

In Abbildung 4.7 ist die Anordnung der Stabkerne aus hochpermeablem, nanokristaliniem Material der Firma *Magnetec GmbH* (*NANOPERM* M817, $\mu_r \approx 30000$) über der Abschirmplatte aus Aluminium gezeigt. Das Simulationsmodell für den Tischaufbau ist in Abbildung 4.6 dargestellt. Die Primärspule wird über eine Spannungsquelle gespeist. Im Modell sind die Kompensationskondensatoren und Widerstände als diskrete Elemente integriert.

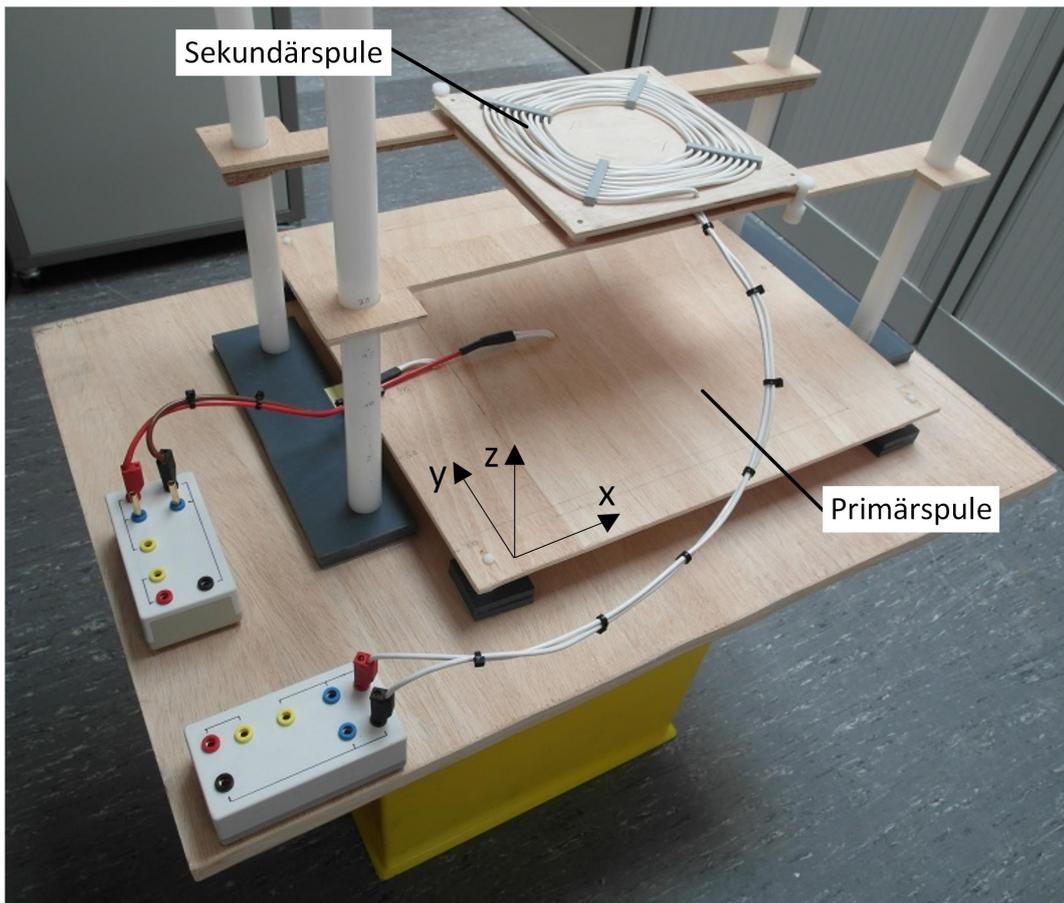


Abbildung 4.5: Laboraufbau mit Luftspulen, analog der Geometrie des zirkularen Referenzsystems aus IEC 61890-3 mit Skalierungsfaktor 0,5

Tabelle 4.1: Verifikation des Kopplungsfaktors für unterschiedliche Spulensysteme

Spulensystem	Kopplungsfaktor k	
	Messung	Simulation
Luftspulen	0,162	0,168
mit magnetischem Werkstoff	0,212	0,211
Komplett-System	0,158	0,174

Zunächst wurden die Kopplungsfaktoren betrachtet, um die Anwendbarkeit des Modellierungsansatzes aus funktionaler Sicht zu überprüfen. Die Berechnung von k erfolgt nach (4.10). Tabelle 4.1 zeigt messtechnisch und durch Simulation bestimmte Werte für k bei unterschiedlichen Systemausführungen. Die Ergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung für alle drei Varianten. Lediglich beim Gesamtsystem ergibt sich eine geringe Abweichung zwischen Simulation und Messung von ca. 10 %, die auf die unbekanntenen Materialparameter der Metallplatte zurückzuführen sind. Stabkerne aus magnetischen Materialien erhöhen den Kopplungsfaktor

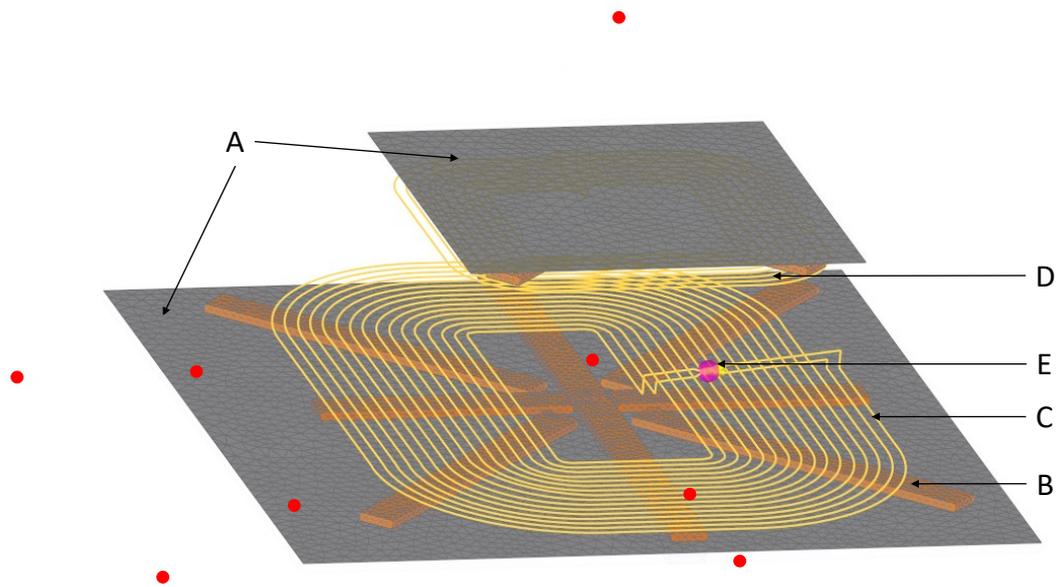


Abbildung 4.6: Simulationsmodell des in Abbildung 4.5 gezeigten Laboraufbaus mit zusätzlichen Aluminiumplatten (A) und Stabkernen (B). Weitere Elemente sind Primärwicklung (C), Sekundärwicklung (D), Spannungsquelle und Abstimmkondensator (E). Die Feldmonitore wurden analog der in Abbildung 4.8 gezeigten Messpunkte platziert.

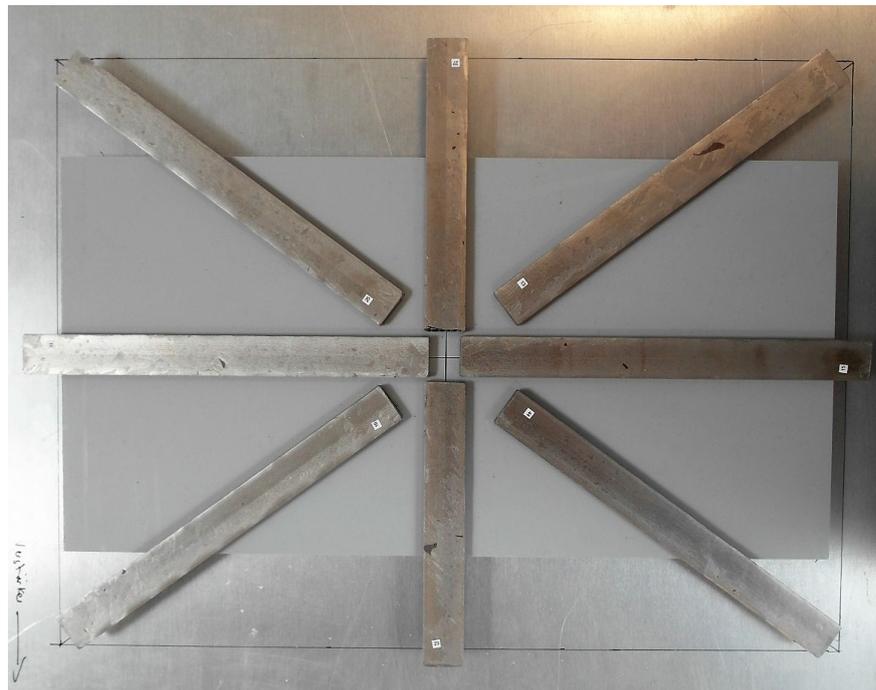


Abbildung 4.7: Stabkerne aus nanokristallinem, magnetischem Material auf einer Aluminiumplatte

deutlich, da dadurch die Flussführung verbessert wird. Die Aluminiumplatten führen hingegen zur Verringerung von k . Ursachen sind zum einen die durch Wirbelströme hervorgerufenen Verluste im Aluminium und zum anderen die von den Wirbelströmen erzeugten magnetischen Gegenfelder, welche den Nutzfluss durch die Sekundärspule ablenken.

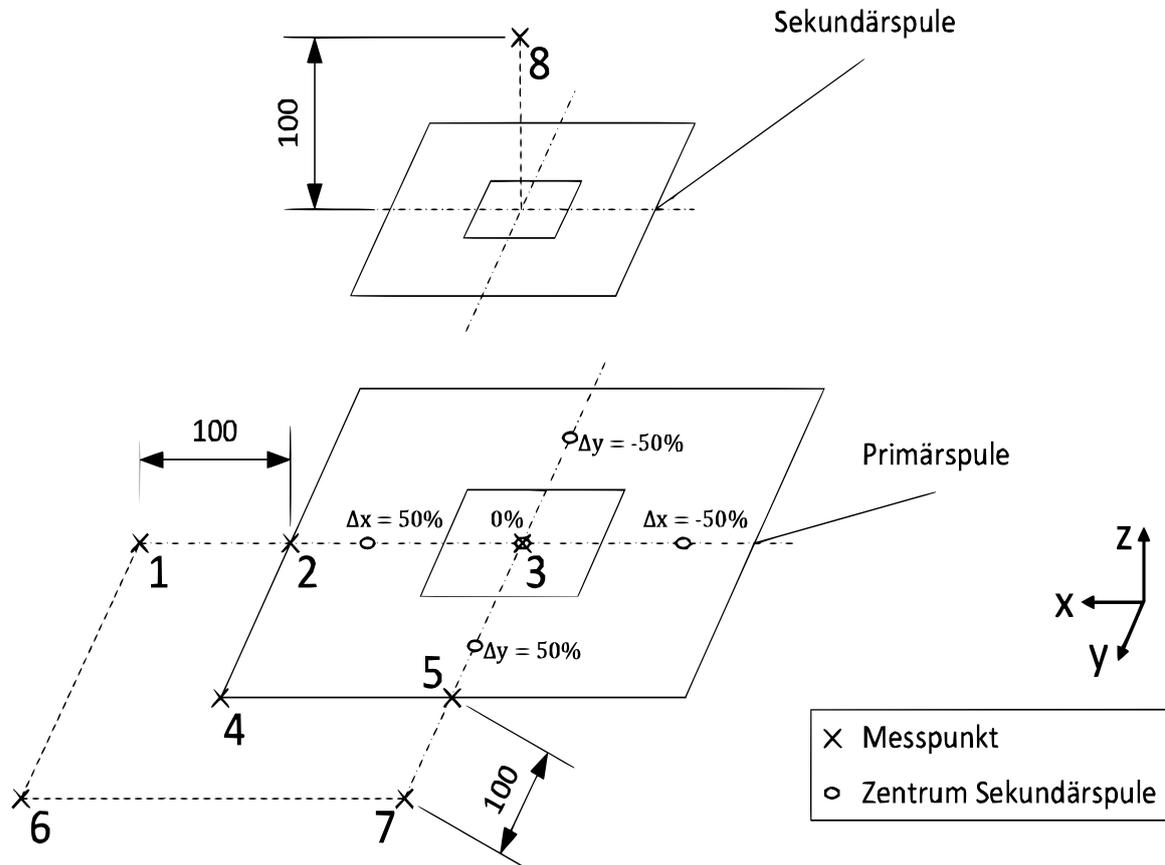


Abbildung 4.8: Dargestellt sind Feldmesspunkte (1 bis 8) für Feldsondenmessung und Simulation. Die gezeigten Maße sind in Millimeter angegeben. 50 % Versatz bedeutet hier eine Verschiebung der Sekundärspule um ein Viertel der Kantenlänge der Primärspule in x- bzw. y-Richtung, ausgehend vom Mittelpunkt.

Die Verifikation der simulierten magnetischen Flussdichten in der Nähe des WPT-Systems kann mit dem gleichen Aufbau geschehen. Die Messung erfolgte mit einer isotropen Magnetfeldsonde *ELT-400* mit 3 cm^2 Spulenfläche an den in Abbildung 4.8 dargestellten Messpunkten. Für den Laboraufbau wurden die Kompensationskondensatoren sowie der optimale Lastwiderstand nach Abschnitt 4.2 und Gleichung 4.10 ausgelegt.

Der Versuchsaufbau für die Verifikation ist in Abbildung 4.9 zu sehen. Alle notwendigen elektrischen Größen wurden mit Stromzangen bzw. Spannungstastköpfen an einem Oszilloskop aufgenommen. Die Speisung der Primärspule erfolgte durch einen Signalgenerator

mit hintergeschaltetem Linearverstärker, der ein 80 kHz Sinussignal erzeugt und auf eine Ausgangsleistung von 35 W geregelt wurde. In der Simulation wurde, unter Verwendung von Gleichung 4.12, die selbe Ausgangsleistung eingestellt und Feldproben an den in Abbildung 4.8 gezeigten Punkten platziert.

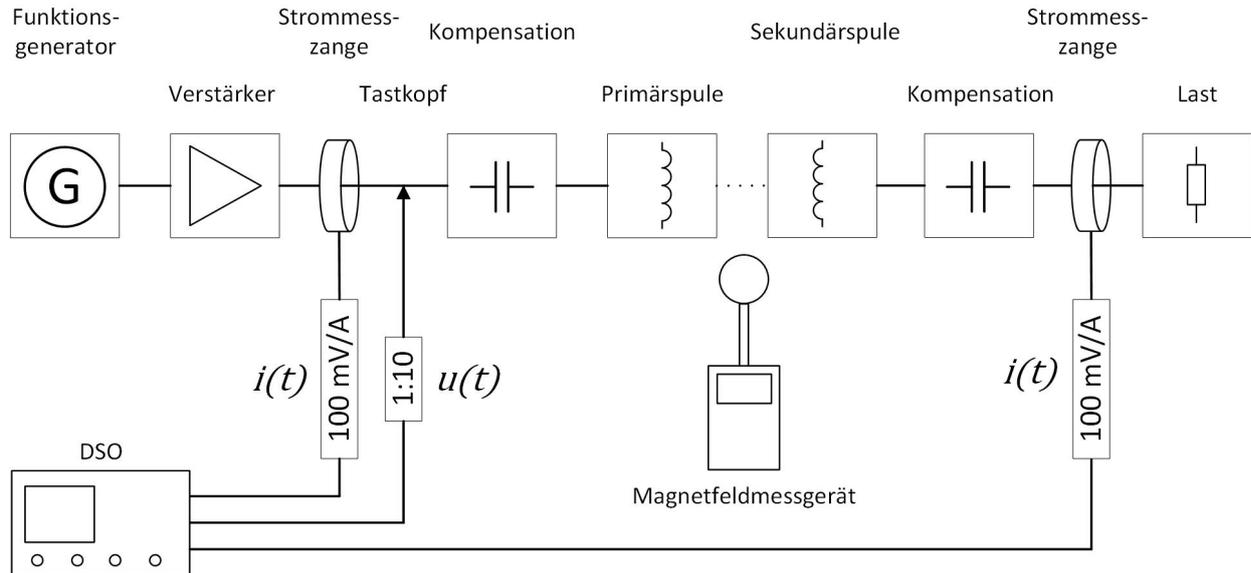


Abbildung 4.9: Versuchsaufbau zur Verifikation des WPT-Modells

Tabelle 4.2: Magnetische Flussdichte aus der Messung am Tischaufbau und im Simulationsmodell an den gezeigten Punkten.

		Messpunkte, $ \mathbf{B} $ in μT							
		1	2	3	4	5	6	7	8
Luftspulen	Messung	19,0	133,0	237,5	27,4	106,0	5,0	14,5	49,0
	Simulation	21,2	125,5	275,9	18,0	89,7	5,5	17,1	59,0
Komplett-system	Messung	9,6	205,8	343,3	99,4	200,6	4,0	11,8	10,1
	Simulation	14,4	207,7	394,3	53,0	114,9	3,6	7,2	12,7

In Tabelle 4.2 sind Mess- und Simulationsergebnisse gegenübergestellt, die insbesondere bei den Luftspulen eine gute Übereinstimmung zeigen. Die Schirmwirkung und Flussführung des kompletten Spulensystems im Vergleich zum Luftspulensystem wird in Messung und Simulation deutlich. Das Einbringen von magnetischen Materialien führt zu einer Konzentration der magnetischen Flussdichte im direkten Bereich zwischen Primär- und Sekundärspule. Weiterhin ist die Schirmwirkung des Aluminiumbleches oberhalb der Sekundärspule deutlich zu erkennen.

An den Punkten im Randbereich zeigen sich teilweise größere Abweichungen. Dies ist eng

mit dem Messprinzip verbunden, da der Wert der magnetischen Flussdichte, im Gegensatz zur Simulation, über eine Spulenfläche von 3 cm^2 und den drei Raumebenen gemittelt wird. Weitere Ausführungen zu den Messfehlern an WPT-Systemen finden sich in [IOH14], in Abschnitt 5.2 erfolgt eine allgemeine Betrachtung von Messunsicherheiten einer isotropen Magnetfeldsonde im Anwendungsfall einer Messung an stromführenden Leitungen. Weiterhin ist zu erkennen, dass beim Einbringen der Abschirmplatten eine größere Abweichung zwischen Messung und Simulation der magnetischen Flussdichten auftritt als bei den Luftspulen. Dies kann an den hier nicht genau bestimmten Materialparametern des Abschirmblechs liegen, die für die Simulation als reines Aluminium angenommen wurden. Darüber hinaus können die Wicklungen von Primär- und Sekundärspule im Versuchsaufbau konstruktionsbedingt leichte Abweichungen im Vergleich zum Simulationsmodell haben, was Einfluss auf die Magnetfeldverteilung entlang der Spulen hat.

Für Luftspulen ergaben sich Abweichungen zwischen Simulation und Messung von maximal 20%. Das Komplett-System, welches zusätzlich noch magnetische Werkstoffe und Aluminiumplatten ober und unterhalb verbaut hat, zeigt Abweichungen von bis zu 90% im direkt an die Spulen angrenzenden Bereich.

Die während der Verifikation identifizierten möglichen Ursachen für die Abweichungen, insbesondere bei der Bestimmung der Magnetfeldverteilung in direkter Nähe des WPT-Systems, wurden aufgezeigt und diskutiert. Damit absolute Aussagen über die EMVU von WPT-Systemen auf Basis von Simulationen erfolgen können, ist somit ein Abgleich mit Messungen unerlässlich. Dadurch kann die Abweichung bestimmt und für die abschließende Bewertung berücksichtigt werden.

Nachdem aus funktionaler Sicht die aus Simulationen ermittelten Kopplungsfaktoren gut mit den Messwerten übereingestimmt haben (siehe Tabelle 4.1), kann der Modellierungsansatz in den folgenden Unterkapiteln für die Untersuchung eines WPT-Komponententests und für die Identifikation von Einflussfaktoren auf Streufelder eines WPT-Systems verwendet werden.

4.4 Komponententest für WPT-Systeme

Komponententests sind immer dann erforderlich, wenn die Integration der Komponenten in einer frühen Phase eines Fahrzeugprojekts nicht möglich ist. Dieser Test soll ein Indiz dafür sein, ob die Komponente im Fahrzeug elektromagnetisch verträglich funktioniert und auch in anderen Fahrzeugprojekten eingesetzt werden kann. Für WPT-Systeme ist dieser

Entwicklungsprozess ebenfalls denkbar. Jedoch kann aktuell noch nicht auf bestehende Tests, die an CISPR 25 angelehnt sind, zurückgegriffen werden.

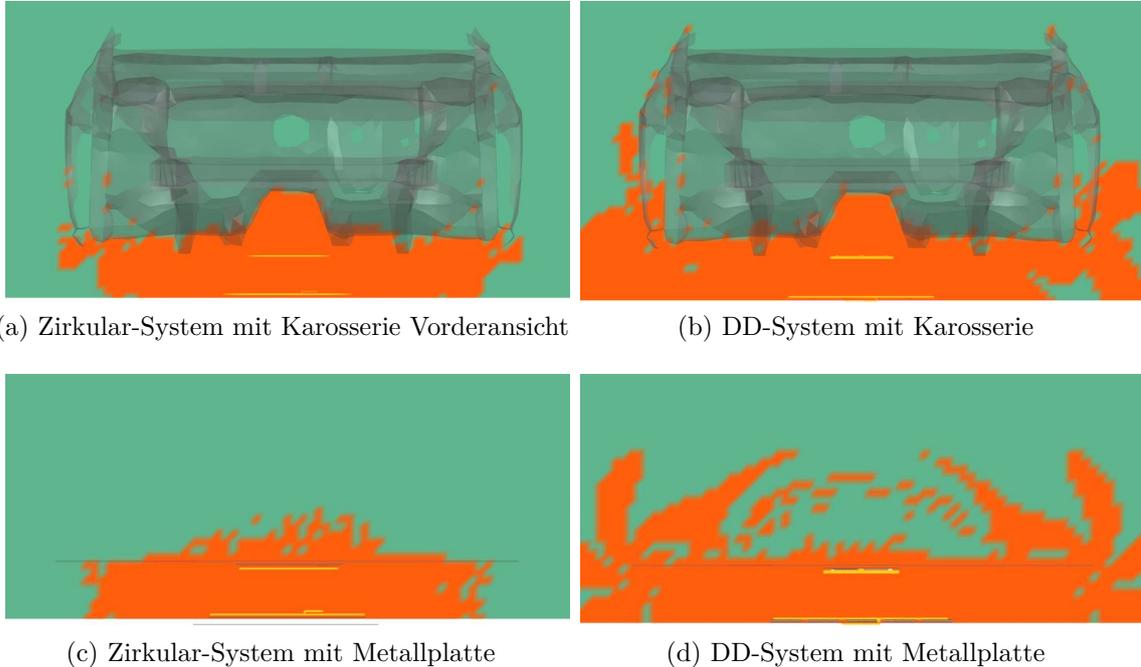


Abbildung 4.10: Einfluss der Prüfumgebung auf die Verteilung der magnetischen Flussdichte für WPT-Systeme mit 11 kW Ausgangsleistung. Im orangenen Bereich ist die Flussdichte größer als $6,25 \mu\text{T}$ (Referenzwert ICNIRP 1998 gen. pub. bei 85 kHz) .

In der Arbeitsgruppe CISPR B wurden deshalb EMV-Messungen für WPT-Systeme und Grenzwerte erarbeitet, die anschließend in CISPR 11 einfließen sollen. Hier wird als Fahrzeugnachbildung eine Metallplatte der Größe $1,5 \text{ m} \times 1,5 \text{ m}$ angegeben. Diese soll verwendet werden, wenn kein Fahrzeug zur Verfügung steht. Alle zum WPT-System gehörenden Komponenten sind in der Nähe der Platte und auf dem Drehteller zu platzieren. Aus dem maximalen Abstand zwischen Testequipment und dem Mittelpunkt der Primärspule wird ein zylinderförmiges Testvolumen definiert. Die Messungen sind mit einer Schleifenantenne von 60 cm Durchmesser in 3 m bzw. 10 m Abstand vom Testvolumen durchzuführen. Ein Vergleich zwischen EMV-Fahrzeug- und EMV-Komponententestumgebung ist in [WCRV18] zu finden. Durch die Simulation konnte eine gute Übereinstimmung beider Testszenarien mit einer maximalen Abweichung von 4 dB nachgewiesen werden. Eine Übersicht des Vergleichs ist in Anhang E.1 zu finden.

Können aus diesem Komponentenaufbau, mit einer einfachen Platte als Karosserienachbildung, Aussagen über die Verteilung der Magnetfelder des mit dem getesteten WPT-System

ausgestatteten Elektrofahrzeugs getroffen werden? Um diese Frage zu beantworten, wurden Simulationen mit Fahrzeugkarosserie und Fahrzeugnachbildung des Komponententests (Stahlplatte mit den Maßen $1,5\text{ m} \times 1,5\text{ m}$ und 2 mm Dicke) durchgeführt. In Abbildung 4.10 sind die Magnetfelder beider Varianten, jeweils für Zirkular- oder DD-System, gegenübergestellt. Beide Spulengeometrien sind in ISO 19363 beschrieben (siehe auch Abbildung 4.14).

Es ist zu erkennen, dass sich die Verteilung der magnetischen Flussdichte oberhalb der Metallplatte stark von den im Fahrzeuginnenraum auftretenden magnetischen Flussdichten unterscheidet. Diese Aussage gilt für beide Spulengeometrien. Mit der hier verwendeten 2 mm dicken Stahlplatte, die direkt über der Sekundärspule platziert wird, lässt sich somit keine verlässliche Aussage über die EMVU innerhalb des Fahrzeugs treffen.

Die Größe, Dicke und das Material der Tischplatte kann an das Abmaß des Fahrzeugs angepasst werden. Der Einfluss dieser Variationen ist in Anhang E.2 zu finden. Die Anpassung der Tischplatte ist jedoch nicht zu bevorzugen, wenn das gleiche WPT-System auch in anderen Fahrzeugprojekten mit unterschiedlichen Fahrzeugkarossen eingesetzt werden soll.

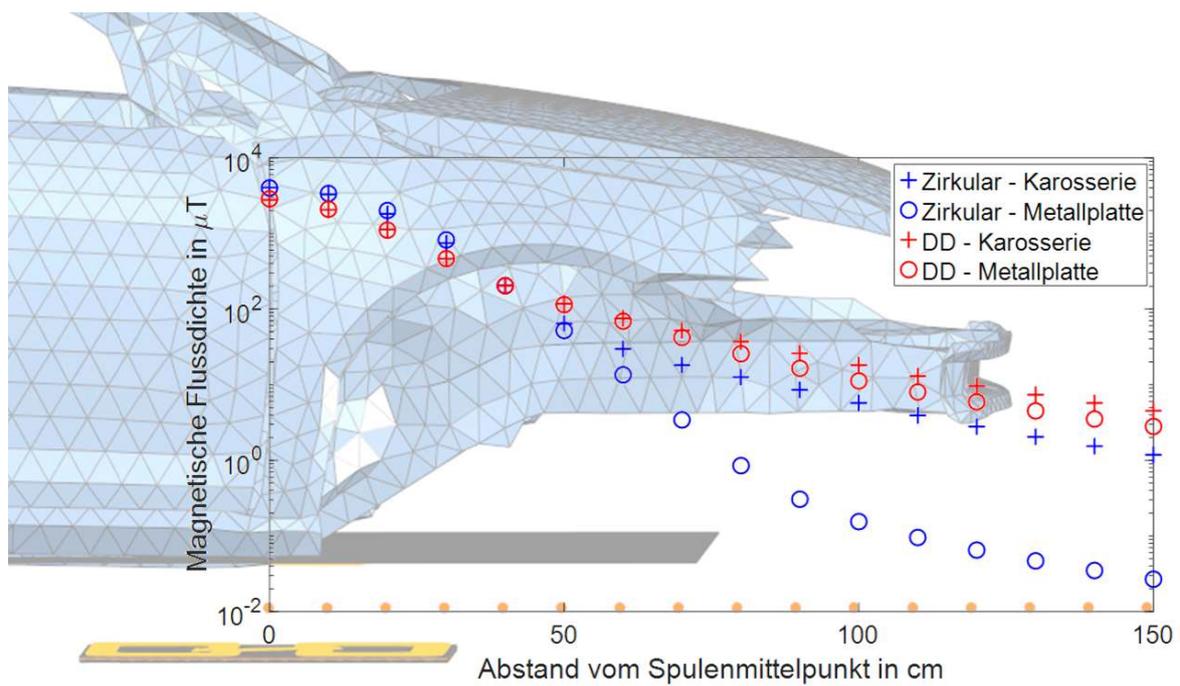


Abbildung 4.11: Magnetische Flussdichte von Zirkular- und DD-Systemen in Abhängigkeit vom Abstand zum Mittelpunkt der Primärspule für die Varianten Fahrzeugkarosserie (+) und Metallplatte (O)

Weiterhin können die in Abschnitt 4.5 aufgezeigten Einflussfaktoren auf die Streufelder verwendet werden, um Anforderungen an diesen Komponententest zu definieren. Hierbei

ist insbesondere der Versatz der Spulen zueinander und eine mögliche Verstimmung der Kondensatoren zu berücksichtigen.

Im Randbereich, also den Zonen 2a und 2b aus SAE J 2954 (siehe Abbildung 2.12), kann die Metallplatte ebenfalls die später entlang der Fahrzeugkarosserie auftretenden magnetischen Felder nicht gut nachbilden. Das Diagramm 4.11 zeigt Werte für die magnetische Flussdichte in unterschiedlichen Abständen, ausgehend vom Mittelpunkt der Primärspule. Hier zeigt sich, dass insbesondere bei Zirkular-Systemen der Fahrzeugunterboden einen großen Einfluss auf die räumliche Verteilung der magnetischen Flussdichte hat. DD-Systeme hingegen verfügen prinzipbedingt über eine Flussführung, die den magnetischen Fluss an der Karosserie bzw. der Metallplatte vorbeiführt. Somit ist hier die Abweichung deutlich geringer als bei Zirkular-Systemen. Dennoch müsste das Abmaß der Karosserie bekannt sein, um Messpunkte für einen Komponententest definieren zu können. Eine Messung in 20 cm Abstand von der Metallplatte wäre in diesem Beispiel um Faktor 50 größer als im selben Abstand von der Fahrzeugkarosserie.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass der gezeigte EMV-Komponententest für WPT-Systeme keine genauen Messergebnisse für eine Abschätzung des EMVU-Verhaltens im Fahrzeug liefern kann.

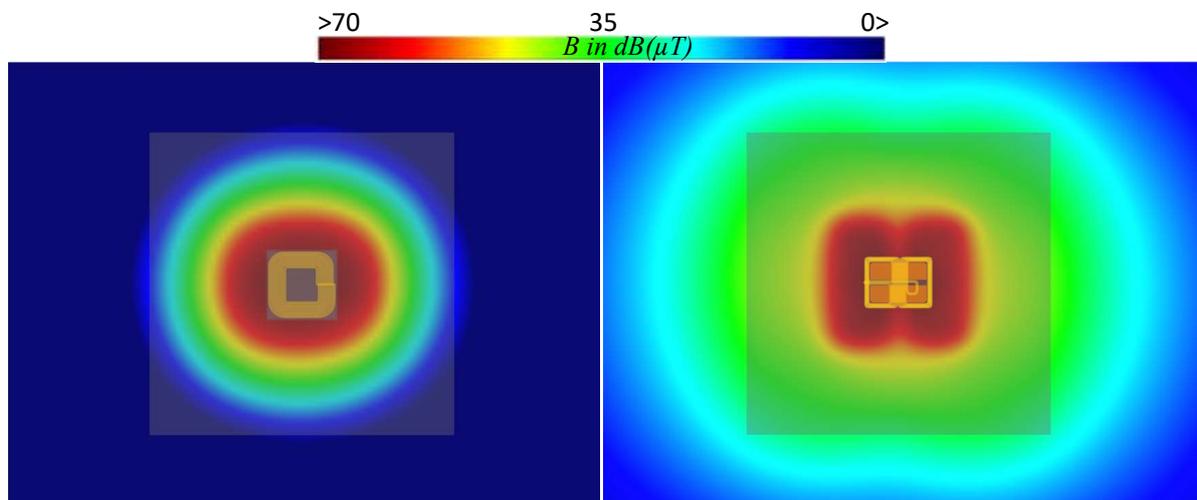


Abbildung 4.12: Verteilung der magnetischen Flussdichte von Zirkular-System (links) und DD-System (rechts)

Der Komponententest nach CISPR B bietet jedoch die Möglichkeit Simulationsmodelle zu verifizieren, die nach dem in Kapitel 4.3 vorgestellten Verfahren modelliert worden sind. Mit diesen Modellen können, in Kombination mit dem CAD-Modell einer Fahrzeugkarosserie, die magnetischen Streufelder berechnet und die EMVU bewertet werden.

Für die Verifikation können die in Abbildung 4.13 gezeigten Messpunkte verwendet werden. Zwei Messpunkte in 20 cm Abstand zu den Kantenmitten auf Höhe der Metallplatte dienen zur Messung der Streufelder. Diese Vereinfachung ist ausreichend, wenn das Spulensystem an die in IEC 61980-3 gezeigten Referenzsysteme angelehnt ist. Die Verteilung der magnetischen Flussdichte der Referenzsysteme sollte an den genannten Punkten aus Symmetriegründen ihr Maximum aufweisen (siehe Abbildung 4.12). Der Punkt oberhalb der Metallplatte dient zur Verifikation des Feldberechnungsprogramms, da sich hier die Schirmwirkung der Platte zeigen sollte.

In Zone 1, dem Bereich unterhalb des Fahrzeugs bzw. der Metallplatte, findet die Energieübertragung zwischen den Spulen statt. Hier können auch Messpunkte platziert werden, um Systeme für die Fremd- und Lebendobjekterkennung auszulegen. Bis etwa 50 cm Abstand zum Zentrum der Primärspule stimmen die simulierten Werte für DD- und Zirkular-Systeme des Komponentenaufbaus und mit der Fahrzeugkarosserie sehr gut überein.

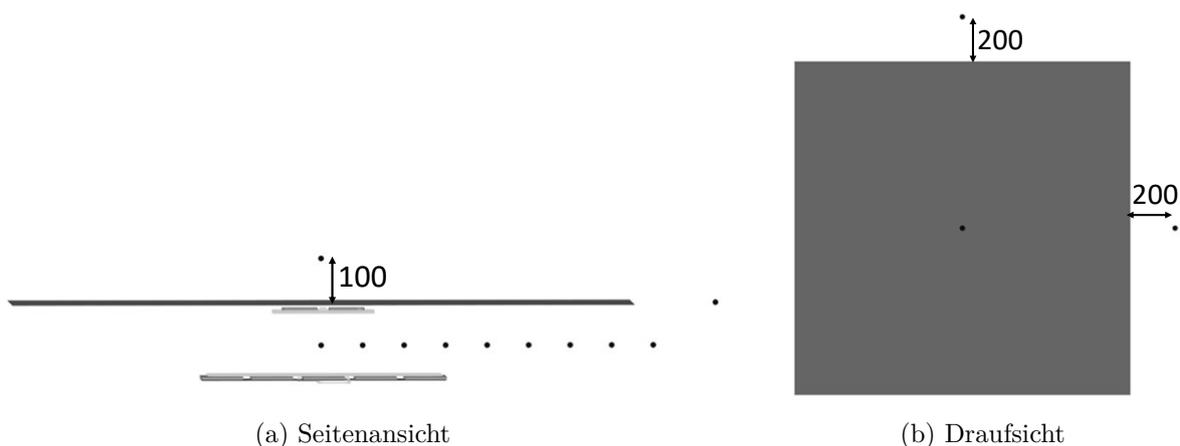


Abbildung 4.13: Vorschlag für eine Anordnung zur Verifikation von Simulationsmodellen für WPT-Systeme im Komponententest. Längenangaben in mm.

Aus Sicht des Entwicklungsprozesses von Fahrzeugen ist es zusätzlich hilfreich, wenn die Abstimmung des Spulensystems auch ohne Fahrzeug, bereits innerhalb des Komponententests, erfolgen kann. Als Nachweis wurde durch Simulation ein Zirkular-System im Komponententest-Modell abgestimmt und anschließend in eine Fahrzeugsimulation integriert. Die Ergebnisse sind in Tabelle 4.3 dargestellt.

Die Abstimmung der Kondensatoren ist im Komponentenaufbau mit Metallplatte gut realisierbar. Der Unterschied der für Fahrzeug und Komponententest optimierten Kondensatoren

liegt bei unter einem Prozent. Weiterhin ist der Wirkungsgrad kaum davon abhängig, ob die Abstimmung der Kondensatoren im Komponententest oder in der Fahrzeugumgebung erfolgt ist. Der Wirkungsgrad η unterscheidet sich jedoch im Komponententest deutlich von der späteren Fahrzeugintegration. Hier sind die Abweichungen etwa 10 %. Beim Wirkungsgrad spielt die Form des Fahrzeugunterbodens und der Abstand der Metallplatte im Komponententest eine Rolle (Tabelle 4.3). Eine mögliche Ursache für die große Abweichung liegt in der einfachen, seriellen Kompensation. Mit anderen Kompensationsmethoden können die Systeme bereits mit Metallplatte robust ausgelegt werden [Eck09, Kü10].

Tabelle 4.3: Kapazitätswerte der Kompensationskondensatoren, Wirkungsgrade und Kopplungsfaktoren eines Zirkular-Systems mit Metallplatte oder Fahrzeugkarosserie.

	Metallplatte	Fahrzeug	Fahrzeug mit Abstimmung aus Komponententest
k	0,17	0,17	0,17
η	0,795	0,906	0,907
C_{prim} in nF	83,0	82,0	83,0
C_{sek} in nF	89,2	88,9	89,2

4.5 Einflussfaktoren auf die Streufelder induktiver Ladesysteme

Mit Blick auf die Formel für den Wirkungsgrad einer resonant, induktiven Übertragungsstrecke (4.8) wird deutlich, dass eine optimale Übertragung durch einen hohen Kopplungsfaktor und großen Spulengüten erreichbar ist. In den folgenden Ausführungen werden zunächst die Einflussfaktoren genannt und anschließend Zusammenhänge zu den magnetischen Streufeldern entlang des Fahrzeugs mit Hilfe von Feldsimulationen analysiert. Eine Zusammenfassung der Simulationsergebnisse ist in Anhang D zu finden.

Der Kopplungsfaktor ist abhängig von Spulenabstand, Spulengeometrie, dem Versatz zwischen Boden- und Fahrzeugspule sowie den zur Führung des magnetischen Flusses eingebrachten magnetischen Materialien.

Die Spulengüte wird zum einen durch die Selbstinduktion der jeweiligen Spule, die von der Spulengeometrie, der Ausführung des Spulendrahts (Litze) und von den magnetischen Materialien abhängt, und zum anderen durch die ohmschen Verluste bestimmt. Die Verluste ergeben sich aus den ohmschen Widerständen des Spulendrahts und den Wirbelstromverlusten in den Schirmblechen oder der Fahrzeugkarosserie.

Ein weiterer Einflussfaktor auf die Streufelder von WPT-Systemen ist der Blindstrom in der Primärspule. Dieser sollte bei vollständiger Kompensation der Selbstinduktionen der Spulen nicht auftreten, da dann der Leistungsfaktor λ bzw. $\cos(\phi)$ den Wert eins annimmt (siehe Anhang C.4). Kommt es nun zur Verstimmung des Spulensystems fließen Blindströme, die einen Beitrag zu den magnetischen Streufeldern liefern.

Weiterhin ist die Stärke der Streufelder von der Leistung des WPT-Systems abhängig. Für die folgenden Untersuchungen wurde eine Ausgangsleistung an der Sekundärspule von 11 kW eingestellt.

Für die genannten Einflussfaktoren auf die Streufelder wurden Feldsimulationen durchgeführt. Der Ablauf lässt sich wie folgt beschreiben:

1. Modellierung des Spulensystems mit Fahrzeugkarosserie nach Abschnitt 4.3
 - a) geometrische Modellierung der Spule, Ferrite und Schirmbleche
 - b) Einbinden des Karosseriemodells als trianguläres Gitternetz
 - c) Zuordnung der Materialparameter (Permittivitäts- und Permeabilitätszahl)
 - d) Bestimmung der Selbstinduktionen, Kompensationskondensatoren und des Lastwiderstands durch drei parallel durchführbare Simulationen
 - e) Berechnung der Eingangsspannung nach Gleichung 4.12 für die gewünschte Systemleistung
2. Simulation der Feldverteilung
 - a) Visualisierung der Nahfeldverteilung
 - b) Feldaufpunkte nach ISO 19363 platzieren
 - c) Positionierung des Menschenmodells (für die Bewertung der Basiswerte)

Spulengeometrien

Die Untersuchung der Spulengeometrie richtet sich nach den in IEC 61980-3 (CD, 2015) und ISO 19363 gezeigten Referenzsystemen für Zirkular- und DD-Systeme. Diese sind in Abbildung 4.14a gezeigt. Zirkularspulen sind aus einer Schleife mit mehreren Wicklungen aufgebaut. DD-Systeme bestehen aus zwei gegensinnig bestromten Schleifen, die ebenfalls

mehrere Wicklungen haben können. Für Boden- und Fahrzeugspule werden gleiche Geometrien verwendet. Die Stromrichtungen beider Systeme sind in Abbildung 4.14b gezeigt.

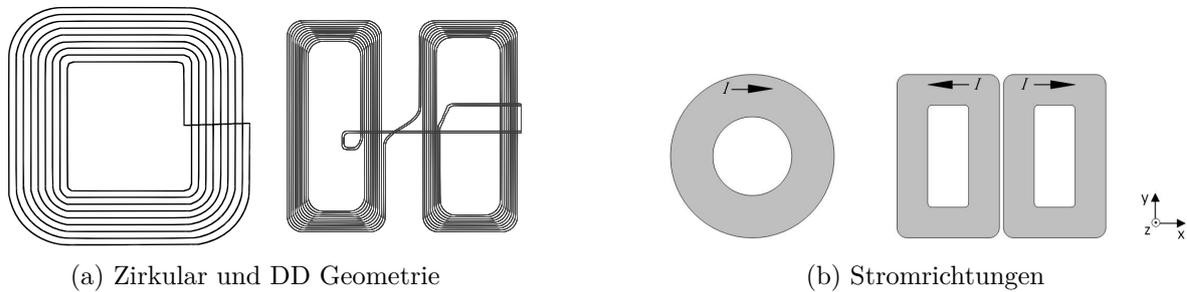


Abbildung 4.14: Spulengeometrien nach ISO 19363

Hieraus ergibt sich eine unterschiedliche Ausprägung der magnetischen Flüsse beider Systeme. Diese sind in Abbildung 4.15 dargestellt. Die Ausbreitungsrichtung des magnetischen Flusses eines Zirkular-Systems ist senkrecht zur Fläche der Bodenspule. Ein großer Teil des Flusses wird durch die magnetischen Materialien oberhalb der Sekundärspule abgelenkt und zur Primärspule zurückgeführt. So wird erreicht, dass in der Karosserie weniger Wirbelströme entstehen können, die den Wirkungsgrad verringern und angrenzende Komponenten erwärmen würden. DD-Systeme haben prinzipbedingt eine Flussführung aufgrund der entgegengesetzten Bestromung der Bodenspule. Dadurch wird ein Teil des magnetischen Flusses bereits vor der Karosserie abgelenkt, was vorteilhaft für den Wirkungsgrad sein kann (siehe Tabelle D.2 in Anhang D). Zur Verbesserung dieses Effekts werden auch hier magnetische Materialien eingesetzt.

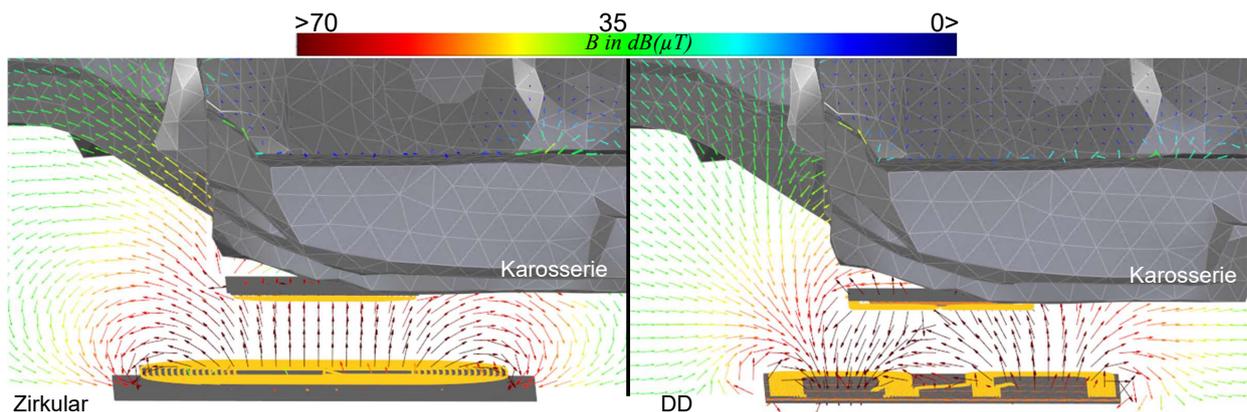


Abbildung 4.15: Feldlinien der magnetischen Flussdichte eines Zirkular-Systems (links) und eines DD-Systems (rechts) unterhalb der Fahrzeugkarosserie

In den folgenden Abbildungen wurde jeweils eine zweifarbige Darstellung gewählt, um die Auswirkung des jeweiligen Parameters auf die magnetischen Streufelder zu verdeutlichen.

Die Farbe Orange deutet auf eine magnetische Flussdichte größer als $6,25 \mu\text{T}$ hin, was dem Referenzwert nach ICNIRP 1998 (gen. pub.) bei 85 kHz entspricht. Für den Vergleich der beiden Systeme wurde ein Spulenabstand von 15 cm und eine zentrierte Ausrichtung der Spulen zueinander gewählt. Aus dieser Darstellung lässt sich deutlich erkennen, dass DD-Systeme größere Streufelder außerhalb des Fahrzeugs erzeugen als Zirkular-Systeme bei gleicher Fahrzeugkarosserie und dem selben Spulenabstand zueinander.

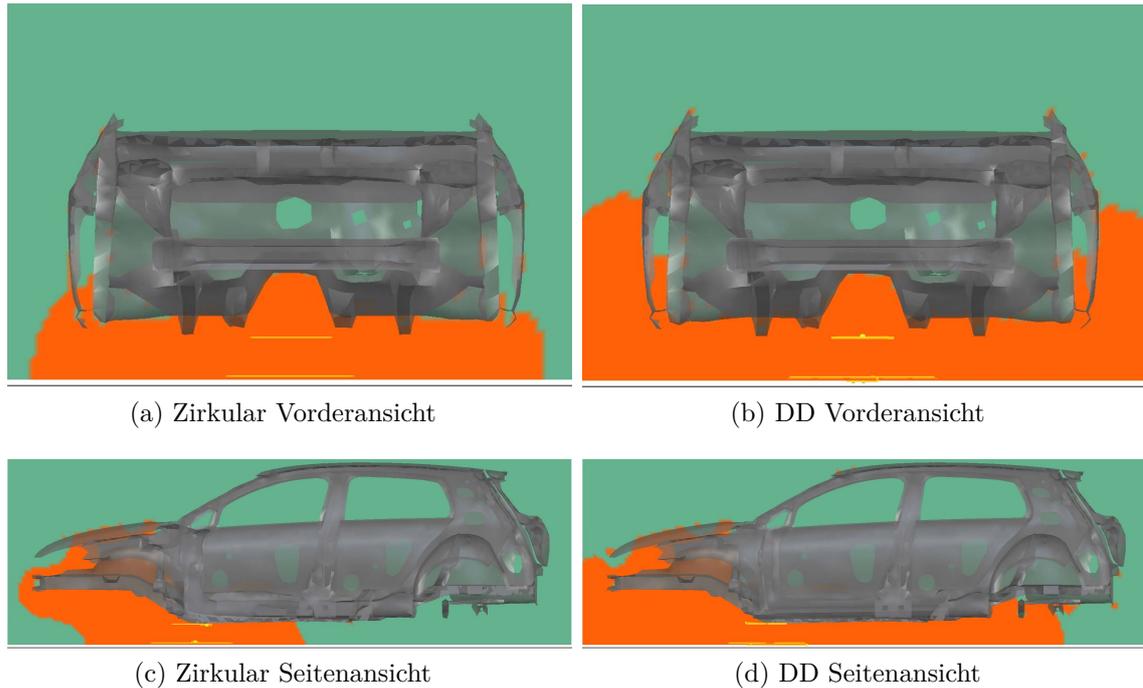


Abbildung 4.16: Zweifarbendarstellung des Referenzwertes der magnetischen Flussdichte für Zirkular- und DD-System nach ICNIRP 1998 (gen. pub.)

Ausrichtung und Verstimmung der Spulen

Wird ein Fahrzeug zum Laden geparkt, so kann es zu einem Versatz zwischen Fahrzeug- und Bodenspule kommen (Abbildung 4.17). Die Auswirkung des Versatzes auf die nach ICNIRP 1998 (gen. pub.) bewerteten Streufelder ist in Abbildung 4.18 für ein DD-System dargestellt. Dabei ist in 4.18a ein optimal ausgerichtetes Spulensystem als Referenz gezeigt. Der für die Energieübertragung maximal zulässige Versatz der Spulen zueinander ist in IEC 61980-3 [IEC19c] definiert. In x-Richtung (Fahrtrichtung) sind maximal 75 mm und in y-Richtung maximal 100 mm erlaubt, siehe Bild 4.18b.

Im Vergleich zum ausgerichteten Spulensystem zeigen 4.18b und 4.18c nur eine geringe Zunahme der Streufelder im Randbereich des Fahrzeugs, wenn die Kompensationskondensatoren von Boden- und Fahrzeugspule auf die geänderte Umgebung angepasst werden.

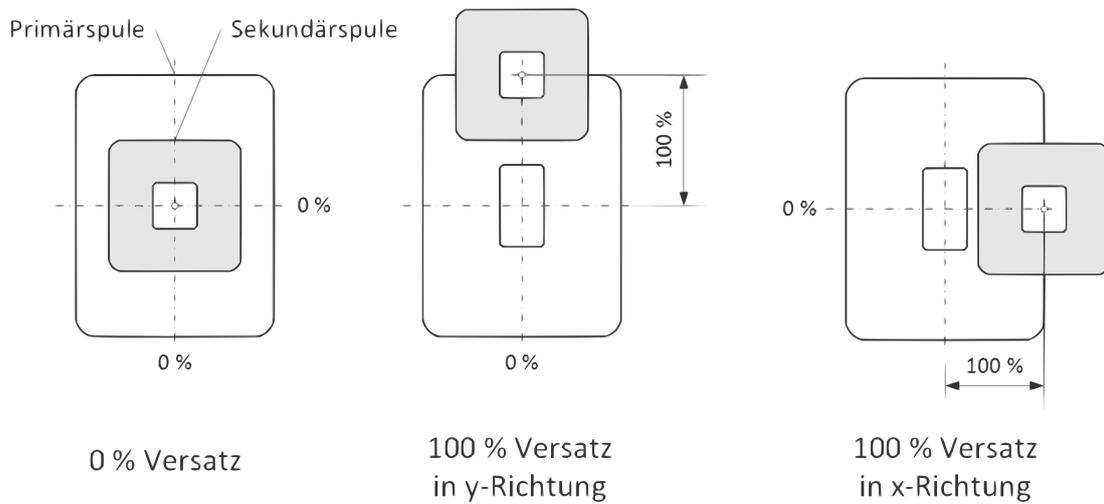


Abbildung 4.17: Spulenversatz

Für die in den Abbildungen 4.18c und 4.18d gezeigten Simulationsergebnisse wurde das abgestimmte Referenzsystem um 150 mm in x- und 100 mm in y-Richtung verschoben. Die beiden Varianten unterscheiden sich in der Abstimmung der Kompensationskondensatoren. In 4.18c wurde bei der Abstimmung der Kondensatoren der Versatz zwischen Boden- und Fahrzeugspule zueinander mit berücksichtigt, wogegen in 4.18d die Abstimmung des Referenzsystems beibehalten worden ist. Erfolgt keine Abstimmung bei großem Versatz der Spulen, so ist das Spulensystem aufgrund der Änderung von Kopplungsfaktor und Spulengüten verstimmt. Dies reduziert den Wirkungsgrad. Weiterhin wird mit Blick auf Gleichung 4.3 und 4.4 in Abschnitt 4.2, \underline{Z}_2 komplex und die reflektierte Impedanz \underline{Z}_{RL} ebenfalls. Dadurch kommt es zu einer erhöhten Blindleistungsaufnahme der Primärspule, was größere Streufelder im Randbereich des Fahrzeugs bedeutet, wenn die Ausgangsleistung der Sekundärspule nicht reduziert wird. Somit hat die Abstimmung der Kompensationskondensatoren einen signifikanten Einfluss auf die EMVU eines WPT-Systems.

Die Spulensysteme können durch konstruktive Maßnahmen entsprechend robust gegen den Versatz und die damit verbundene Änderung von Selbstinduktion und Spulengüte ausgelegt werden [Eck09, Kü10]. Weiterhin können aktive Kompensationsnetzwerke zum Einsatz kommen, die eine Minimierung der Blindleistungsaufnahme durch Anpassung der Kondensatoren erreichen können [ZM16]. Gut abgestimmte Systeme scheinen auch bei größerem Versatz als den in der Standardisierung angegebenen Maximalwerten ähnliche Streufelder im Randbereich zu verursachen wie ein optimal ausgerichtetes Spulensystem. Anders sieht es beim Wirkungsgrad aus, der bei der gezeigten Überschreitung um etwa 20% abnimmt (siehe Tabelle D.1 in Anhang D).

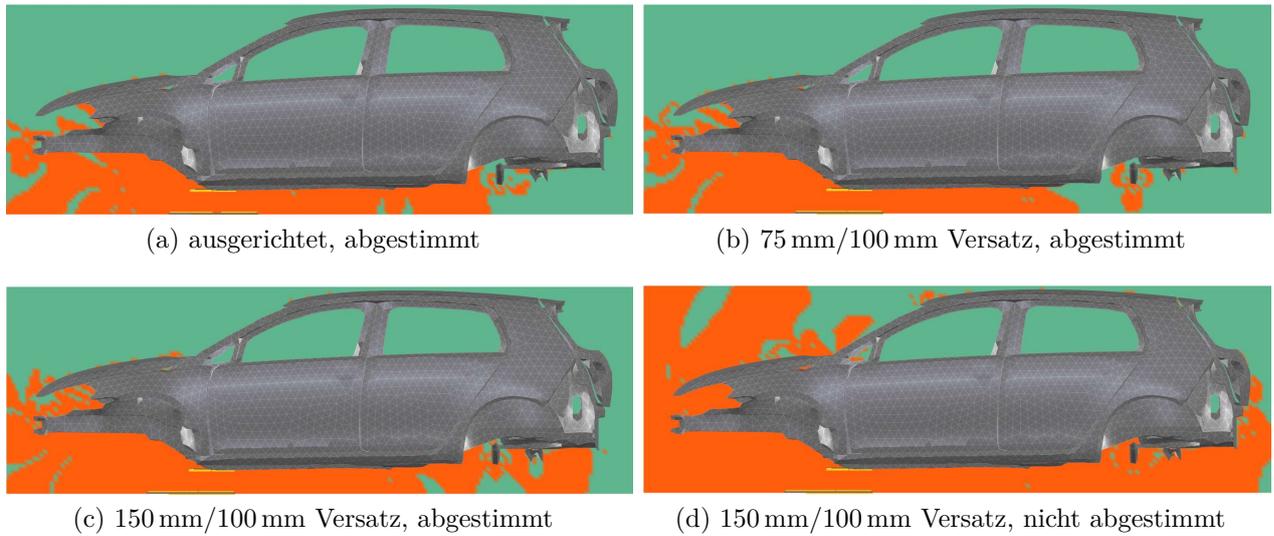


Abbildung 4.18: Zweifarbendarstellung des Referenzwerts der magnetischen Flussdichte eines eingebauten DD-Systems mit Versatz in x- und y Richtung (x/y)

Spulenabstand

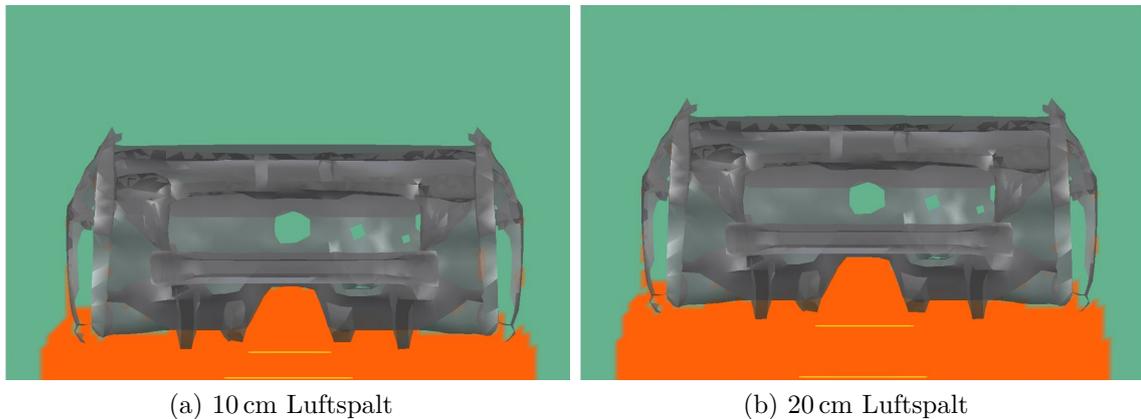


Abbildung 4.19: Variation des Abstands zwischen Boden- und Fahrzeugspule. Dargestellt ist die nach ICNIRP 1998 (gen. pub) bewertete magnetische Flussdichte

Je nach Fahrzeugtyp wird es unterschiedliche Abstände zwischen Boden- und Fahrzeugspule geben. Diese werden in den Standards als *Gap-Klassen* bezeichnet. Die *Gap-Klasse* bestimmt auch die Größe und Ausführung der Fahrzeugspule, um unabhängig vom Fahrzeugtyp ähnliche Kopplungseigenschaften des Spulensystems bei gleicher Bodenspule zu haben.

Die Simulationen wurden hier für Zirkular-Systeme mit Primär- und Sekundärspulen gleicher Größe durchgeführt. Abbildung 4.19 zeigt die Verteilung der magnetischen Flussdichte bewertet nach ICNIRP 1998 (gen. pub) für einen 10 cm und 20 cm großen Luftspalt. Bei

beiden Varianten wurde eine Abstimmung der Kompensationskapazitäten vorgenommen. Es ist zu erkennen, dass die magnetischen Streufelder außerhalb der Fahrzeugkante kaum von der Größe des Spulenabstands abhängen. Gleiches gilt für Kopplungsfaktor und Wirkungsgrad (siehe Tabelle D.1 in Anhang D).

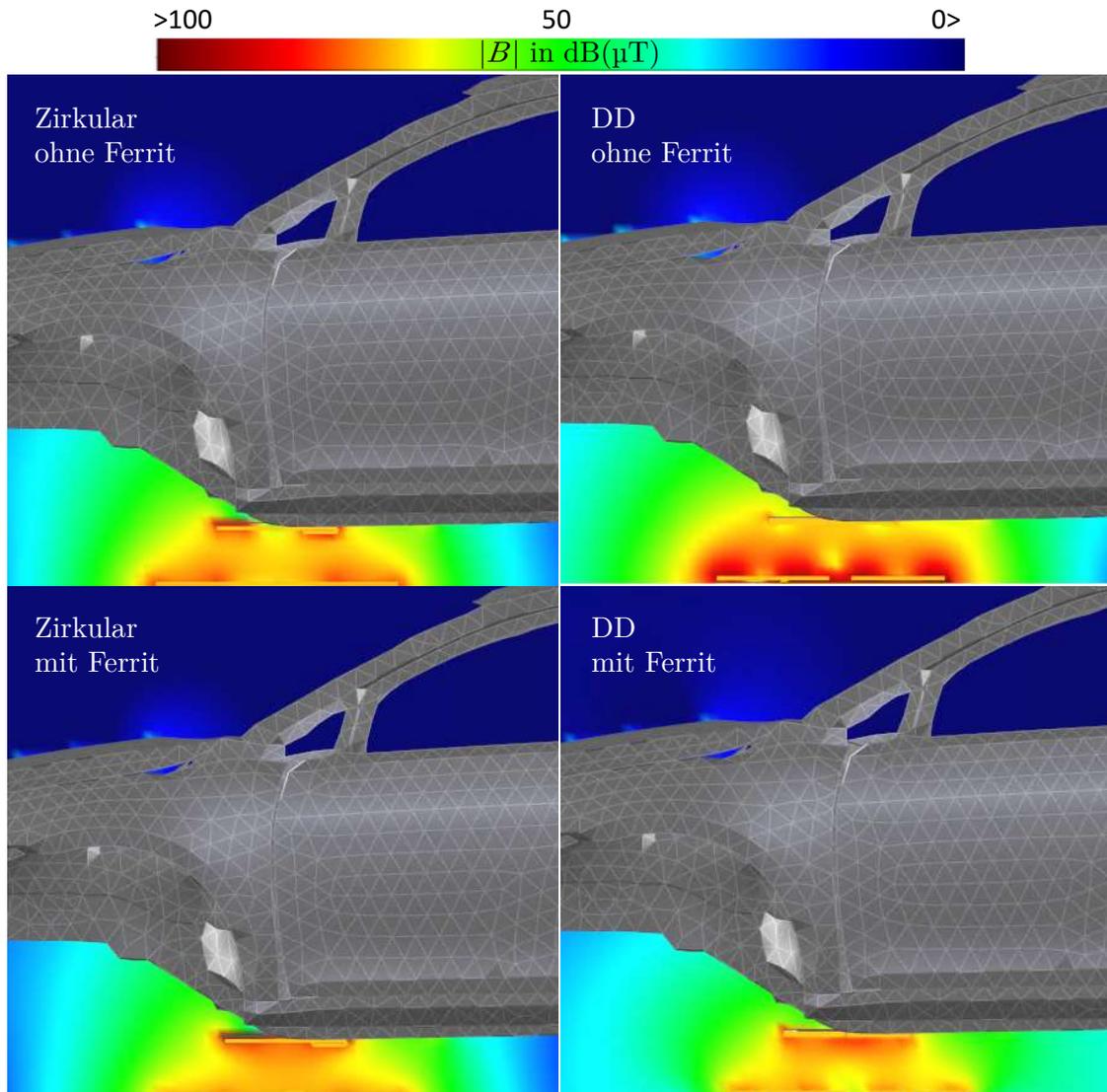


Abbildung 4.20: Magnetische Flussdichte von WPT-Systemen mit 11 kW Leistung an der Sekundärspule. Das Ferritmaterial hat eine relative Permeabilitätszahl von 3000.

Karosseriematerial und Flussführung

Mit elektrisch leitfähigen Materialien kann eine gute Abschirmung des Fahrzeuginnenraums gegenüber dem Magnetfeld eines WPT-Systems erreicht werden, wie in Abbildung 4.15 zu sehen ist. Das zusätzliche Abschirmblech der Sekundärspule, sowie der Unterboden des Fahrzeugs sind heutzutage aus diesen Materialien gefertigt. Im Gegensatz zu Aluminium

($\mu_{r,Alu} \approx 1$), besitzt Stahl eine relative Permeabilitätszahl, die bei 85 kHz ungefähr 100 beträgt [JGH⁺14b]. Dadurch kann ein Teil des magnetischen Flusses an der Fahrzeugspule vorbei geführt werden, was den Wirkungsgrad der Übertragungsstrecke verringert (siehe Tabelle D.2 in Anhang D).

Mithilfe von magnetischen Werkstoffen, deren relative Permeabilitätszahl größer als die des Karosseriematerials ist, kann der magnetische Fluss im Bereich der Fahrzeugspule konzentriert werden. Dieser Effekt ist in Abbildung 4.20 zu sehen. Hier wurde Werkstoff mit einer relativen Permeabilitätszahl von 3000 verwendet. Größere Werte für μ_r , wie sie einige nanokristalline magnetische Werkstoffe aufweisen, können das magnetische Material in Sättigung bringen. Dies würde sich negativ auf die Flussführung auswirken. Insbesondere bei DD-Systemen sind magnetische Materialien für eine Kopplung von Primär- und Sekundärspule wichtig. Bei DD-Luftspulen mit Fahrzeugkarosserie liegt der Wirkungsgrad in der Simulation nur bei 6 %, Zirkular-Luftspulen erreichen noch 60 % Wirkungsgrad (siehe Tabelle D.2 in Anhang D).

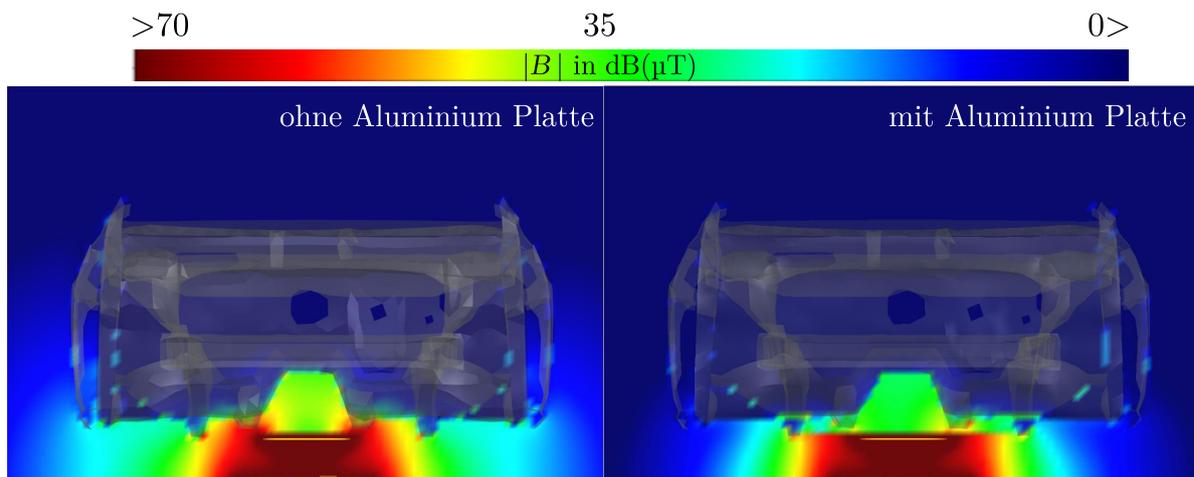


Abbildung 4.21: Magnetische Flussdichte in dB(μ T) für ein Zirkular-System mit zusätzlicher Aluminium-Platte zwischen Sekundärspule und Fahrzeugkarosserie im Vergleich zu einem einfachen Zirkular-System

Maßnahme zur Reduktion der Magnetfelder im Fahrzeuginnenraum

Sollte die Fahrzeugkarosserie Löcher haben oder teilweise aus Verbundwerkstoffen aufgebaut sein, die nur eine geringe elektrische Leitfähigkeit aufweisen, so geht die zuvor beschriebene Abschirmwirkung verloren und die magnetischen Streufelder des WPT-Systems gelangen in den Fahrzeuginnenraum. Um dies zu verhindern können Aluminium-Platten zwischen der Sekundärspule und der Fahrzeugkarosserie platziert werden. Die Wirkung dieser Maßnahme ist in Abbildung 4.21 dargestellt und in Tabelle D.2 (Anhang D) zusammengefasst. Hier konnte eine Reduktion der Magnetfelder im Fußbereich des Fahrers von ca. 50 % nachgewiesen

werden. Weiterhin kann die Aluminium-Platte zum Schutz vor Erwärmung von anderen Fahrzeugkomponenten eingesetzt werden.

Zusammenfassung und Einschätzung der Einflussfaktoren

Wird ein WPT-System entsprechend der in den Standards gezeigten Referenzsysteme konstruiert, so führen die dort angegebenen Toleranzen in der Positionierung oder dem Abstand der Spulen zueinander nur zu einer geringen Zunahme der magnetischen Streufelder im Randbereich und innerhalb des Fahrzeugs. Bei der Auslegung sind insbesondere die magnetischen Werkstoffe zur Flussführung und die Anpassnetzwerke von Bedeutung. Sollte sich das System verstimmen, oder der zulässige Positionierungsbereich überschritten werden und keine regelbaren Anpassnetzwerke vorhanden sein, kommt es zu einer Erhöhung der Streufelder. Mit einer zusätzlichen Aluminium-Platte können die magnetischen Felder im Innenraum des Fahrzeugs weiter reduziert werden.

4.6 Expositionsbewertung eines WPT-Systems durch Basiswerte

Für WPT-Systeme konnten in Unterkapitel 4.5 Überschreitungen der Referenzwerte in unterschiedlichen Bereichen außerhalb des Fahrzeugs nachgewiesen werden. Eine Expositionsbewertung eines Elektrofahrzeugs mit WPT-System ist anhand der Basiswerte, wie beispielsweise der induzierten elektrischen Feldstärke in einem Menschenmodell E_i , für den Bereich unterhalb des Fahrzeugs (Zone 1) durchzuführen. An dieser Stelle ist anzumerken, dass dieses Verfahren keine Aussage über den Personenschutz von Trägern aktiver medizinischer Implantate liefert (siehe 2.3.3).

Im Zuge der Standardisierung von WPT-Systemen wurden dazu bereits einige Untersuchungen angefertigt. In [LH13] wurden unterschiedliche Menschenmodelle den Magnetfeldern eines WPT-System mit vereinfachter Fahrzeugkarosserie und 7 kW Übertragungsleistung ausgesetzt. [SLH14] ergänzt diese Untersuchungen durch verschiedene Expositionsszenarien. Entlang der Karosserie und innerhalb des Fahrzeugs wurden die Basiswerte in beiden Studien eingehalten. Dies deckt sich mit den Aussagen aus einer eigenen Untersuchung [YCG⁺16].

Weiterhin gibt es Bestrebungen, EMVU-Kopplungsfaktoren für WPT-Systeme abzuleiten, damit Messwerte mit k_{EMVU} in Expositionswerte umgerechnet werden können, die dann auf Basiswerte bezogen sind [IEC18]. Der Vorteil dieses Vorgehens liegt darin, dass keine weiteren Simulationen nötig sind und eine EMVU-Bewertung rein messtechnisch erfolgen kann.

In den vorangegangenen Kapiteln wurden Einflussfaktoren auf die Streufelder von WPT-Systemen herausgestellt. Weiterhin wurde durch den Vergleich von Komponenten- und Fahrzeugsimulation, insbesondere bei Zirkular-Systemen, die Wichtigkeit der Fahrzeugkarosserie bei der Betrachtung der Feldverteilung gezeigt. Soll nun versucht werden, k_{EMVU} durch Messung und Simulation mit einem Menschenmodell anhand eines vereinfachten Aufbaus zu bestimmen, ist die Übertragbarkeit auf die spätere Fahrzeugumgebung fraglich. Mit Blick auf Abbildung 4.15 ist die starke, räumliche Inhomogenität der Magnetfelder erkennbar. Es müssten somit Kopplungsfaktoren für unterschiedliche Abstände und vor allem bei DD-Systemen zusätzlich an mehreren Positionen im Umkreis zum Spulenzentrum, aufgrund der prinzipbedingten Flussführung, bestimmt werden. In Abbildung 4.11 wird darüber hinaus deutlich, dass bei Zirkular-Systemen sich die Magnetfeldverteilung in Zone 1 von Komponenten- und Fahrzeugsimulation deutlich unterscheidet. Würden hier die Ergebnisse der einfachen Metallplatte als Karosserieersatz zur Bestimmung von k_{EMVU} verwendet werden, ergäben sich zu geringe Expositionswerte.

In dieser Arbeit wird aus den genannten Gründen Abstand von der Bestimmung von EMVU-Kopplungsfaktoren genommen und stattdessen die Berechnung der induzierten elektrischen Feldstärke am realitätsnahen Modell der Fahrzeugkarosserie mit WPT-System für die Zone 1 durchgeführt. Da bei DD-Systemen größere magnetische Streufelder festgestellt worden sind werden im Folgenden die Basiswerte für dieses System mit einer Leistung von 11 kW berechnet.

Die Bestimmung von \mathbf{E}_i erfolgt mithilfe des in Abschnitt 3.2.3 vorgestellten Verfahrens. Dazu kann die bereits berechnete Stromverteilung auf der Fahrzeugkarosserie aus den in Kapitel 4.5 durchgeführten Simulationen verwendet werden. Die Simulationsdauer für einen Frequenzpunkt (hier: 85 kHz) beträgt bei der verwendeten Workstation etwa anderthalb Stunden und benötigt 350 GB Arbeitsspeicher. In Abbildung 4.22 ist die Positionierung des Menschenmodells unterhalb des Fahrzeugs, innerhalb der Zone 1 und die Verteilung der magnetischen Flussdichte beispielhaft für ein DD-System dargestellt. Im nächsten Schritt kann \mathbf{E}_i für unterschiedliche Abstände zwischen Kopf und dem Zentrum der Primärspule ermittelt werden (Abbildung 4.23). In den Tabellen 4.4 und 4.5 sind die Simulationsergebnisse für den maximalen Betrag der induzierten elektrischen Feldstärke $|\mathbf{E}_{i,max}|$ im Menschenmodell bei unterschiedlichen Expositionsszenarien für Zirkular- und DD-Systeme mit einer Systemleistung von 11 kW dargestellt. Der Basiswert für E_i nach ICNIRP 2010 (gen. pub) beträgt bei 85 kHz $11,5 \frac{V}{m}$.

Die Bewertung der Simulationsergebnisse durch die Basiswertfunktion der ICNIRP 2010 (gen. pub)

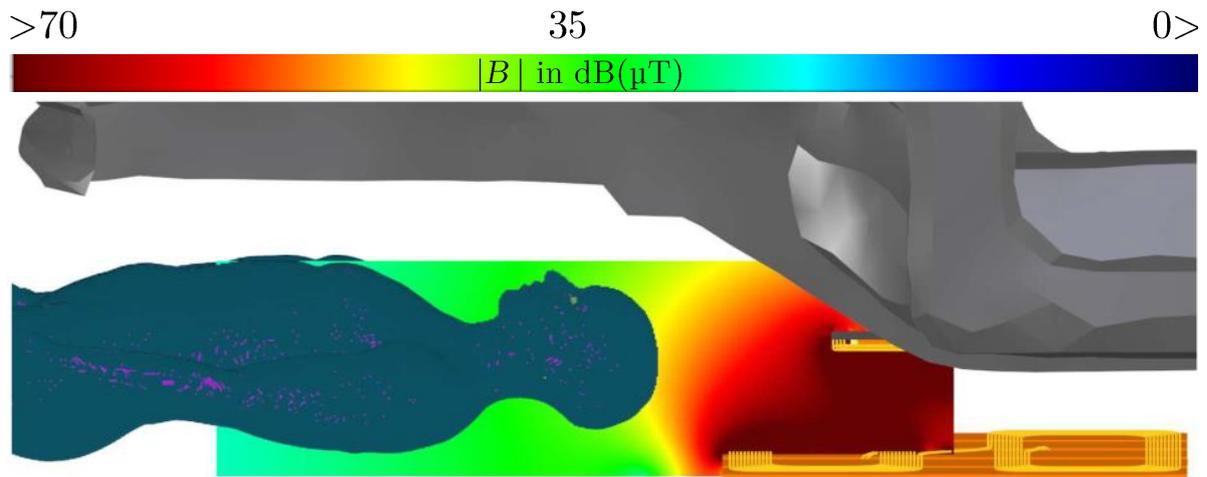


Abbildung 4.22: Betrag der magnetischen Flussdichte B in $\text{dB}(\mu\text{T})$ unterhalb des Fahrzeugs mit einem 11 kW DD-System. Das Menschenmodell hat einen Abstand von 40 cm zum Zentrum der Primärspule. Der Referenzwert nach ICNIRP 2010 (gen. pub.) beträgt $28,6 \text{ dB}(\mu\text{T})$.

(Abbildung 2.6) wurde, wie in ICNIRP 2010 empfohlen, für das 99. Perzentil von $|\mathbf{E}_i|$ durchgeführt. Die Basiswerte für CNS-Gewebe und für eine Ganzkörperexposition sind ab 1 kHz identisch.

Tabelle 4.4: Maximale, induzierte, elektrische Feldstärke im Körpermodell, 99. Perzentile von $|\mathbf{E}_i|$ und der Expositionswert nach den ICNIRP 2010 (gen. pub) Basiswerten für unterschiedliche Expositionsszenarien bei einem Fahrzeug mit 11 kW **zirkularem WPT-System**.

	unter dem Fahrzeug				neben Fahrzeug	im Fahrzeug
	60 cm	50 cm	40 cm	30 cm		
$ \mathbf{E}_{i,\max} $ in V/m	19,9	60	206,6	753,6	17,3	28,0
99. Perzentile von $ \mathbf{E}_i $ in V/m	1,8	3,6	7,3	15,9	1,8	4,0
ICNIRP in %	15	32	63	139	16	35

Tabelle 4.5: Maximale, induzierte, elektrische Feldstärke im Körpermodell, 99. Perzentile von $|\mathbf{E}_i|$ und der Expositionswert nach den ICNIRP 2010 (gen. pub) Basiswerten für unterschiedliche Expositionsszenarien bei einem Fahrzeug mit 11 kW **DD-WPT-System**.

	unter dem Fahrzeug				neben Fahrzeug	im Fahrzeug
	60 cm	50 cm	40 cm	30 cm		
$ \mathbf{E}_{i,\max} $ in V/m	29,5	65,9	172,7	653,2	21	18,2
99. Perzentile von $ \mathbf{E}_i $ in V/m	1,9	2,7	6,5	17,0	1	4,4
ICNIRP in %	16	24	57	148	9	38

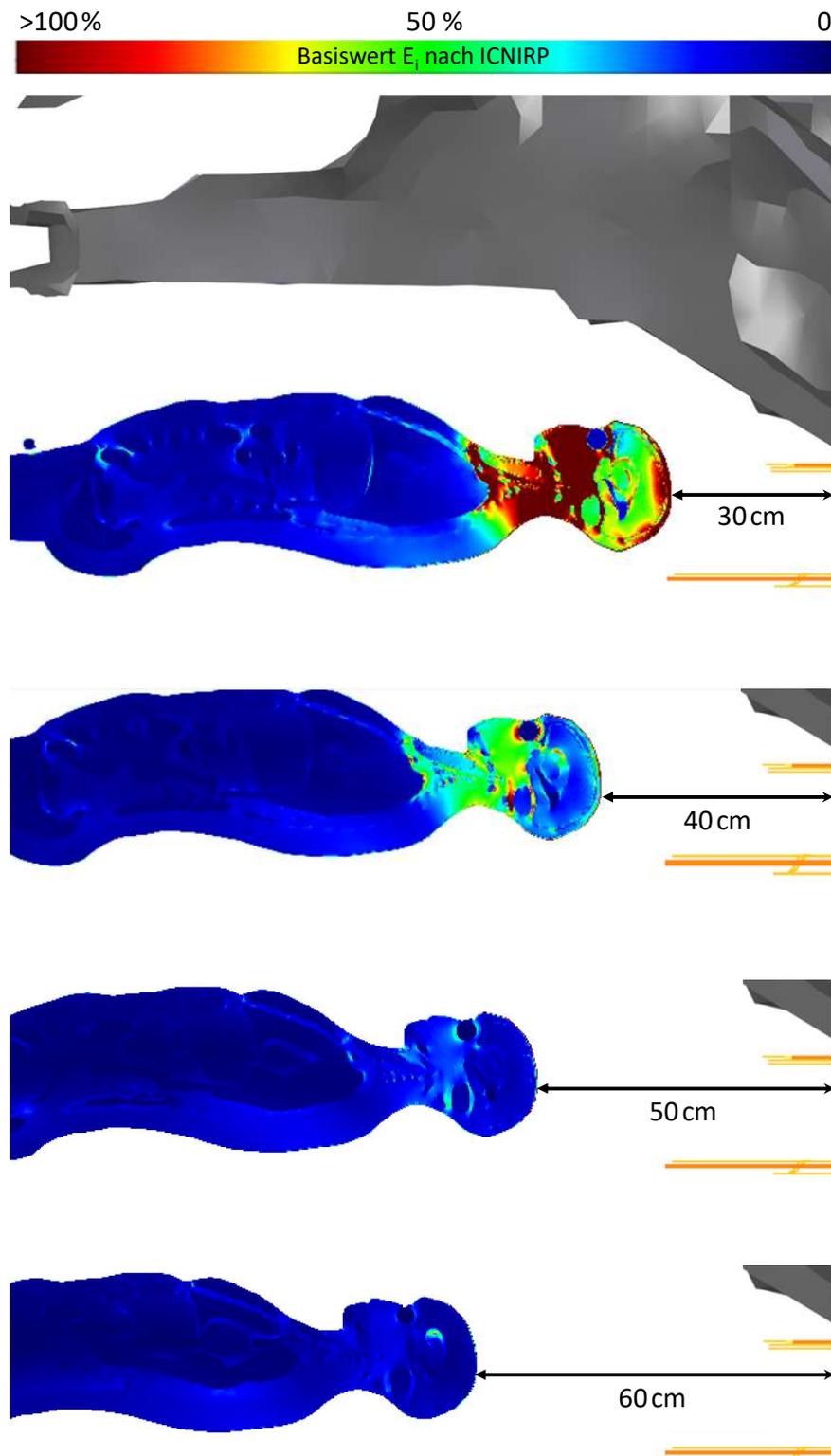


Abbildung 4.23: Betrag der induzierten elektrischen Feldstärke E_i bewertet nach ICNIRP 2010 (gen. pub) für unterschiedliche Abstände des Menschenmodells zum Zentrum der Primärspule bei einem DD-System mit 11 kW.

Es ist zu erkennen, dass bereits in einem Abstand von 40 cm zwischen Spulenzentrum und Kopf bei dem gezeigten, optimal ausgerichteten Referenzsystem die Basiswerte nach ICNIRP 2010 (gen. pub) eingehalten werden. In geringeren Abständen (hier 30 cm) kommt es zur Überschreitung der Basiswerte. Hierbei liegt die Betrachtung des 99. Perzentils zugrunde. Berücksichtigt man nun die während der Verifikation des WPT-Systems aus Abschnitt 4.3 ermittelte Abweichung zwischen Simulation und Messung von bis zu 50 %, so sind die 40 cm als Sicherheitsabstand nicht ausreichend. Dies führt dazu, dass ein größerer Abstand gewählt werden sollte. Weiterhin wurde nur die Nutzfrequenz bei 85 kHz betrachtet, alle weiteren Stromwelligkeiten auf den Spulen können die ICNIRP-Bewertung beeinflussen. Sind die realen Ströme oder Klemmspannungen der Primärspule bekannt, können diese als Anregung des hier verwendeten Simulationsmodells verwendet und bei der Berechnung der Expositionswerte berücksichtigt werden.

Mit diesem Verfahren ist es möglich, Abstände für Systeme zur Objekterkennung und somit die automatische Abschaltung eines WPT-Systems bei Annäherung von Personen abzuleiten.

4.7 Virtuelle EMVU-Absicherung von Fahrzeugen mit WPT-System

Die Untersuchungen in diesem Kapitel haben gezeigt, dass Magnetfeldmessungen in Komponententests für WPT-Systeme (CISPR) mit einer einfachen Karosserienachbildung zur Abschätzung des EMVU-Verhaltens dieser Systeme in der Fahrzeugumgebung ungeeignet sind. Ein Komponententest kann jedoch zur Dimensionierung der Kompensationsnetzwerke und zur Verifikation von Simulationsmodellen verwendet werden.

Durch die neu entwickelte Methode zur Modellierung eines WPT-Systems in Kombination mit der Verifikation innerhalb des Komponententests, die beispielhaft in Unterabschnitt 4.3.2 gezeigt wurde, kann das EMVU-Verhalten in einer Fahrzeugsimulation abgeschätzt werden. In Abbildung 4.24 ist dieses Vorgehen dargestellt. Sollten bereits Konstruktionsdaten und die Leistungsdaten des einzusetzenden WPT-Systems vorhanden sein, können diese für die Modellierung nach Abschnitt 4.3 verwendet und durch einen Komponententest (siehe 4.4) verifiziert werden. Alternativ können Abschätzungen mit den Referenzsystemen nach IEC 61980 aus dieser Arbeit gemacht werden.

In Verbindung mit dem Gitternetz der Karosserie eines virtuellen Prototypen wird die Verteilung der Magnetfelder bestimmt. Dabei kann die Speisung des WPT-Modells über eine

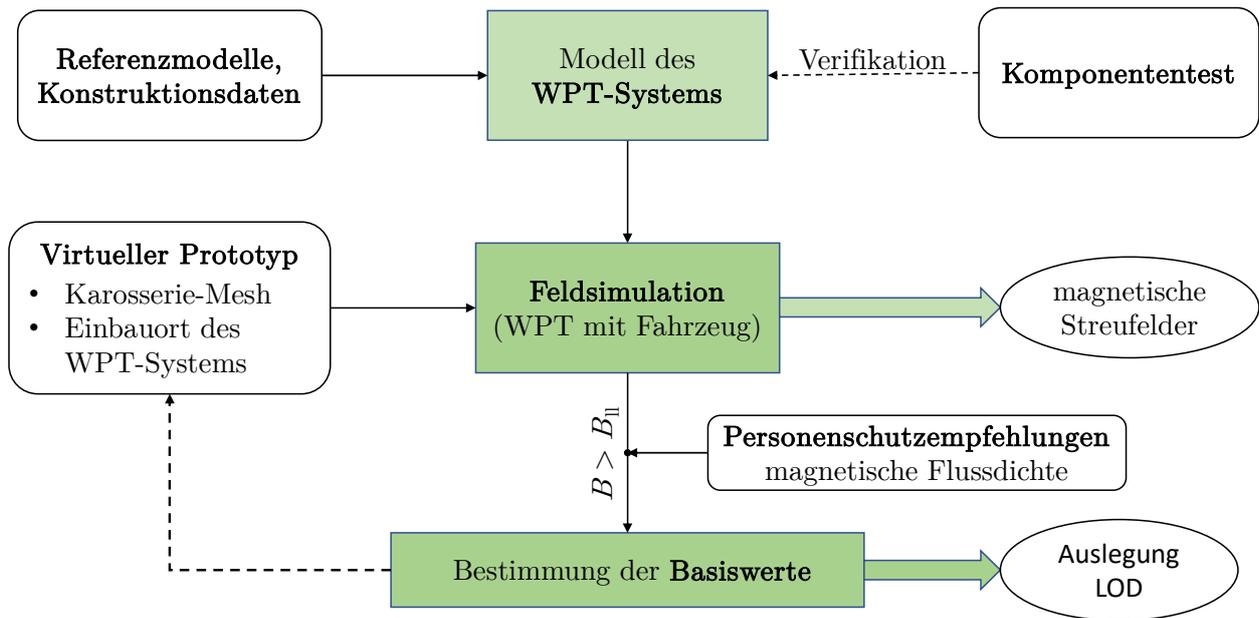


Abbildung 4.24: Methode zur frühzeitigen Absicherung der EMVU eines WPT-Systems zum Laden von Elektrofahrzeugen

Spannungsquelle erfolgen, deren Amplitude über die gezeigten Zusammenhänge, unter Berücksichtigung der erforderlichen Leistung, berechnet wird. Sind Messdaten für Klemmspannung oder Stromaufnahme der Primärspule vorhanden, können diese zusätzlich berücksichtigt werden. Anschließend werden die Expositionswerte mit Bezug zu den anzuwendenden Referenzwerten bestimmt. Sollten diese größer als 100 % sein, so kann im nächsten Schritt eine Betrachtung der Basiswerte analog Abschnitt 4.6 unter Verwendung eines Menschenmodells erfolgen, um beispielsweise LOD-Systeme abzustimmen.

Dieser Prozess kann wiederholt durchlaufen werden, sobald sich etwas am Fahrzeug- oder WPT-Konzept ändert.

Die Genauigkeit der Methode kann momentan nur anhand des einfachen Tischaufbaus abgeschätzt werden. Dort lag die Abweichung zwischen Simulation und Messung am Randbereich des Spulensystems bei maximal 20 % für ein System aus Luftspulen. Eine Ursache wird in der Verlegung der Spulendrähte vermutet, die vom Simulationsmodell abweichen kann. Bei realen WPT-Systemen werden die Spulendrähte in Kunststoffbahnen geführt und fixiert. Somit wird dieser Fehler bei industrialisierten Systemen minimiert werden. Ohne Kenntnis der im WPT-System verbauten Materialien, insbesondere der elektrischen und magnetischen Eigenschaften von Ferriten und den Abschirmplatten, sinkt die Genauigkeit der Modelle weiter. Im Versuchsaufbau ergaben sich Abweichungen von bis zu 50 %. Hauptsächlich ist die Abweichung in diesem Versuch jedoch im Messprinzip mit der isotropen Magnetfeldsonde begründet. Eine

detaillierte Untersuchung wird dazu in Abschnitt 5.2 vorgestellt. Wurde eine Verifikation der Modelle in einem realen Komponententest durchgeführt, kann die dort ermittelte Abweichung, in Verbindung mit der Messungenauigkeit der Magnetfeldsonde, berücksichtigt werden. Somit ist es möglich, die hier gezeigte Methode für eine Expositionsbewertung von WPT-Systemen zu verwenden.

5 Methode zur EMVU-gerechten Auslegung von Kfz-Energiesystemen

5.1 Lösungsansatz und Aufbau des Kapitels

Bei der Auslegung von Energiesystemen eines Kraftfahrzeugs ist die EMVU zu berücksichtigen. Die Energiesysteme lassen sich in Niedervolt- und Hochvolt-Systeme unterteilen (Abschnitt 2.1). Während der Rückstrom des Niedervolt-Systems meist über die Fahrzeugkarosserie fließt, wird das HV-System von der Karosserie isoliert aus Hin- und Rückleiter aufgebaut.

In diesem Kapitel wird eine alternative EMVU-Analysemethode für Energiesysteme aufgezeigt, die sich mit geringem Aufwand in einen bestehenden, standardisierten EMV-Komponententest nach CISPR 25 umsetzen lässt.

Magnetfelder im Innenraum von Kraftfahrzeugen können mit den in Abschnitt 2.4.2 beschriebenen Testverfahren an definierten Messpunkten oder -volumina erfasst und nach unterschiedlichen Personenschutzempfehlungen bewertet werden. Diese Messungen erfolgen an seriennahen Fahrzeugen und somit erst am Ende des Entwicklungsprozesses. Sollte es hier zu Auffälligkeiten kommen, können Maßnahmen zur Reduktion dieser Magnetfelder nur noch mit großem Aufwand umgesetzt werden.

Neben beabsichtigten Feldquellen verursachen hauptsächlich die Betriebsströme von Energiesystemen eines Fahrzeugs die Magnetfelder im Fahrzeuginnenraum. Durch die Verlegung der stromführenden Leitungen und Positionierung der Feldquellen kann Einfluss auf die Exposition von Fahrzeuginsassen genommen werden.

Wenn die Komponenten und Energieversorgungsleitungen bereits in einer frühen Phase des Entwicklungsprozesses integriert werden könnten, dann wäre eine Definition von EMVU-Maßnahmen allein auf Basis von Messungen problemlos und kosteneffizient möglich. Diese Variante ist mit dem aktuellen Trend, die Fahrzeugentwicklung möglichst prototypenfrei zu gestalten, nicht vereinbar.

Weiterhin könnte mittels Simulation die Magnetfeldverteilung innerhalb des Fahrzeugs abgeschätzt werden, wenn die Betriebsströme der Komponenten bekannt sind und ein Simulationsmodell mit Leitungsverlegung und Karosseriematerialien vorliegt. Die Ströme müssen dabei im Zeitbereich in geeignetem Format vorliegen, damit eine EMVU-Bewertung für den Frequenzbereich von 1 Hz bis 400 kHz unter Berücksichtigung der Bewertungsmethoden aus Abschnitt 2.3.4 erfolgen kann. Nach heutigem Stand der Technik wird in EMV-Komponentenprüfungen die Aufzeichnung von Strömen im Zeitbereich nicht gefordert und es wären auch hier Messungen am Fahrzeug nötig. Die Aufnahme von Zeitbereichs-Strommessungen in bestehenden EMV-Tests ist einfach umzusetzen. Eine mögliche Erweiterung des Prüfaufbaus nach CISPR 25 ist in Unterabschnitt 5.4.2 beschrieben. Mit diesen Strömen könnte anschließend eine Simulation aufgebaut, ausgewertet und bei Auffälligkeiten der Komponentenhersteller benachrichtigt werden. Dieses Vorgehen bietet im Vergleich zur Fahrzeugmessung eine Möglichkeit, EMVU-Analysen frühzeitig durchführen zu können. Jedoch ergibt sich aus den erst im Nachgang an die Komponentenprüfung angeschlossenen Simulationen, Auswertungen und Abstimmungen mit dem Komponentenhersteller weiteres Optimierungspotenzial. Hier setzt das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren einer *strombasierten EMVU-Bewertung* an.

Während der frühen Phase einer Fahrzeugentwicklung werden *virtuelle Prototypen* aufgebaut, die bereits Informationen zur Fahrzeugkarosserie und den dort verbauten Materialien sowie die Leitungsführung in Form einer Kabelbaumliste (Kurz: KBL) enthalten. Weiterhin sind die Messpunkte oder -volumina aus den standardisierten Testverfahren und die jeweiligen Referenzwertfunktionen bekannt. Aus diesen Daten kann ein Modell erstellt werden. Messpunkte sind hierbei durch Feldaufpunkte berücksichtigt.

Mithilfe der Simulation können nun die an den jeweiligen Feldaufpunkten gültigen Referenzwertfunktionen in Stromlimits $I_{ll,a}(f)$ für die Energieleitungen durch einen Kopplungsfaktor $\mathbf{K}(\mathbf{r}, f)$ umgerechnet werden. $\mathbf{K}(\mathbf{r}, f)$ beschreibt die frequenzabhängige Verkopplung zwischen einem Leiterstrom und einem Feldaufpunkt im Abstand \mathbf{r} zur Leitung. Anschließend kann damit eine EMVU-Analyse während eines EMV-Komponententests erfolgen, indem Ströme gemessen und mit den Stromlimits bewertet werden. Dabei sind die EMVU-Bewertungsmethoden *WPM* und *PTL* zu berücksichtigen.

Bei diesem Vorgehen muss jedoch die Messunsicherheit einer isotropen 100 cm² Magnetfeldsonde und das Vorhandensein von anderen Feldquellen Beachtung finden, denn beides hat Einfluss auf die EMVU-Bewertung der ins Fahrzeug integrierten Komponenten.

Die neu entwickelte Methode der *strombasierten EMVU-Bewertung* wird hier im ersten Schritt an einem einfachen Tischaufbau verifiziert. Der Tischaufbau umfasst dabei die typischen

Leitungskonfigurationen von Energiesystemen eines Kraftfahrzeugs (siehe Abschnitt 2.1). Diese können aus *Einzeldraht, mit Rückstrom über Karosserie*, oder *Doppelleitung, isoliert über Karosserie* aufgebaut werden.

In diesem Kapitel erfolgt zunächst eine allgemeine Betrachtung von Messunsicherheiten der Sonde, die durch praktische Untersuchungen am Versuchsaufbau ergänzt wird (Abschnitt 5.2). Anschließend ist in Teil 5.3 die Ermittlung der Übertragungsfunktionen $\mathbf{K}(\mathbf{r}, f)$ in Verbindung mit einigen Einflussfaktoren gezeigt. Aus $\mathbf{K}(\mathbf{r}, f)$ können dann in Abschnitt 5.4 Stromlimits $I_{ll,a}(f)$, unter Berücksichtigung der ermittelten Messunsicherheiten, gebildet werden. Die Erprobung der *strombasierten EMVU-Bewertung* erfolgt in 5.5 zunächst anhand von Testsignalen am Versuchsaufbau.

In Teil 5.5 wird die Methode auf einen virtuellen Prototypen angewendet und mit einer realen Fahrzeugmessung am gleichen Fahrzeugtyp verglichen. Abschließend wird eine mögliche Umsetzung der *strombasierten EMVU-Bewertung* in einem Prozess gezeigt und dessen Anwendbarkeit innerhalb der Fahrzeugentwicklung diskutiert.

5.2 Unsicherheiten bei Magnetfeldmessung und -simulation von Energiesystemen

Nach IEC 62311 kann bei Messungen magnetischer Felder in Verbindung mit EMVU-Bewertungen eine erweiterte Unsicherheit \mathfrak{U} von 30 % angenommen werden [IEC19b], die aus den Standardunsicherheiten u_i und einem Erweiterungsfaktor k nach (2.8) berechnet werden kann.

Die erweiterte Messunsicherheit setzt sich zum einen aus gerätespezifischen Eigenschaften, wie der Isotropie der Sonde, Ungenauigkeiten bei der Kalibrierung oder Bauteiltoleranzen im Bewertungsfilter und anderen elektronischen Schaltungen zusammen. Für das Messgerät *ELT-400* werden bei Verwendung einer 100 cm^2 -Sonde diese Messungenauigkeiten mit $\pm 4\%$ im Datenblatt angegeben. Bei diesem Wert ist ebenfalls bereits von der gerätespezifischen, erweiterten Unsicherheit $\mathfrak{U}_{\text{Sonde}}$ mit $k = 2$ auszugehen.

Zum anderen birgt das Messprinzip einer isotropen Sonde Unsicherheiten bei Variation der Sondenausrichtung in inhomogenen Magnetfeldern, die ebenfalls einen Teil zu \mathfrak{U} beitragen. Dieser Effekt wurde in [MF96, Rud19, MK19] theoretisch und messtechnisch untersucht. Zusammenfassend lässt sich daraus ableiten, dass das Verhältnis von Schleifenfläche der Sonde zum Abstand der Quelle des inhomogenen Felds ausschlaggebend ist. Dabei führt

eine Verringerung des Verhältnisses zu stabileren Messwerten bei Drehung der Sonde im Messpunkt. Eine Sonde mit kleiner Schleifenfläche würde somit diesen Messfehler minimieren. Neben den 100 cm²-Sonden werden 3 cm²-Sonden angeboten, die jedoch den in IEC 61786-1 vorgeschriebenen Messbereich nicht erfüllen. Ergänzend dazu wurde in [Rud19] herausgestellt, dass auch die Art der Feldquelle einen Einfluss auf das genannte Verhältnis hat. Somit sollte für jeden Anwendungsfall eine separate Betrachtung der Messunsicherheiten erfolgen.

Die Standardunsicherheit der Sondenposition $u_{\text{pos},i}$ unterliegt nach IEC TS 62764-1 und IEC TR 62905 einer Normalverteilung. Das Streumaß $s_{\text{pos},i}$ lässt sich bestimmen, indem die Sonde in einem Messpunkt N-mal gedreht wird. Nach (2.9) ergibt sich $s_{\text{pos},i}$ wie folgt:

$$s_{\text{pos},i} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}{N - 1}} . \quad (5.1)$$

Die erweiterte Messunsicherheit \mathfrak{U} setzt sich für die in dieser Arbeit durchgeführten Messungen aus $\mathfrak{U}_{\text{Sonde}}$ und den Unsicherheiten bei der Positionierung und Ausrichtung der Sonde im Messpunkt $u_{\text{pos},i}$ wie folgt zusammen:

$$\mathfrak{U} = k \cdot \sqrt{\left(\frac{\mathfrak{U}_{\text{Sonde}}}{2}\right)^2 + u_{\text{pos},i}^2} . \quad (5.2)$$

In Abbildung 5.1 ist der für die weiteren Untersuchungen verwendete Tischaufbau dargestellt. Hier können die Varianten *Einzeldraht*, *Rückstrom über Massefläche* und *Doppelleitung, isoliert über Massefläche* aufgebaut werden. In beiden Fällen beträgt der Abstand zwischen Tischplatte und den 1 m langen Leitungen 5 cm. Die Anregung der Leitung erfolgt mit sinusförmigen Strömen, die durch einen Signalgenerator erzeugt und anschließend auf eine Amplitude von 4,5 A verstärkt werden. Der Verstärker arbeitet im Bereich von 10 Hz bis 100 kHz. Die Messung der magnetischen Flussdichte wird mit der Magnetfeldsonde *ELT-400* durchgeführt.

Der Tischaufbau kann in der Simulationsumgebung durch ein Gitternetz (engl.: mesh) mit den elektromagnetischen Eigenschaften der Tischplatte (Aluminium) nachgebildet werden. Die Leitungen sind durch segmentierte Linien mit einem Leiterstrom $I_L(f)$ modelliert. Für die Variante *Einzeldraht*, *Rückstrom über Massefläche* sind diese mit dem Gitternetz der Tischplatte verbunden, bei *Doppelleitung, isoliert über Massefläche* sind Hin- und Rückleiter miteinander kurzgeschlossen. Abbildung 5.2 zeigt das verwendete Simulationsmodell.

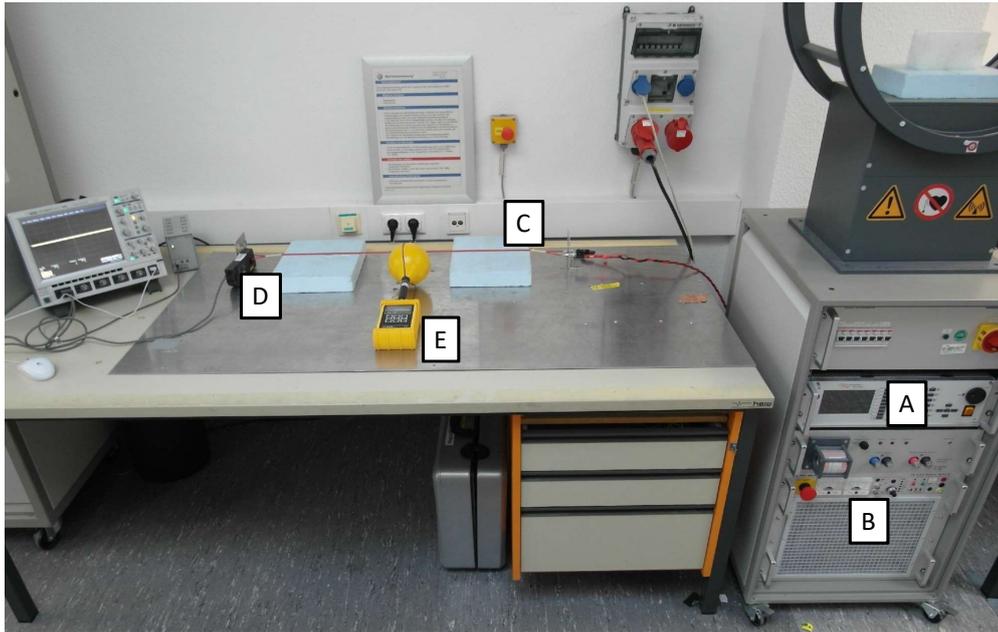


Abbildung 5.1: Tischaufbau für die Bestimmung von \mathbf{K} , das Messsetup besteht aus Signalgenerator (A), Verstärker (B), Leitungen (C), Stromzange (D) und Magnetfeldsonde (E).

Die Messsonde ist in allen folgenden Simulationen lediglich als Feldaufpunkt berücksichtigt, an dem $\mathbf{B}(\mathbf{r}, f)$ berechnet wird. Auf eine genaue Nachbildung der isotropen Sonde mit drei Spulen für jede Raumrichtung wurde in dieser Arbeit verzichtet, da zum einen nach den ICNIRP-Empfehlungen zur Bestimmung der Basiswerte nur ein sehr geringes Volumen von 2 mm^3 betrachtet werden darf. Eine große Spulenfläche von 100 cm^2 führt zwangsläufig dazu, dass die am Ort des jeweiligen Voxels vorhandene magnetische Flussdichte nur durch einen über die Fläche gemittelten Wert nachvollzogen werden kann. Zum anderen wurden in [MK19, Hip14] bereits Ansätze zur Modellierung präsentiert. In dieser Arbeit wird der Einfluss von isotropen Sonden auf Messergebnisse in Form eines Korrekturfaktors \mathcal{C} in Abschnitt 5.4 berücksichtigt.

Um die Messunsicherheit des hier verwendeten Tischaufbaus zu quantifizieren wird die Sonde in 7 cm und 15 cm Abstand zu den Leitungen und 15 cm oberhalb der Leitung, jeweils gemessen vom Mittelpunkt der Sonde, platziert (Abbildung 5.3). In der Messung variiert die Ausrichtung der Sonde an den genannten Positionen analog dem Vorgehen aus IEC TR 62905 zehnmal durch Drehung. Als Anregung der Leitungen werden jeweils sinusförmige Ströme mit einer Amplitude von 4,75 A bei 10 Hz und 50 kHz gewählt.

Die nach (2.9) berechneten Mittelwerte \bar{B}_i und nach (2.10) bestimmten Variationskoeffizienten $\mathbf{v}_{\text{Sonde},i}$ am Messort i sind in Tabelle 5.1 für den Fall *Einzeldraht, Rückstrom über*

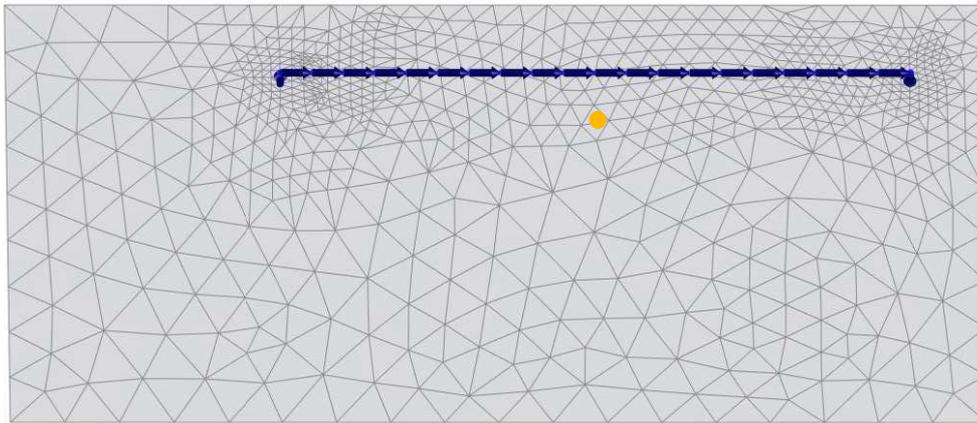


Abbildung 5.2: Simulationsmodell für die Bestimmung von \mathbf{K} , das dem Messsetup aus Abbildung 5.1 nachempfunden ist. Hier ist die Konfiguration *Einzeldraht, Rückstrom über Massefläche* mit Feldaufpunkt (orange) gezeigt.

Massefläche, und in Tabelle 5.2 für die Untersuchung *Doppelleitung, isoliert über Massefläche*, zusammengefasst.

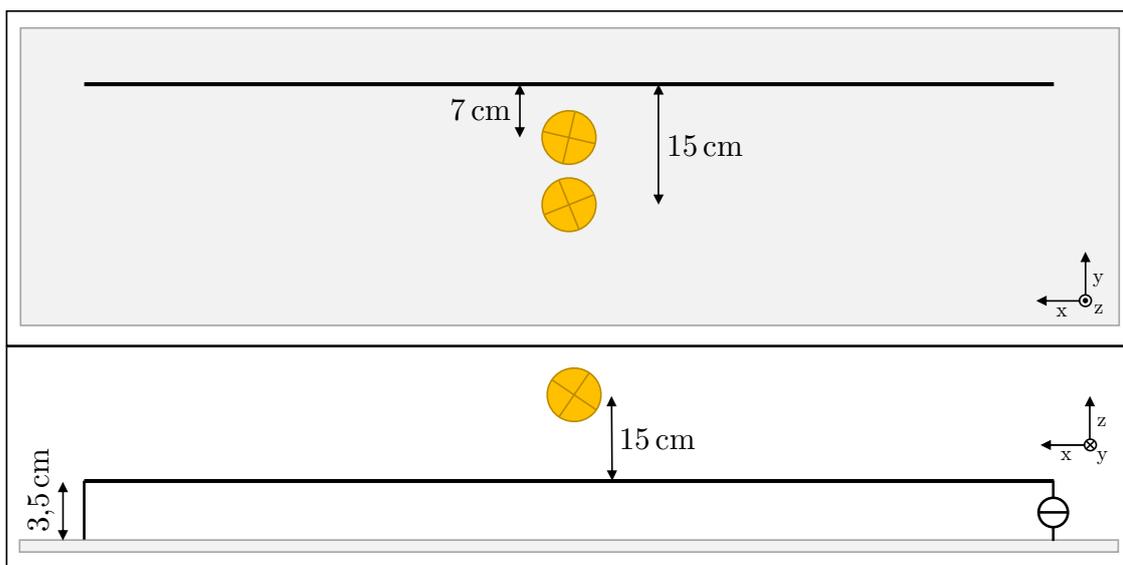


Abbildung 5.3: Versuchsaufbau für die Bestimmung von Messunsicherheiten in Abhängigkeit von der Ausrichtung der Sonde (gelb/orange), hier dargestellt für *Einzeldraht, Rückstrom über Massefläche*.

Mit (5.2) lässt sich \mathcal{U}_i für die jeweilige Messposition und Frequenz berechnen. Die dadurch ermittelten erweiterten Unsicherheiten beinhalten sowohl $\mathbf{v}_{\text{Sonde}}$ (2%, abgeleitet aus $\mathcal{U}_{\text{Sonde}}$) als auch \mathbf{v}_{pos} . Eine separate Betrachtung des Positionierungs- und Ausrichtungsfehlers \mathbf{v}_{pos} ist nicht möglich, da die gerätespezifischen Messunsicherheiten $\mathbf{v}_{\text{Sonde}}$ ebenfalls von Frequenz und Amplitude der magnetischen Flussdichte am Messort abhängig sein können.

Dennoch ist zu erkennen, dass die Messunsicherheit generell mit zunehmendem Abstand abnimmt. Bei *Doppelleitung, isoliert über Massefläche*, ist dieser Effekt stärker ausgeprägt als bei *Einzeldraht, Rückstrom über Massefläche*. Die Ursache dafür ist die Verteilung der magnetischen Flussdichte entlang der Leitungen. Mit Blick auf Abbildung 5.6 ist zu erkennen, dass die Inhomogenität im Abstand von 7 cm größer ist als in 15 cm. Für die Konfiguration *Doppelleitung, isoliert über Massefläche*, ist bei den seitlichen Positionierungen keine Frequenzabhängigkeit von \mathfrak{U}_i festgestellt worden. Oberhalb der Leitungen ist $\mathfrak{U}(f = 50 \text{ kHz})$ 10 % größer als $\mathfrak{U}(f = 10 \text{ kHz})$.

Die Untersuchung der Messunsicherheiten an der hier gezeigten, einfachen Konfiguration *Einzeldraht, Rückstrom über Massefläche*, liefert wichtige Erkenntnisse für mögliche Messkonfigurationen innerhalb eines Fahrzeugs zur EMVU-Bewertung von 12 V-Systemen. Diese Systeme sind in der Regel so aufgebaut, dass der Rückstrom über die Karosserie fließt (siehe Abschnitt 2.1). Hat die Messsonde einen geringen Abstand zur Fahrzeugkarosserie bzw. Tischplatte, so wird \mathfrak{U} frequenzabhängig. In Abbildung 5.5 ist zu erkennen, dass bei steigender Frequenz die Inhomogenität der Stromverteilung auf der Metallplatte zunimmt. Ursächlich dafür sind die näher zur Leitung fließenden Rückströme. Gleiches gilt für die magnetische Flussdichte innerhalb der Messsonde. Damit eine Reproduzierbarkeit von Fahrzeugmessungen gewährleistet werden kann, sollte die Messunsicherheit quantifizierbar sein. Ein definierter Abstand zur Karosserie ist hilfreich, da im Versuchsaufbau oberhalb der Leitungen in 15 cm Abstand nur eine geringe Frequenzabhängigkeit festgestellt werden konnte. Für standardisierte EMVU-Messverfahren kann es somit zielführend sein, einen Abstand zwischen den Energieleitungen und der Sonde zu definieren, um eine bessere Reproduzierbarkeit gewährleisten zu können.

Tabelle 5.1: Statistische Betrachtung der Messunsicherheiten einer isotropen 100 cm^2 Magnetfeldsonde für einen Einzeldraht mit Rückstrom über Massefläche. Alle Werte für die magnetische Flussdichte sind in μT angegeben.

	Messposition	\bar{B}_i in μT	v_i in %	\mathfrak{U} in %	B_{Sim} in μT	c_i in %
10 Hz	7 cm	12,0	4,5	8	12,8	-6,7
	15 cm	7,7	23	15	7,2	6,65
	oberhalb	5,27	5,5	10,9	5	5,2
50 kHz	7 cm	6,9	8,6	17,3	7,5	-8,4
	15 cm	3,1	7,5	15	2,7	12,2
	oberhalb	3	4,9	9,7	2,8	6,7

Die in dieser Arbeit entwickelte Methode zur frühzeitigen EMVU-Bewertung von Energiesystemen im Fahrzeug setzt voraus, dass die Übertragungsfunktion $\mathbf{K}(\mathbf{r}, f)$ durch Simulation

Tabelle 5.2: Statistische Betrachtung der Messunsicherheiten einer isotropen 100 cm² Magnetfeldsonde für eine Doppelleitung. Alle Werte für die magnetische Flussdichte sind in μT angegeben.

	Messposition	\bar{B}_i in μT	v_i in %	\mathfrak{U} in %	B_{Sim} in μT	\mathfrak{c}_i in %
10 Hz	7 cm	3,00	16,3	32,5	3,2	-6,7
	15 cm	1,10	7,2	14,4	1,2	7,5
	darüber	1,98	6,2	12,4	1,9	2,9
50 kHz	7 cm	2,61	17,5	34,9	2,8	-7,5
	15 cm	0,92	5,8	11,6	0,87	5,4
	darüber	1,50	11,8	23,5	1,25	16,9

bestimmt werden kann. Dabei sollten die Simulationsergebnisse mit den Fahrzeugmessungen übereinstimmen. Die Verifikation der Ergebnisse des verwendeten Niederfrequenz-Lösers ist dabei auch von der erweiterten Messunsicherheit \mathfrak{U} des Messverfahrens mit der 100 cm² Sonde abhängig. Ein Simulationsergebnis ist dann als verwertbar einzustufen, wenn es innerhalb von \mathfrak{U} liegt. Um es anschaulicher zu machen, wurde in den Tabellen 5.1 und 5.2 zusätzlich das Verhältnis \mathfrak{c}_i vom Simulationsergebnis B_{Sim} zum Erwartungswert der jeweiligen Messung \bar{B}_{Sonde} eingeführt.

$$\mathfrak{c}_i = 1 - \frac{B_{\text{Sim},i}}{\bar{B}_i} \quad (5.3)$$

In allen gezeigten Fällen ist $\mathfrak{c}_i < \mathfrak{U}$. Die Simulationmethode gilt somit als validiert für beide Leitungskonfigurationen unter der Annahme, dass der Tischaufbau die elektromagnetische Umgebung des Fahrzeugs gut nachbildet. Alle ermittelten Abweichungen zum Erwartungswert der Messung sind insbesondere in der begrenzten Anzahl an Wiederholungsmessungen ($N = 10$), Unsicherheiten bei der Positionierung der Sonde und deren vereinfachter Nachbildung als Feldaufpunkt im Simulationsmodell begründet. Weiterhin können die elektrischen Materialeigenschaften der Tischplatte von den in der Simulation angenommenen Werten für Aluminium abweichen.

Mit Blick auf die prozentualen Werte von \mathfrak{c}_i in den Tabellen ist auffällig, dass sowohl positive als auch negative Abweichungen existieren. Für $\mathfrak{c}_i < 0$ wird mit der Simulation ein geringerer Wert als der in einer Messung zu erwartende Wert \bar{x}_i berechnet. Somit besteht das Risiko einer zu niedrigen Einschätzung der EMVU einer Energieleitung während der Fahrzeugentwicklung. Um dem entgegenzuwirken ist ein Korrekturfaktor bei der Bestimmung der Übertragungsfunktion zu berücksichtigen. Dieser kann sich an \mathfrak{U}_i orientieren:

$$\mathfrak{c}_{\text{sim}} \approx \mathfrak{U}_i \quad (5.4)$$

5.3 Übertragungsfunktion zwischen Leitungen und Feldaufpunkten

5.3.1 Bestimmung der Übertragungsfunktion und Verifikation

Die Übertragungsfunktion $\mathbf{K}(\mathbf{r}, f)$ kann für den Leitungsstrom $I_L(f)$ und der resultierenden, magnetischen Flussdichte $\mathbf{B}(\mathbf{r}, f)$ im Feldaufpunkt wie folgt definiert werden [WRL⁺19]:

$$\mathbf{K}(\mathbf{r}, f) = \frac{\mathbf{B}(\mathbf{r}, f)}{I_L(f)}, \quad (5.5)$$

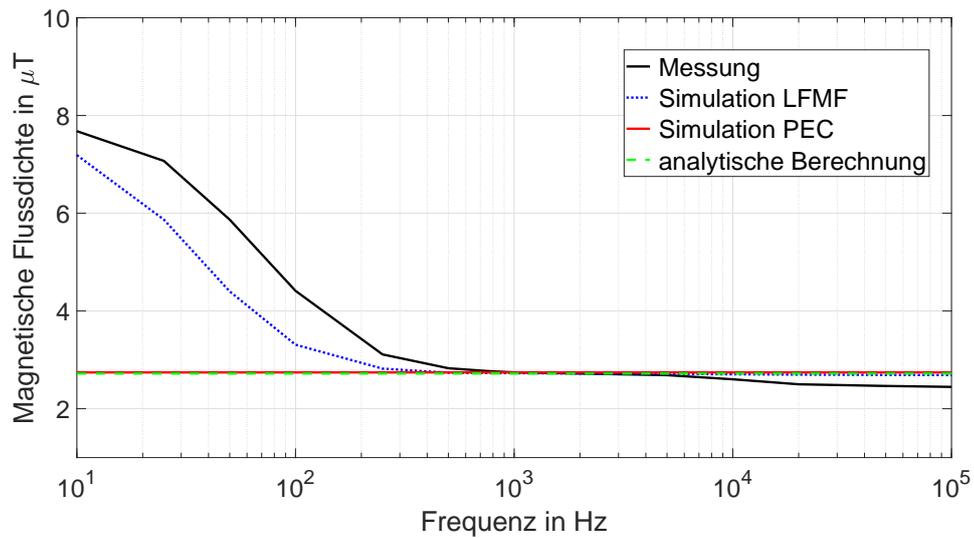
wobei \mathbf{r} den Abstand vom Mittelpunkt der Leitung zum Feldaufpunkt beschreibt.

Die Funktion $\mathbf{K}(\mathbf{r}, f)$ kann mit Hilfe von Simulationen ermittelt werden, wenn Karosseriemodelle und Leitungsverlegungen verfügbar sind. In dieser Arbeit wird dazu der in Abschnitt 3.1.4 vorgestellte Niederfrequenz-Löser (LFMF) von EMCoS Studio eingesetzt. Das Vorgehen wird hier anhand des im vorangegangenen Abschnitt 5.2 verwendeten Tischaufbaus für die Varianten *Einzeldraht*, *Rückstrom über Massefläche* und *Doppelleitung, isoliert über Massefläche* (Abbildung 5.1) verifiziert. Die Anregung der Leitung erfolgt wie im vorangegangenen Abschnittes mit einem Strom, der von 10 Hz bis 100 kHz eine Amplitude von 4,5 A hat.

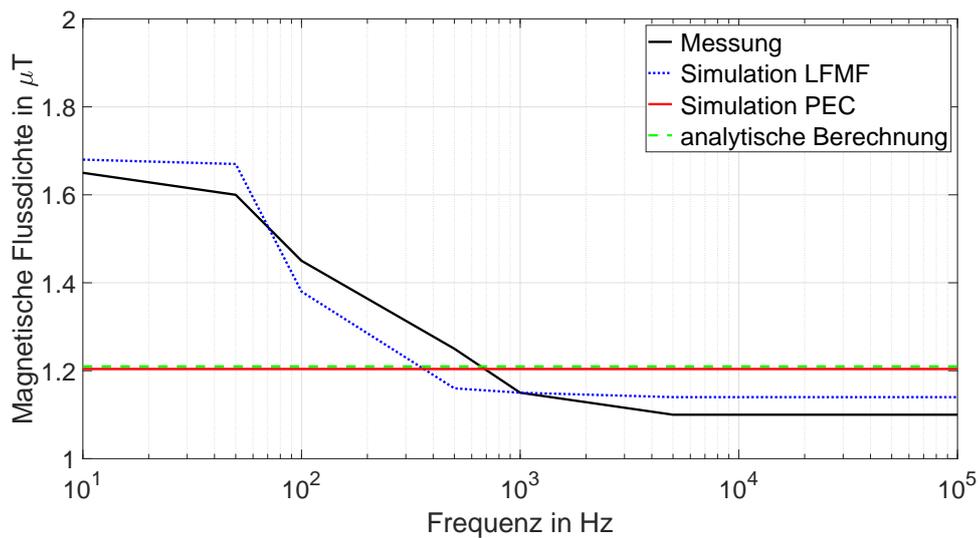
In Abbildung 5.4 sind die Mess- und Simulationsergebnisse der magnetischen Flussdichte für Einzeldraht und Doppelleitung im Abstand von 15 cm zu den Leitungen gezeigt. Messung und Simulation mit dem Niederfrequenz-Löser stimmen unter Berücksichtigung der in Abschnitt 5.2 genannten Messunsicherheiten gut überein. Ergänzend zur Messung und Simulation (LFMF) kann für beide Konfigurationen eine analytische Lösung gefunden werden. Diese basiert auf der Spiegelungsmethode. Eine Beschreibung dazu ist in Anhang A finden. Weiterhin wurde eine Simulation mit perfekt leitfähiger Massefläche (PEC) durchgeführt, da diese nur etwa 25 % der Simulationszeit des LFMF-Lösers in Anspruch nimmt.

Die analytische Lösung mit der Spiegelungsmethode sowie die Simulation mit PEC-Tischplatte können für die Bestimmung von Stromlimits von Leitungen nur bedingt eingesetzt werden. Bei niedrigen Frequenzen zeigt sich eine Abweichung gegenüber Messung oder Simulation um Faktor 3 bei Einzelleitungen und Faktor 1,5 bei Doppelleitungen. Ab etwa 300 Hz liefert die analytische Betrachtung eine gute Übereinstimmung.

Die Abweichung bei Einzelleitungen unterhalb 300 Hz ist auf die Ausprägung des Rückstroms über die Masseplatte zurückzuführen. Je geringer die Frequenz ist, desto größer wird die vom Rückstrom aufgespannte Fläche entlang der Leitung, was zu größeren Werten für B am Messpunkt führt. Somit ist auch $\mathbf{K}(f)$ frequenzabhängig zu betrachten. In Abbildung 5.5



(a) Einzeldraht



(b) Doppelleitung

Abbildung 5.4: Ergebnisse für die Messung, Simulation und Berechnung der magnetischen Flussdichte in 15 cm zur Leitungsanordnung am Tischaufbau mit 4,5 A Stromamplitude.

ist dieser Zusammenhang für die Oberflächenstromdichte dargestellt. Ursächlich ist der Induktivitätsbelag der Massefläche, der mit zunehmender Frequenz über den ohmschen Anteil der Impedanz dominiert und zur Verteilung des Stroms nah zur Leitung führt. Der Unterschied zwischen der analytischen Lösung zu Simulations- und Messergebnissen wird mit zunehmendem Abstand des Feldaufpunkts zum Leiter geringer.

Für Doppelleitungen ist ein anderer Effekt für die Abweichung im unteren Frequenzbereich

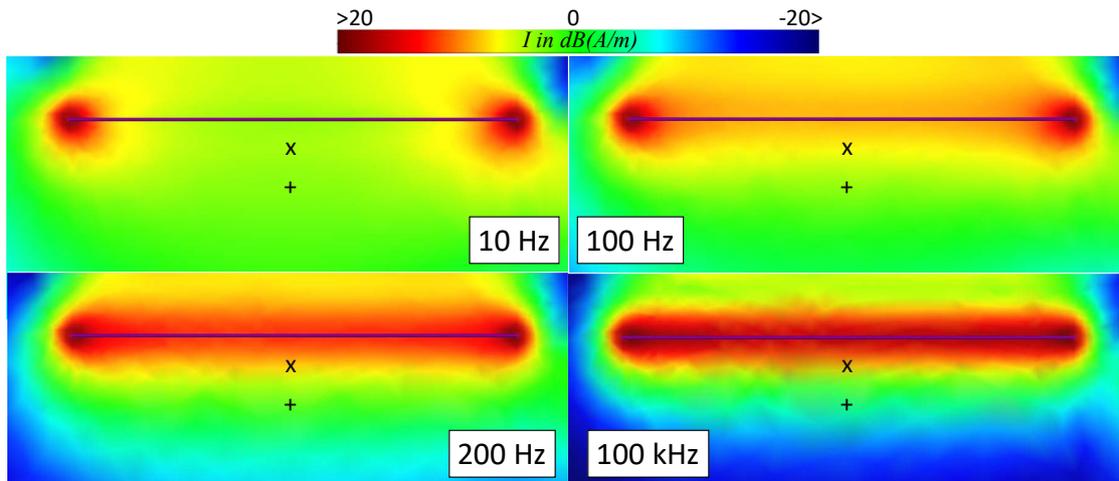


Abbildung 5.5: Stromverteilung auf der Massefläche (Aluminium), „x“ markiert einen Abstand in 7 cm und „+“ in 15 cm.

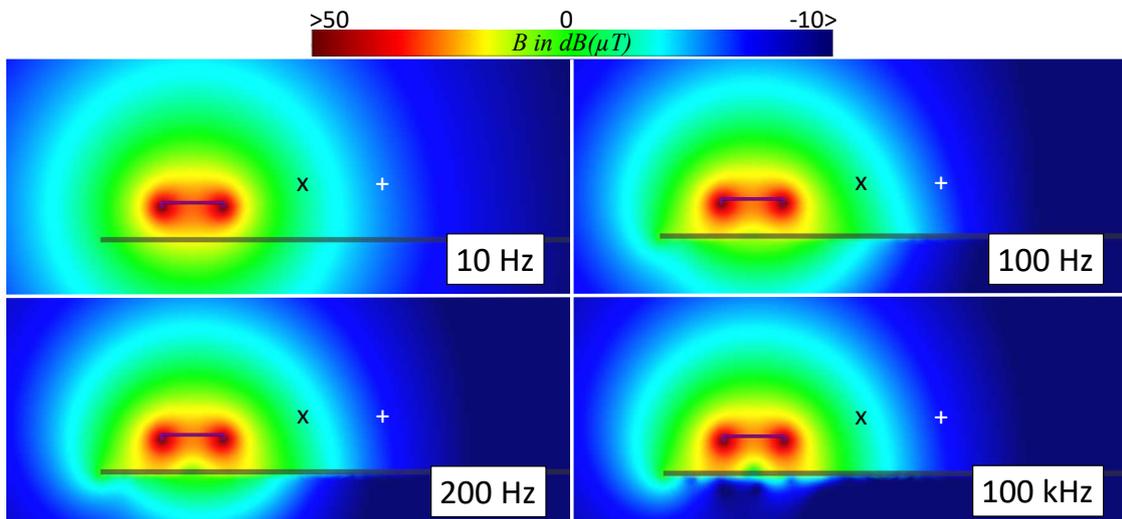


Abbildung 5.6: Verteilung der magnetischen Flussdichte einer Doppelleitung mit 3 cm Leiterabstand über einer Masseplatte aus Aluminium, „x“ markiert einen Abstand in 7 cm und „+“ in 15 cm, ausgehend jeweils vom Mittelpunkt der Doppelleitung.

verantwortlich. Bei sehr niedrigen Frequenzen dringen die magnetischen Felder nahezu ungehindert durch die Metallplatte des Tischaufbaus hindurch, da diese aus Aluminium ($\mu_{\text{rel}} \approx 1$) besteht und somit keine Flussführung stattfindet. Mit steigender Frequenz kommt es zunehmend zur Induktion von Wirbelströmen in die Tischplatte. Diese Wirbelströme erzeugen wiederum magnetische Felder, deren Feldvektoren denen des ursprünglichen Feldes entgegen gerichtet sind. Dadurch nimmt die resultierende magnetische Flussdichte in den Messpunkten mit steigender Frequenz ab.

Unter der Annahme einer unendlich leitfähigen Tischplatte (PEC) entsprechen die mit der Simulation bestimmten Werte der analytischen Lösung durch die Spiegelungsmethode (Abbildung 5.4).

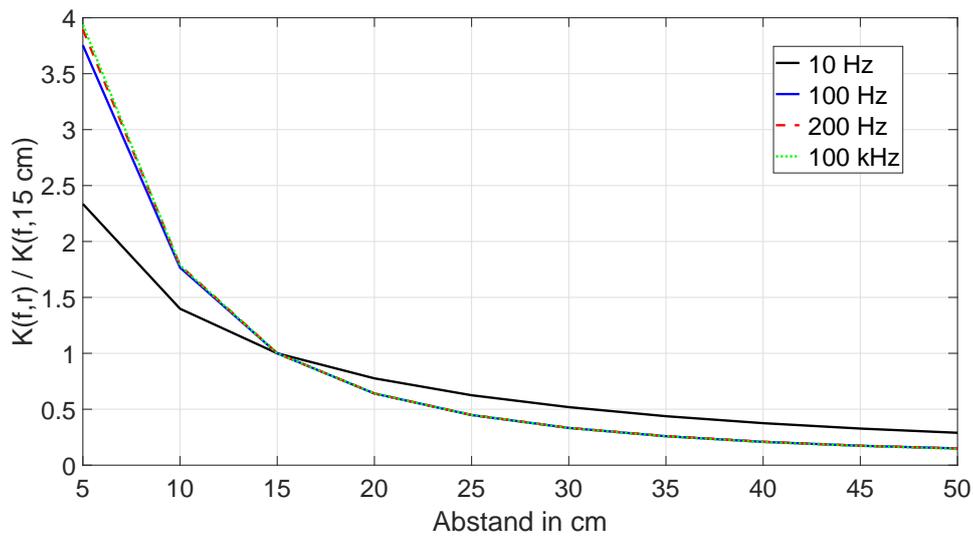
5.3.2 Einflussfaktoren auf die Übertragungsfunktion

Wenn die Ströme auf den Energieversorgungsleitungen magnetische Felder erzeugen, die Personenschutzempfehlungen überschreiten, sind entsprechende Maßnahmen zu definieren. Im Entwicklungsprozess kann die Leitungsführung angepasst werden, wodurch \mathbf{K} verändert wird. Beispielsweise können Leitungen aus dem Innenraum in den Außenraum des Fahrzeugs verlegt oder Einzelleitersysteme mit einem zusätzlichen Rückleiter ergänzt werden. Im einfachsten Fall findet sich eine Leitungsführung, die den Abstand zum Messpunkt oder Aufenthaltsort von Personen vergrößert. In Abbildung 5.7 ist die Abstandsabhängigkeit von $\mathbf{K}(\mathbf{r}, f)$ für Einzel- und Doppelleitungen für unterschiedliche Frequenzen in Relation zu $\mathbf{K}(f)$ bei $r = 15$ cm dargestellt. Der Abstand zwischen den Doppelleitungen beträgt 3 cm oder 6 cm. Bei allen Varianten zeigt sich, dass mit steigendem Abstand \mathbf{K} proportional abnimmt. Ein konstanter Proportionalitätsfaktor kann nicht abgeleitet werden. Weiterhin ist auffällig, dass bei niedrigen Frequenzen die Abstandsabhängigkeit von \mathbf{K} geringer ist als oberhalb von 200 Hz. Dies hängt bei Einzelleitungen mit der zuvor beschriebenen Verteilung des Rückstroms auf der Massefläche und bei Doppelleitungen mit den Wirbelströmen in der Metallplatte zusammen.

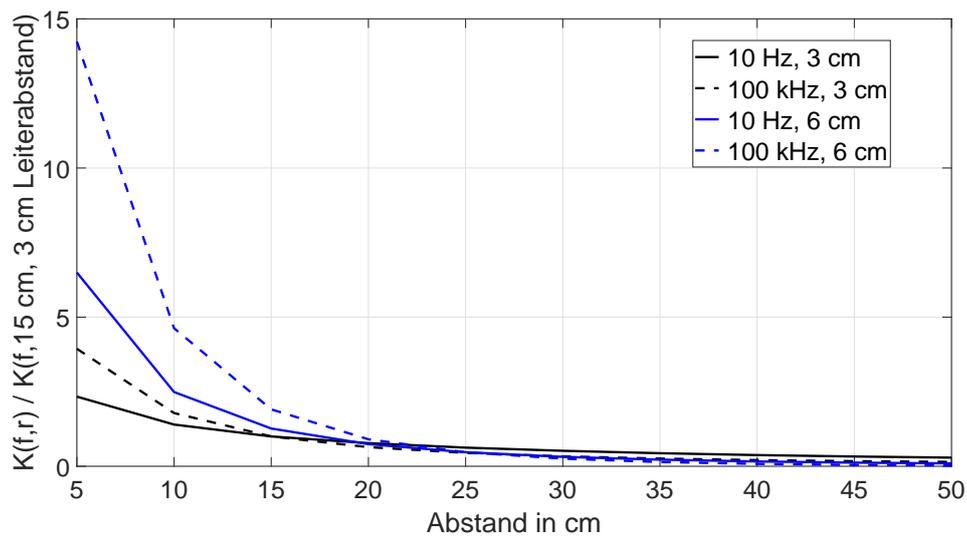
Ein zusätzlicher Rückleiter führt zu einer Verringerung von K , wie in Abbildung 5.4 zu erkennen ist. Hier wurden beide Leitersysteme mit einem identischen Strom angeregt und im gleichen Abstand zu den Leitungen die magnetische Flussdichte aufgenommen.

Abbildung 5.7b zeigt, dass in einem Zweileitersystem bei Vergrößerung des Abstands der Leitungen zueinander auch \mathbf{K} zunimmt. Dieser Effekt ist ebenfalls abhängig von der Frequenz und lässt keinen Rückschluss auf einen allgemeingültigen Proportionalitätsfaktor zu.

Um die Verlegung im Außenraum und die damit verbundene abschirmende Wirkung der metallischen Fahrzeugkarosserie mitzuberücksichtigen, wurde eine Metallhaube (A) über die Leitungen (D) gelegt und mit der Masseplatte (B) elektrisch leitfähig verbunden. Der Versuchsaufbau ist in Abbildung 5.8 zu sehen. Bei der Messung wurde zunächst die Magnetfeldsonde in 2 cm Abstand zur Oberfläche der Metallhaube positioniert, um B_1 zu ermitteln. Anschließend konnte bei gleicher Sondenposition B_2 gemessen werden, nachdem die Haube entfernt worden ist. Die Anregung erfolgte mit einem sinusförmigen Strom (C) von 8 A Amplitude bei 10 Hz und 100 kHz.



(a) Einzeldraht



(b) Doppeldraht

Abbildung 5.7: Zusammenhang von $K(f, \mathbf{r})$ und dem Abstand zum jeweiligen Leitungstyp in Abhängigkeit der Frequenz, bezogen auf den entsprechenden Kopplungsfaktor in 15 cm $K(f, r = 15 \text{ cm})$

Aus den gemessenen oder berechneten Werten der magnetischen Flussdichten lässt sich die Schirmdämpfung der Haube wie folgt berechnen:

$$SE = 20 \cdot \lg\left(\frac{B_1(f)}{B_2(f)}\right), \quad (5.6)$$

wobei die Werte B_1 ohne und B_2 mit Haube aufgenommen wurden.

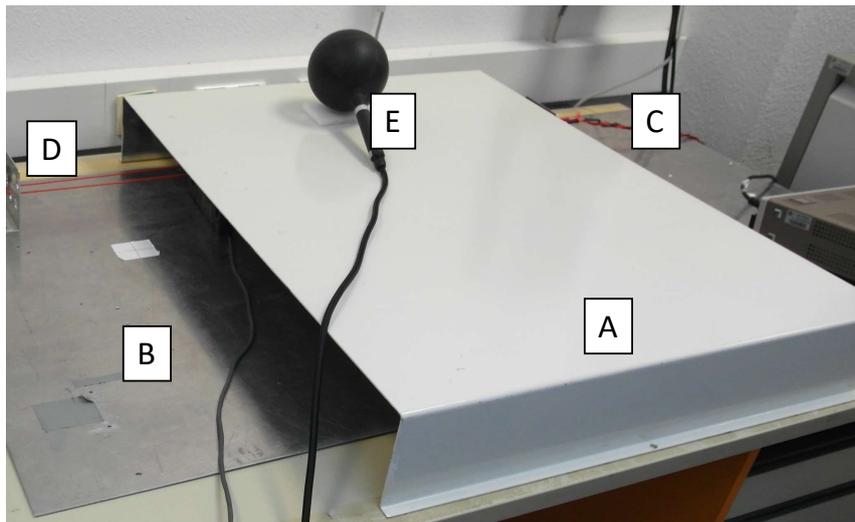


Abbildung 5.8: Messaufbau für die Bestimmung der Schirmwirkung mithilfe einer Metallhaube (A), bestehend aus Massefläche, Stromspeisung (C), einer Leitungskonfiguration (hier Doppelleitung, D) und einer Magnetfeldsonde (E) in 1 cm Abstand zur Oberfläche.

In Diagramm 5.9 sind die durch Messung und Simulation bestimmten Schirmdämpfungen für Einzel- und Doppeldraht dargestellt.

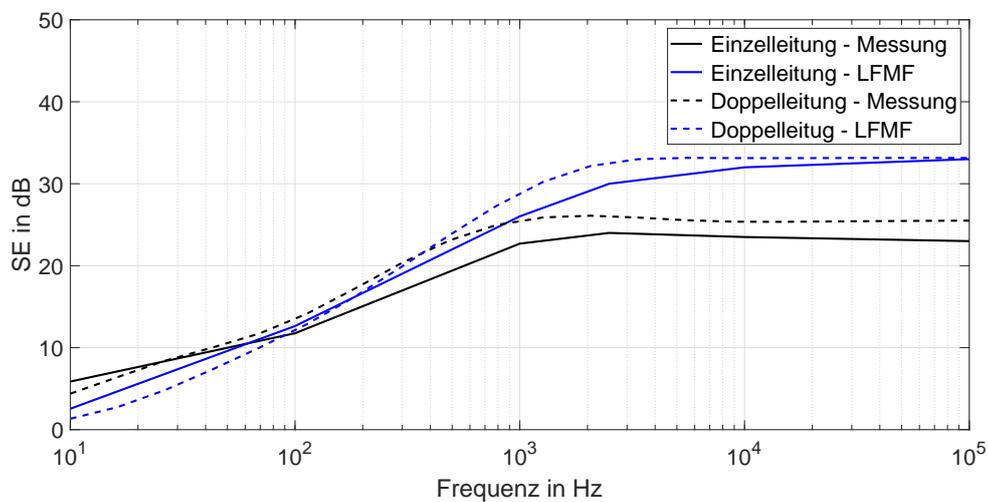


Abbildung 5.9: Schirmdämpfung für Einzel- und Doppelleitung des Versuchsaufbaus aus Abbildung 5.8

Der in Abbildung 5.8 dargestellte Aufbau konnte im Simulationsprogramm modelliert werden, um die Schirmwirkung in Abhängigkeit der Frequenz zu untersuchen (Abbildung 5.10). Der Feldaufpunkt befindet sich 7,6 cm oberhalb der Metallhaube, was dem Zentrum der Magnetfeldsonde an gleicher Messposition entspricht.



Abbildung 5.10: Simulationsmodell des Tischaufbaus für die Variante Einzeldraht (lila) mit Metallhaube und Feldaufpunkt (orange). Metallhaube und Tischplatte sind elektrisch leitfähig miteinander verbunden.

Die Abbildungen 5.11 und 5.12 zeigen Simulationsergebnisse für Einzel- und Doppelleitungen mit und ohne Metallhaube. In der Simulation wurde die Metallhaube, wie im realen Aufbau, beidseitig leitfähig mit der Metallplatte des Tisches verbunden. In allen gezeigten Fällen beträgt die Stromamplitude 8 A. Ab 100 Hz ist bereits die abschirmende Wirkung der Metallhaube zu erkennen.

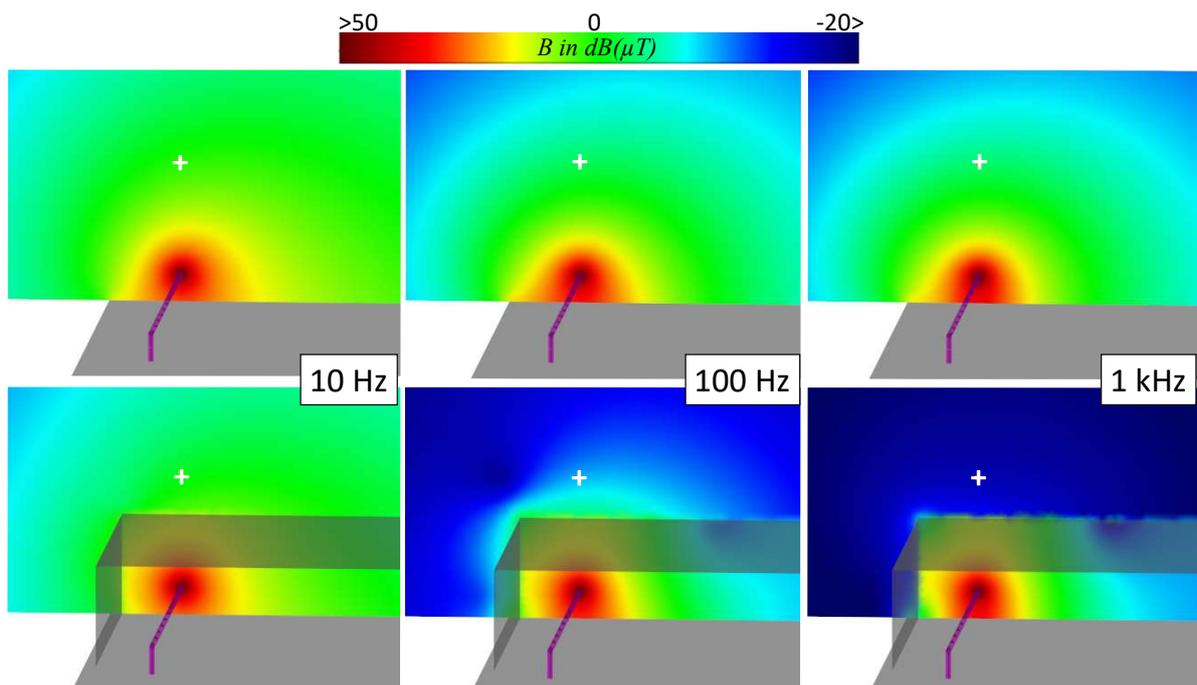


Abbildung 5.11: Verlauf der magnetischen Flussdichte für einen Einzeldraht mit und ohne Metallhaube. $\hat{I} = 8 \text{ A}$

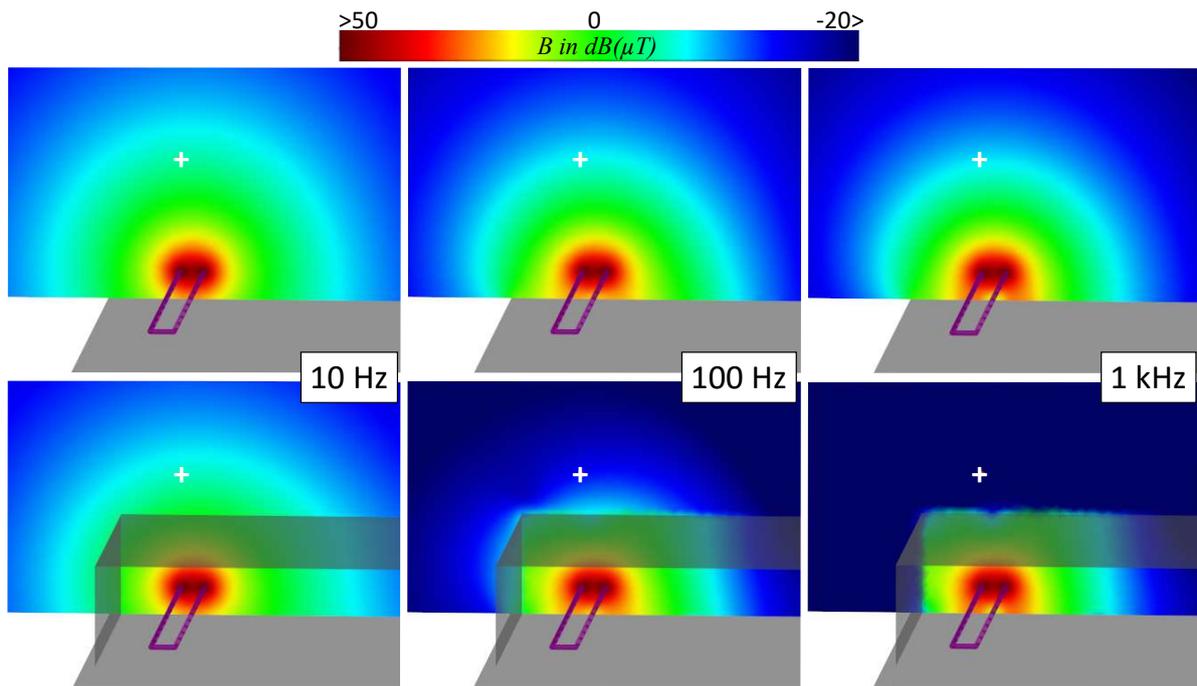


Abbildung 5.12: Verlauf der magnetischen Flussdichte für eine Doppelleitung mit und ohne Metallhaube. Der Abstand zwischen den Leitern beträgt 3 cm. $\hat{I} = 8 \text{ A}$

5.4 Strombasierte EMVU-Bewertung

Die Untersuchungen aus dem vorangegangenen Abschnitt 5.3 haben gezeigt, dass $\mathbf{K}(\mathbf{r}, f)$ zwischen der betrachteten stromführenden Leitung und dem Feldaufpunkt in Abstand r durch die verwendete Simulationsmethode bestimmt werden kann.

5.4.1 Stromlimits

In einem nächsten Schritt kann diese Übertragungsfunktion verwendet werden, um aus den Referenzwertfunktionen $B_{\text{II}}(f)$ der Personenschutzempfehlungen Stromlimits $I_{\text{II,a}}(f)$ abzuleiten:

$$I_{\text{II,a}}(f) = \frac{\sqrt{2} \cdot B_{\text{II}}(f)}{|\mathbf{K}_{\text{max}}(\mathbf{r}, f)|}. \quad (5.7)$$

Die Referenzwertfunktionen sind meist RMS-Werte, dementsprechend ist $\sqrt{2}$ zu berücksichtigen, um ein Limit für die Stromamplituden finden zu können.

Die Positionen der Feldaufpunkte innerhalb des Fahrzeugs können sich an den in Abschnitt 2.4.2 gezeigten Fahrzeugtests orientieren, indem die Punkte an Stelle der Messorte platziert werden.

Die Stromlimits $I_{ll,a}(f)$ der jeweiligen Leitung werden dann für den maximalen Übertragungsfaktor $\mathbf{K}_{\max}(f)$ aller Feldaufpunkte ermittelt.

Um Messunsicherheiten im Fahrzeugtest und Abweichungen der Simulationsergebnisse zu möglichen Messwerten Rechnung zu tragen, wird an dieser Stelle $\mathfrak{C}_{\text{sim}}$ eingeführt. Der Korrekturfaktor $\mathfrak{C}_{\text{sim}}$ kann aus den empirischen Untersuchungen (Abschnitt 5.2, Tabelle 5.1 und 5.2) abgeleitet werden und orientiert sich an der erweiterten Messunsicherheit \mathfrak{U} im jeweiligen Messpunkt. Da diese Messunsicherheiten unbekannt sein können, ist es hilfreich zunächst eine konservative Abschätzung zu machen. Für 12 V-Systeme mit Einzelleitungen und Rückströmen über Massefläche können 20 % und für Doppelleitungen 30 % aus den in dieser Arbeit ermittelten maximalen \mathfrak{U}_i angenommen werden.

Ergänzend zu den ermittelten Messunsicherheiten sind der Einbauort aktiver Sender $\mathfrak{c}_{\text{sender}}$ und anderer Energieleitungen $\mathfrak{c}_{\text{Kabel}}$ für die Definition eines Stromlimits für eine Leitung zu berücksichtigen. Diese können zu einem erweiterten Korrekturfaktor \mathfrak{C} nach (2.8) wie folgt zusammengefasst werden:

$$\mathfrak{C} = k \cdot \sqrt{\left(\frac{\mathfrak{C}_{\text{sim}}}{2}\right)^2 + \mathfrak{c}_{\text{sender}}^2 + \mathfrak{c}_{\text{Kabel}}^2} \quad (5.8)$$

Die bisher bekannten Einbauorte von aktiven Magnetfeld-Sendern im Fahrzeug sind auch auf Grund möglicher Störbeeinflussung nicht in der Nähe von Energieleitungen. $\mathfrak{c}_{\text{sender}}$ ist deutlich kleiner anzunehmen als die erweiterte Messunsicherheit an den betrachteten Messpunkten (siehe Abbildung 2.11). Gleiches gilt für die Nähe unterschiedlicher Energieleitungen im Innenraum des Fahrzeugs. Die Hauptkabeltrassen für diese Leitungen sind in den beiden Schwellern (links und rechts) oder im Außenraum des Fahrzeugs. Sobald ein Abstand von mehreren zehn Zentimetern zwischen dem Messpunkt und den weiteren Energieleitungen besteht, ist mit Blick auf Abbildung 5.7 deren gegenseitige Beeinflussung sehr gering.

(5.8) lässt sich vereinfachen zu:

$$\mathfrak{C} = \mathfrak{C}_{\text{sim}} \quad (5.9)$$

Nun kann das resultierende Stromlimit für Leitungen $I_{ll}(f)$ aus der Multiplikation von $I_{ll,a}(f)$ mit $(1 - \mathfrak{C})$ gewonnen werden.

$$I_{ll}(f) = (1 - \mathfrak{C}) \cdot I_{ll,a}(f) \quad (5.10)$$

Mit Blick auf die in Abschnitt 2.3.4 gezeigten Bewertungsmethoden *PTL* und *WPM* ergeben sich auch für die Ströme auf den Leitungen zwei unterschiedliche Ansätze, mit denen eine strombasierte Bewertung der EMVU durchgeführt werden kann.

Die *PTL-Methode* erlaubt einen einfachen Vergleich des Leitungsstroms mit dem Stromlimit $I_{11}(f)$ im Frequenzbereich:

$$\max \left\{ \frac{|\mathbf{I}(f)|}{I_{11}(f)} \right\} \Bigg|_{10 \text{ Hz}}^{400 \text{ kHz}} \leq 1. \quad (5.11)$$

$I_{11}(f)$ hat hier den Charakter eines Grenzwerts für die Komponenten, die über die betrachtete Leitung versorgt werden, der nicht überschritten werden sollte.

Bei der Bewertung nach den ICNIRP-Empfehlungen hingegen ist eine einfache Interpretation von $I_{11}(f)$ als Grenzwert nicht möglich, sofern nicht mindestens ein Frequenzanteil des zu bewertenden Stroms größer als das Stromlimit an dieser Stelle ist. Für alle weiteren Fälle ist die in Abschnitt 2.5 gezeigte *WPM* anzuwenden. Soll diese nun für Ströme genutzt werden, ist die Wichtungsfunktion $\mathbf{W}(f)$ mit $\mathbf{K}_{\max}(f)$ und $1/(1 - \mathfrak{C})$ zu multiplizieren und $\mathbf{B}(f)$ durch $\mathbf{I}_+(f)$ zu ersetzen. Um $\mathbf{I}_+(f)$ zu bestimmen, ist zunächst der gemessene Strom $i(t)$ in den Frequenzbereich zu überführen. Es ergibt sich die komplexwertige Größe $\mathbf{I}(f)$:

$$i(t) \rightarrow I(f),$$

mit

$$\mathbf{I}(f) = \mathbf{I}_+(f) + \mathbf{I}_-(f) + \mathbf{I}(0) \quad \text{und} \quad (5.12)$$

$$\mathbf{I}_-(f) = \mathbf{I}_+^*(f). \quad (5.13)$$

Anschließend werden von $\mathbf{I}(f)$ nur die Anteile auf der positiven Frequenzachse $\mathbf{I}_+(f)$ für die Wichtung verwendet:

$$\mathbf{S}_+^I(f) = \mathbf{I}_+(f) \cdot \mathbf{K}_{\max}(f) \cdot \frac{1}{1 - \mathfrak{C}} \cdot \mathbf{W}(f) \quad (5.14)$$

Danach erfolgt die Rücktransformation des bewerteten Stroms $\mathbf{S}^I(f)$ in den Zeitbereich, der zuvor unter Berücksichtigung des Zusammenhangs aus (5.13) entsprechend ergänzt wurde.

$$\mathbf{S}^I(f) = \mathbf{S}_+^I(f) + \mathbf{S}_+^{*I}(f) \quad (5.15)$$

$$\mathbf{S}^I(f) \rightarrow s^I(t).$$

Ist $s^I(t)$ ermittelt, kann wie bei den isotropen Magnetfeldsonden eine Bewertung über die Dauer von einer Sekunde durchgeführt werden. Dabei wird das Maximum des Betrags von $s^I(t)$ in diesem Zeitfenster gesucht und mit 1 verglichen (2.7).

5.4.2 Ermittlung der Ströme einer Fahrzeugkomponente

In CISPR 25 sind einige Vorschläge für EMV-Komponentenprüfungen zu finden. Ein darin enthaltener Aufbau für leitungsgeführte Störgrößen ist gut geeignet, um die Ströme einer Komponente in unterschiedlichen Betriebszuständen zu ermitteln (siehe Abbildung 5.13). Dabei wird der Prüfling (3) isoliert auf einer leitfähigen Tischplatte platziert und gegebenenfalls mit einem Potentialausgleich versehen. Die Speisung erfolgt durch eine Energiequelle (1), die über Ein- oder Zweileitersysteme und Bordnetznachbildungen (2) mit dem Prüfling verbunden ist. Leitungsgeführte Störspannungen werden an den BNC-Ausgängen der Bordnetznachbildung (4) gemessen.

In der Prüfung von leitungsgeführten Störgrößen kann die isotrope Sonde oberhalb der Leitungen oder der Komponente in einem definierten Abstand platziert werden, um so die Magnetfelder nach den Personenschutzempfehlungen zu bewerten. Diese Art der Prüfung bietet nur wenig Rückschluss auf die tatsächliche Verteilung der Magnetfelder im Fahrzeuginnenraum, da diese durch die Leitungsführung beeinflusst werden.

Durch eine Erweiterung des Prüfaufbaus um eine oder mehrere Stromzangen (5a oder 5b) können die Ströme auf den Energieleitungen $i_c(t)$ ermittelt werden. Die Stromzangen sollten Ströme im Bereich von 1 Hz bis mindestens 400 kHz und mehreren hundert Ampere Amplitude messen können. Der Strom $i_c(t)$ kann anschließend für eine *strombasierte EMVU-Bewertung* verwendet werden. Dabei ist zu beachten, dass die Bordnetznachbildung(en) (2) aufgrund ihrer seriellen Induktivität von 5 μH die Ströme auf den Leitungen beeinflussen.

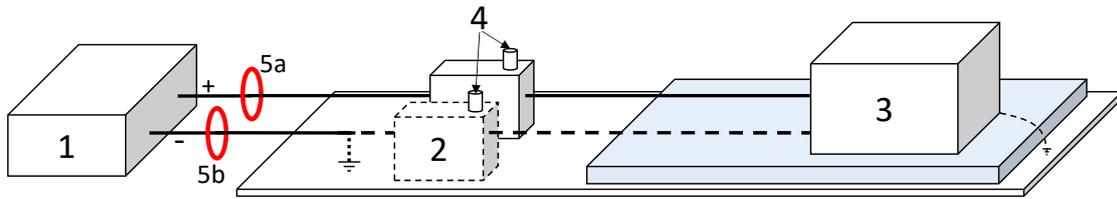


Abbildung 5.13: Vorschlag für eine Erweiterung des EMV-Komponententests für leitungsgeführte Störgrößen nach CISPR 25 mit Stromzangen (5a und 5b). Der Prüfling (3) wird dabei über eine Energiequelle (z. B. Batterie, 1) und die Bordnetznachbildungen (2) gespeist. An den BNC-Ausgängen (4) werden üblicherweise die leitungsgeführten Störspannungen gemessen.

5.5 Verifikation und Anwendung der strombasierten EMVU-Bewertung

5.5.1 Verifikation am Versuchsaufbau

Für die Verifikation werden zunächst Ströme auf der Energieversorgungsleitung von zwei Fahrzeugkomponenten im Betrieb mit geeigneten, aktiven Stromzangen aufgenommen. In Abbildung 5.14 sind die skalierten Stromverläufe der beiden Komponenten, bezogen auf deren Spitzenwert in einem 100 ms Intervall, dargestellt.

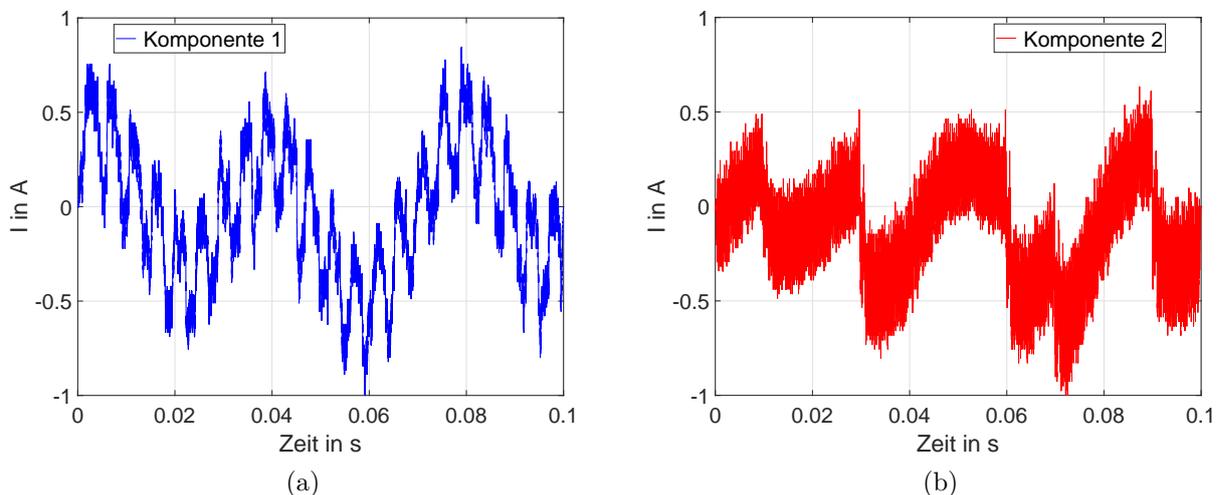


Abbildung 5.14: Skalierte Stromverläufe auf der Energieversorgungsleitung von zwei Fahrzeugkomponenten

Anschließend werden die beiden Komponentenströme in den zuvor bereits verwendeten Tischaufbau (Abbildung 5.4) auf eine Einzel- oder Doppelleitung eingespeist. Ergänzend dazu werden sinus- und trapezförmige Signale mit 10 A Spitzenwert betrachtet. Die Messung

und Bewertung der Magnetfelder erfolgt in 15 cm Abstand zwischen der Sonde und den Leitungen.

Für die *strombasierte EMVU-Bewertung* ermittelt sich $\mathbf{K}(f, r = 15 \text{ cm})$ für den verwendeten Aufbau durch die Simulation (siehe Abbildung 5.5 und 5.6) nach (5.5). Ist nun die Übertragungsfunktion beider Leitungstypen bestimmt, können *WPM* (5.15) und *PTL* (5.11) auf die Stromsignale angewendet werden. Um Simulation und Messung besser vergleichen zu können, ist der Sicherheitsfaktor \mathfrak{C} hier nicht mit berücksichtigt.

In den Tabellen 5.3 und 5.4 sind die Messergebnisse des Tischaufbaus mit ELT 400 und die der strombasierten EMVU-Bewertung (Simulation) für die beiden untersuchten Leitungstypen gegenübergestellt. Die unter „Messung“ gezeigten Expositionswerte wurden über zehn zufällige Ausrichtungen der Magnetfeldsonde im Messpunkt gemittelt.

Tabelle 5.3: Verifikation der Strombewertung für eine Einzelleitung

Signalform	ICNIRP 1998 in %		GB/T 37130 in %	
	Messung	Simulation	Messung	Simulation
Sinus, 10 kHz	54,5	64	280	295
Rechteck, 1 kHz	94	98	90	100
Komponente 1	25	29,5	81	90
Komponente 2	74	79	126	116

Tabelle 5.4: Verifikation der Strombewertung für eine Doppelleitung mit 4,5 cm Abstand zwischen den Leitungen.

Signalform	ICNIRP 1998 in %		GB/T 37130 in %	
	Messung	Simulation	Messung	Simulation
Sinus, 10 kHz	33,5	35	114	116
Trapez, 1 kHz	65	71	4,5	4
Komponente 1	15	16,5	31	33
Komponente 2	43	43,5	48	44

Die *strombasierte EMVU-Bewertung* zeigt insbesondere vor dem Hintergrund der diskutierten Messunsicherheiten eine sehr gute Übereinstimmung mit den etablierten Messverfahren sowohl für die *WPM*, am Beispiel der ICNIRP 1998, als auch *PTL-Methode* (GB/T 37130). In den hier untersuchten Fällen ist die Abweichung zwischen Simulation und Messung kleiner als 20 % und liegt somit innerhalb der in den Abschnitt 5.2 ermittelten erweiterten Messunsicherheit für Einzel- und Doppelleitungen.

5.5.2 EMVU-Bewertung Fahrzeugumgebung

Im nächsten Schritt soll nun die Anwendbarkeit der *strombasierten EMVU-Bewertung* auf Fahrzeugebene erprobt werden. Aus den vorangegangenen Untersuchungen ergaben sich bei *Einzeldraht, Rückstrom über Massefläche*, größere Abweichungen zwischen der *strombasierten EMVU-Bewertung* und einer Messung als bei den Doppelleitungen. Deshalb wird im Folgenden eine 12 V Komponente mit einer einfachen Energieleitung betrachtet. Dieser Fall hat mehr Praxisrelevanz, da in der Regel Einzelleitungen zur Energieversorgung durch den Fahrzeuginnenraum geführt werden. Die Wahl fiel hier auf einen Kühlerlüfter, da sich dieser vergleichsweise einfach mit einem PWM Generator ansteuern lässt und einige hundert Watt elektrische Leistung hat. Weiterhin wurde die Untersuchung in einem Fahrzeug durchgeführt, dessen 12 V Batterie im Kofferraum verbaut ist und somit eine Verlegung der Energieversorgungsleitung (Klemme 30) durch den Fahrzeuginnenraum möglich ist. Abbildung 5.15 zeigt das Prinzip des Versuchs.

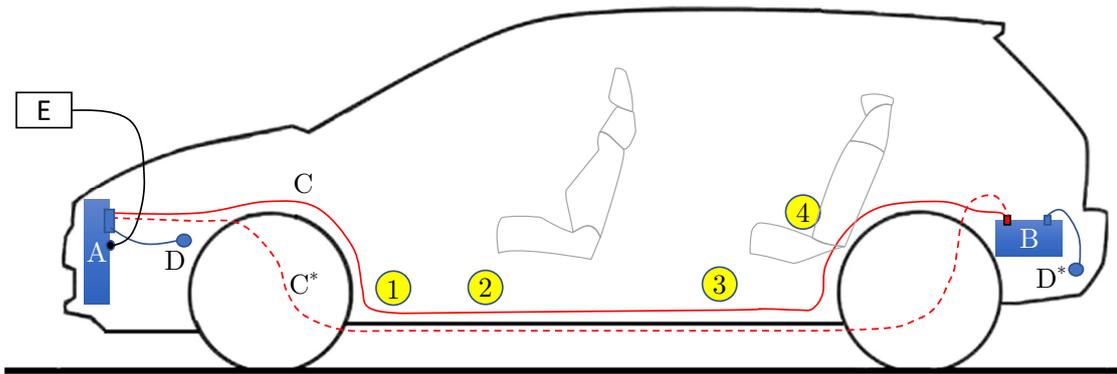


Abbildung 5.15: Prinzip des Fahrzeugversuchs bestehend aus dem Kühlerlüfter (A), 12 V Batterie (B), Leitung im Innenraum (C) bzw. Außenraum (C*), Masseverbindungen (D, D*), PWM-Generator (E) und den Positionen für die Messsonde (1 bis 4).

Die Leitung wurde dabei zunächst entlang des Schwellers auf der Fahrerseite verlegt, um Kühlerlüfter und 12 V Batterie zu verbinden. Zur Minimierung der Magnetfelder im Fahrzeuginnenraum kann in einer weiteren Untersuchung Klemme 30 im Außenraum verlegt werden. Der Rückstrom fließt in beiden Varianten über die Karosserie, welche durch Masseleitungen und -bolzen im Vorderwagen bzw. Kofferraum mit dem Minus-Pol der Komponenten verbunden ist.

Die Messsonde wurde an die in Abbildung 5.15 gezeigten drei Positionen im Fußraum (1-3) und auf der Rücksitzbank (4) nah zum Schweller positioniert (siehe Beispiel für Sondenposition 1, Abbildung 5.16), da hier eine erhöhte Magnetfeldexposition zu erwarten ist.

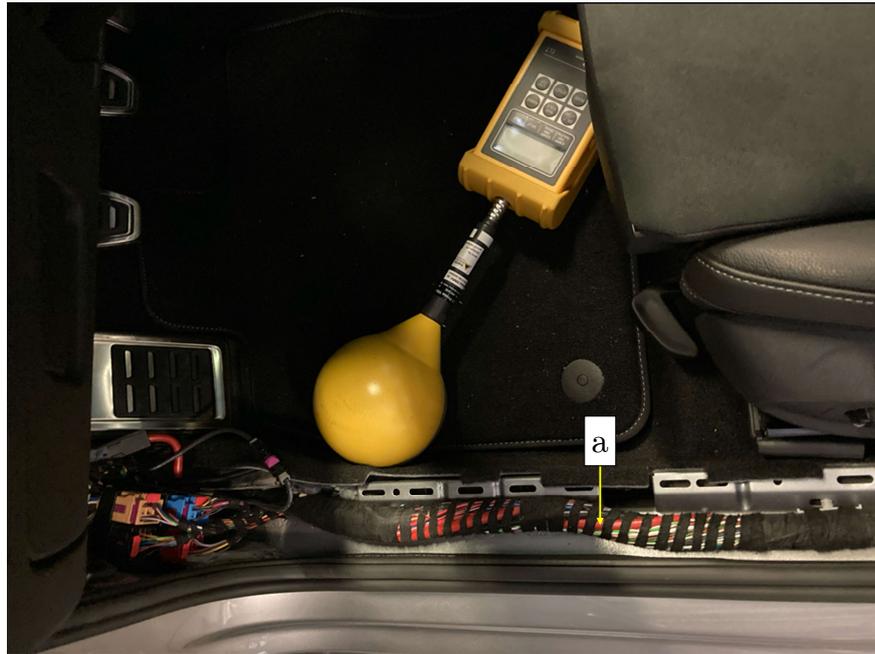


Abbildung 5.16: Sondensposition 1, Klemme 30 ist als rote Leitung im Kabelbündel zu erkennen (a).

Der Strom auf Klemme 30 hat bei beiden Varianten der Leitungsverlegung und für alle Messpositionen den in Diagramm 5.17 dargestellten Verlauf. Da für die Bewertung nach *WPM* und *PTL-Methode* der Gleichanteil nicht zu berücksichtigen ist, wird hier nur der Wechselstromanteil des gemessenen Signals gezeigt.

Die Bestimmung von $\mathbf{K}_{x,y}(f)$ für Leitungsverlegung x und Feldaufpunkt y erfolgt mit dem bereits verwendeten Niederfrequenz-Löser. Dabei orientiert sich die Positionierung der Feldaufpunkte in der Simulation am Mittelpunkt der im Fahrzeugversuch verwendeten Magnetfeldsonde am jeweiligen Messort.

Auf Basis von CAD-Daten der Karosserie kann ein für das Simulationsprogramm geeignetes Gitternetz erzeugt werden. Für das Gitternetz wurden die bereits in Abschnitt 4.3 verwendeten elektromagnetischen Eigenschaften von Stahl [JGK⁺10] mit berücksichtigt und eine Blechdicke von 2 mm angenommen. Die Leitungsverlegung lässt sich aus der Kabelbaumliste (KBL) ableiten, die ein standardisiertes Datenformat für die meisten Leitungen in der Kfz-Entwicklung bereithält. Darin enthalten sind neben den geometrischen Daten auch Eigenschaften der Leitung wie beispielsweise Querschnitt oder Farbe. Abbildung 5.18 zeigt das in die Simulationsumgebung geladene Karosserie-Gitternetz und die Daten für die Leitung im Innenraum (blau) sowie Außenraum (rot gestrichelt).

Im nächsten Schritt werden die Leitungen mit dem Karosserie-Gitternetz an den Stellen der

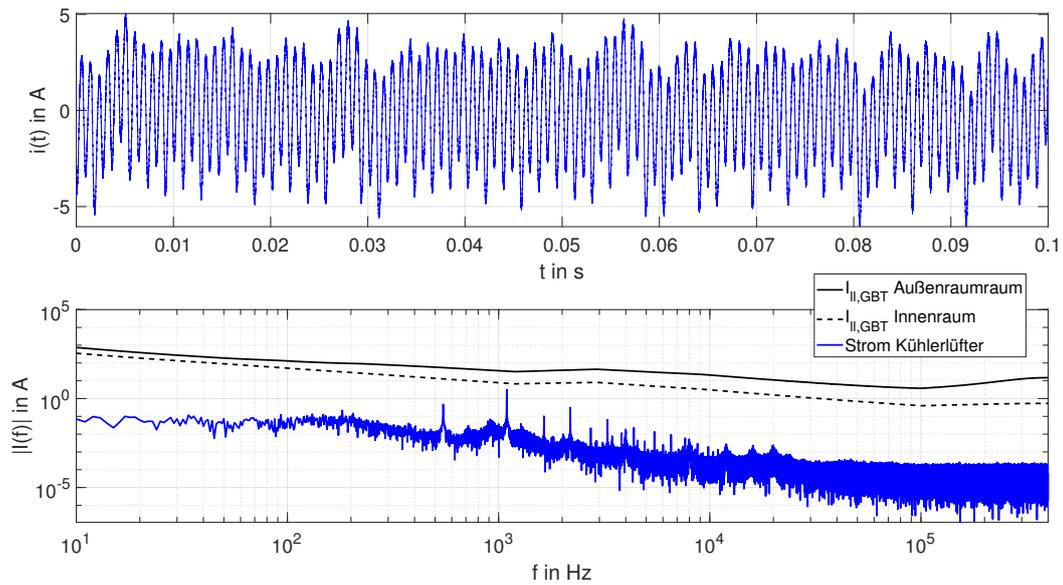


Abbildung 5.17: Stromverlauf im Zeitbereich auf Klemme 30 bei Betrieb des Kühlerlüfters (oben, ohne Gleichstromanteil) und Amplitudenspektrum mit Stromlimit (GB 8702) für die Leitungsverlegungen „Innenraum“ und „Außenraum“ an Messposition 1.

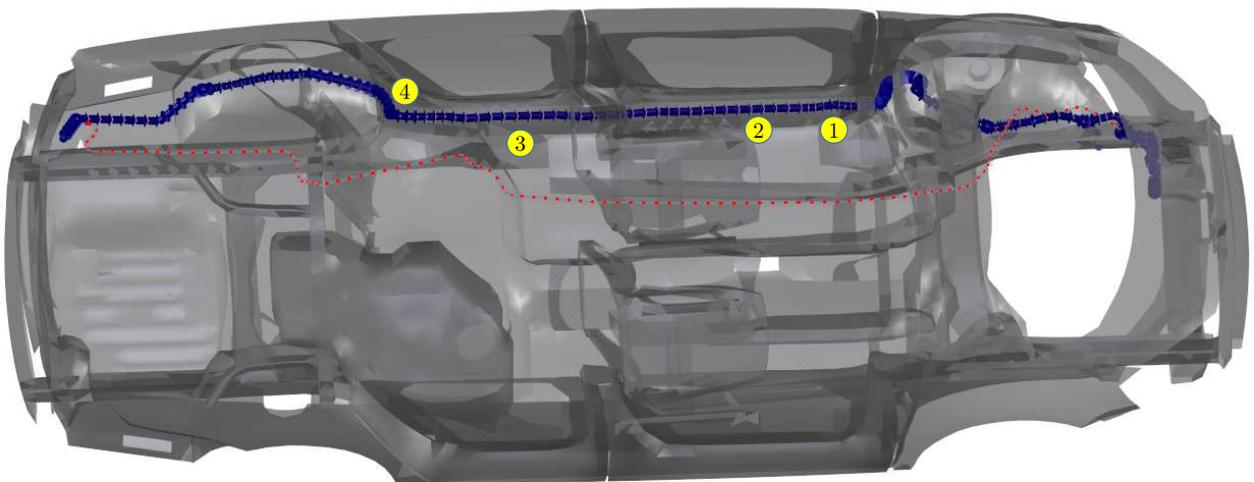


Abbildung 5.18: Simulationsmodell zur Bestimmung der Übertragungsfunktionen zwischen der Leitung im Innenraum (blau) oder Außenraum (rot gestrichelt) und den Sondenpositionen (1-4).

Massebolzen verbunden und Strombeläge $I_{sim}(f)$ eingepreßt. Es bietet sich an $\hat{I}_{sim}(f) = 1$ A zu wählen, da dann die errechneten Werte für die magnetische Flussdichte in den Feldaufpunkten den Zahlenwerten der Übertragungsfunktion entsprechen. Weiterhin sind Frequenzschritte

im Bereich von 1 Hz bis 400 kHz unter Berücksichtigung der in Abbildung 5.7 gezeigten Frequenzabhängigkeit von $\mathbf{K}_{x,y}(f)$ zu verteilen.

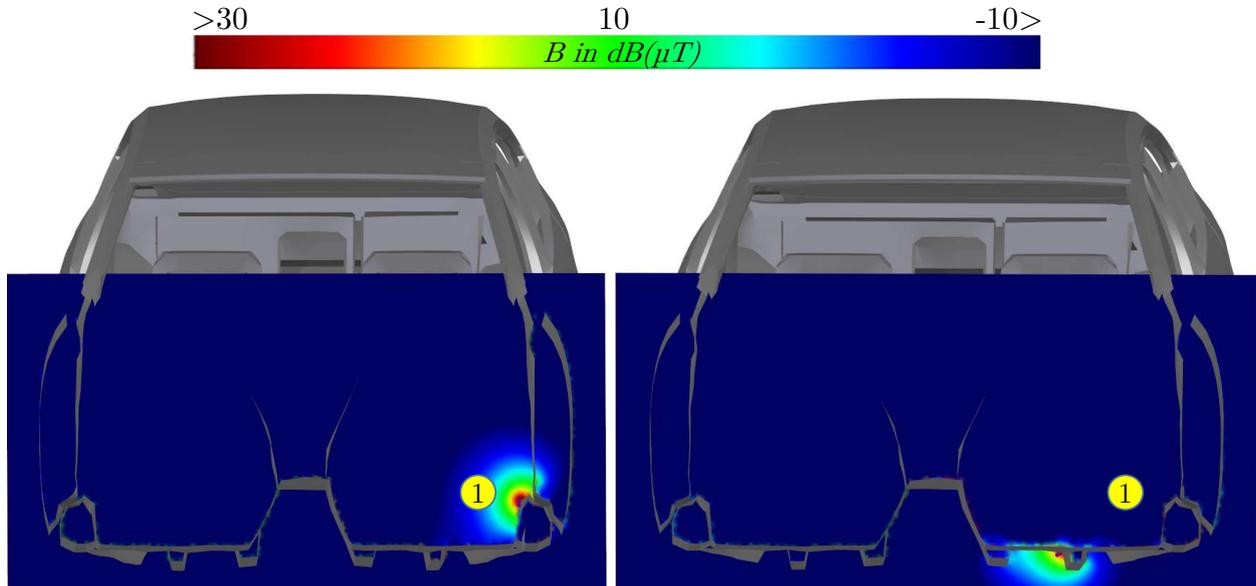


Abbildung 5.19: Verteilung der magnetischen Flussdichte bei 1 kHz für die in Abbildung 5.18 gezeigten Varianten: „Klemme 30 im Innenraum“ (links) und „Klemme 30 im Außenraum“ (rechts) im Messpunkt 1. Die Amplitude des Leitungsstroms beträgt in beiden Fällen 1 A.

Die Stromlimits lassen sich anschließend unter Verwendung der zu betrachtenden Referenzwertfunktionen und $\mathbf{K}_{x,y}(f)$ nach (5.7) bestimmen. In Abbildung 5.17 sind diese gemeinsam mit dem Amplitudenspektrum des zu bewertenden Stroms für die beiden Leitungsvarianten und der Referenzwertfunktion nach GB 8702 am Feldaufpunkt 1 eingezeichnet.

Abbildung 5.19 zeigt die Verteilung der magnetischen Flussdichte für die Leitung mit einem Strombelag von 1 A Amplitude im Innenraum und Außenraum bei 1 kHz. Wenn Klemme 30 im Außenraum verlegt wird, wirkt die Stahl-Karosserie als gute Abschirmung und verhindert ein Eindringen der Magnetfelder in den Fahrzeuginnenraum. In den Tabellen 5.5 und 5.6 sind die im Fahrzeugversuch durch Messung an den Positionen 1 bis 4 bewerteten Magnetfelder den mittels *strombasierter EMVU-Bewertung* ermittelten Werten für ICNIRP 1998 (*WPM*) und GB 8702 (*PTL-Methode*) gegenübergestellt.

Tabelle 5.5: Expositionswerte der Fahrzeugmessung und -simulation mit Klemme 30 im Innenraum

Messpunkt / Feldaufpunkt	ICNIRP 1998 in %		GB/T 37130 in %	
	Messung	Simulation	Messung	Simulation
1	70	61	57	44
2	65	62	50	44
3	53	58	40	42
4	22	35	15	25

Tabelle 5.6: Expositionswerte der Fahrzeugmessung und -simulation mit Klemme 30 im Außenraum

Messpunkt / Feldaufpunkt	ICNIRP 1998 in %		GB/T 37130 in %	
	Messung	Simulation	Messung	Simulation
1	10	12,5	8,5	8,5
2	7	3,5	7,5	2,5
3	8,5	7,5	7	5
4	7	2,6	7	2

Die in Messung und Simulation ermittelten Expositionswerte stimmen bei beiden Leitungsvarianten und den Bewertungsmethoden *WPM* und *PTL* sehr gut überein. Bei dieser Untersuchung wurde zunächst auf den Sicherheitsfaktor \mathfrak{C} verzichtet, um allein die Methode der *strombasierten EMVU-Bewertung*, angewendet auf Energieleitungen im Fahrzeug, betrachten zu können.

Neben der bereits diskutierten Messunsicherheit der Magnetfeldsonde ist die Positionierung der Feldaufpunkte innerhalb des Fahrzeugs entscheidend. Diese können jedoch mit Hilfe von CAD-Daten des gesamten Fahrzeugs gut abgeschätzt werden.

Eine zusätzliche Unsicherheit bietet die Modellierung der Fahrzeugkarosserie, die hier komplett mit 2 mm dickem Stahlblech vereinfacht nachgebildet wurde. In der Realität sind Fahrzeugkarosserien aus unterschiedlich bearbeiteten, metallischen Werkstoffen oder anderen Leichtbaumaterialien zusammengesetzt. Die jeweiligen Bleche haben eventuell andere Materialeigenschaften als die hier verfügbaren Werte eines Stahltyps. Weiterhin werden die einzelnen Bleche über Schweißpunkte miteinander verbunden, was ebenfalls einen Einfluss auf die Verteilung der Stromdichte auf der Karosserie haben kann.

Aus Tabelle 5.5 Punkt 1 und 2 wird deutlich, dass die mittels Simulation durchgeführte

Ermittlung der Expositionswerte geringer ausfallen kann als bei einer realen Fahrzeugmessung. Deshalb sollte ein Sicherheitsfaktor \mathfrak{C} für eine sichere Auslegung in der Praxis nach (5.10) berücksichtigt werden.

Werden die genannten Einschränkungen und Unsicherheiten bedacht, bietet die *strombasierte EMVU-Bewertung* eine gute Möglichkeit zur frühzeitigen Absicherung eines Fahrzeugs gegenüber den in dieser Arbeit betrachteten Personenschutzempfehlungen für niederfrequente Magnetfelder.

5.6 Virtuelle EMVU-Absicherung von Energiesystemen im Fahrzeug

Mithilfe der in diesem Kapitel vorgestellten und verifizierten Methode können Stromlimits für die jeweiligen Leitungen aus den Referenzwertfunktionen unter Berücksichtigung der Messpositionen im Fahrzeug ermittelt werden. Nun gilt es dieses Vorgehen in der frühen Phase des Fahrzeugentwicklungsprozesses zu etablieren. Eine Möglichkeit der Umsetzung ist in Abbildung 5.20 gezeigt.

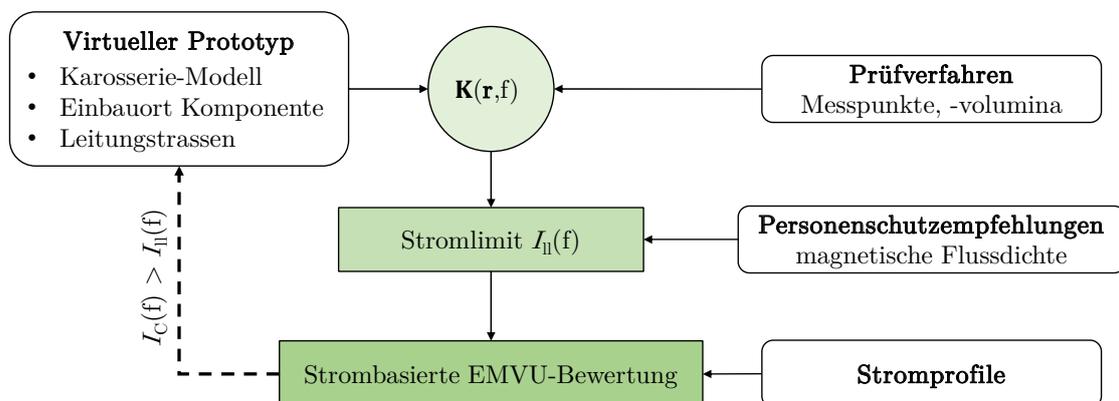


Abbildung 5.20: Methode zur frühzeitigen Absicherung der EMVU von Energieversorgungsleitungen eines Elektrofahrzeugs

Der *Virtuelle Prototyp* liefert Daten zur Karosserie des Fahrzeugs, in die Feldaufpunkte an für Personen zugängliche Stellen platziert werden. Im nächsten Schritt werden die Leitungsverlegungen anhand von Daten der KabelbaumListe eingebunden. Mit diesen Daten gelingt die Bestimmung von \mathbf{K}_{\max} mit der verifizierten Simulationsmethode aus Abschnitt 5.3 für die jeweilige Leitung. Die Berücksichtigung eines Sicherheitsfaktors \mathfrak{C} oder dessen konservative Abschätzung, mit 20 % für Niederspannungssysteme (Einzelleitung) und 30 % für HV-Systeme (Doppelleitungen), kann aus den vorangegangenen Unterkapiteln nachvollzogen werden.

Ist die Übertragungsfunktion ermittelt, erfolgt die Berechnung der Stromlimits $I_{II}(f)$ für die Leitung unter Berücksichtigung der zu betrachtenden Personenschutzempfehlungen. Im nächsten Schritt wird die *strombasierte EMVU-Bewertung* auf ein im Komponententest gemessenes, oder anderweitig zur Verfügung stehendes Stromprofil einer Komponente oder eines Systems $I_C(f)$ nach der in Abschnitt 5.4 vorgestellten Methode angewendet. Kommt es hier zur Überschreitung der Expositionswerte, so können Maßnahmen, wie beispielsweise die Anpassung der Leitungsführung, bereits im virtuellen Prototyp evaluiert werden.

6 Zusammenfassung

Elektromagnetische Umweltverträglichkeit von Elektrofahrzeugen und WPT-Systemen ist Gegenstand aktueller Standardisierungsaktivitäten. Die dort angegebenen EMVU-Anforderungen orientieren sich an den Personenschutzempfehlungen der ICNIRP oder GB 8702 für die allgemeine Bevölkerung. Der Schutz von aktiven, medizinischen Implantaten ist bei Einhaltung der in 1999/519/EG genannten Referenzwerte anzunehmen.

EMVU-Anforderungen an Kraftfahrzeuge können mithilfe der in dieser Arbeit vorgestellten Methoden bereits in einer frühen Konzeptphase berücksichtigt werden. Abbildung 6.1 zeigt eine Möglichkeit der Umsetzung.

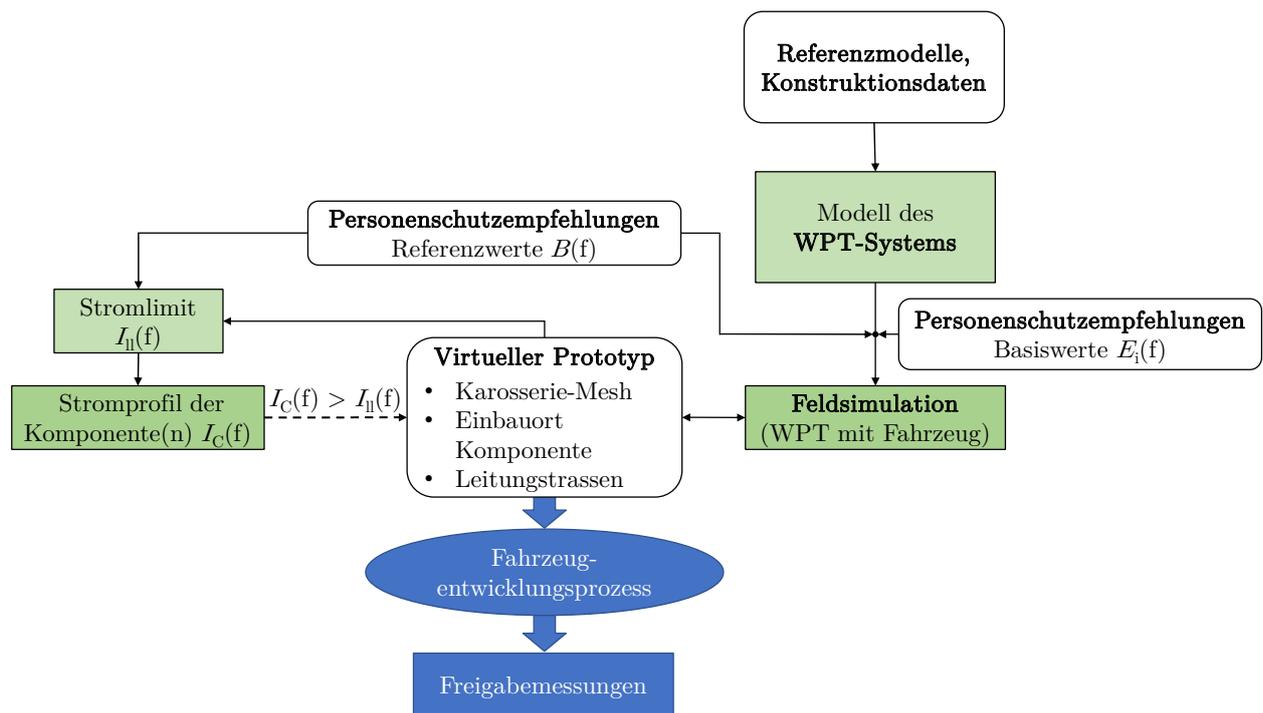


Abbildung 6.1: Methode zur frühzeitigen Absicherung der EMVU eines Elektrofahrzeugs. Weiß hinterlegte Elemente zeigen die Eingangsparameter, grün hinterlegt sind die Simulationen und blau sind weitere Prozessschritte zur EMVU-Absicherung dargestellt.

Die Simulation ist hierbei das Bindeglied zwischen Komponentenprüfungen und den bei der Integration ins Fahrzeug zu erwartenden Magnetfeldern. Als Eingangsparameter für die

Simulation sind lediglich geometrische Daten und Materialparameter des *virtuellen Prototypen* sowie normative Anforderungen, wie beispielsweise Referenzwertfunktionen nach *ICNIRP* oder die Position der Messpunkte innerhalb und außerhalb eines Fahrzeugs, nötig.

Für die **EMVU-gerechte Auslegung von Energiesystemen** werden mit den zur Verfügung stehenden Daten eines *virtuellen Prototyps* Stromlimits für die jeweilige Leitungstrasse, unter Berücksichtigung der jeweiligen Referenzwertfunktion, Bewertungsmethode (*WPM* oder *PTL*) und Sicherheitsfaktoren \mathfrak{C} , mit dem Simulationsprogramm bestimmt.

Anschließend können diese mit bereits vorhandenen Datensätzen oder mit den Ergebnissen der Strommessungen aus Komponentenprüfungen $i_C(t)$ verglichen werden. Das Vorgehen lässt sich problemlos in bestehende EMV-Komponentenprüfungen nach CISPR 25 integrieren.

Die in dieser Arbeit entwickelte *strombasierte EMVU-Bewertung* zeigt eine sehr gute Übereinstimmung zur herkömmlichen Messmethode mit einer 100 cm^2 isotropen Magnetfeldsonde sowohl am Tischaufbau als auch in der Fahrzeugumgebung. Dabei liegt die Abweichung zwischen dem Erwartungswert \bar{x}_i einer Messung im Punkt i und dem Simulationsergebnis im Bereich der erweiterten Messunsicherheit der Magnetfeldsonde.

Die Genauigkeit der Simulation kann zukünftig gesteigert werden, wenn die Materialparameter der in Fahrzeugkarosserien verbauten Bleche frequenzabhängig bestimmt und im Simulationsprogramm hinterlegt sind. Eine detailliertere Nachbildung der Fahrzeugkarosserie, unter Berücksichtigung von Schweißpunkten und anderen Verbindungstechniken, kann ebenfalls zur Verbesserung der Simulationsergebnisse beitragen. Die Berücksichtigung des Positionierungs- und Ausrichtungsfehlers einer isotropen Magnetfeldsonde erfolgt zunächst durch einen Sicherheitsfaktor \mathfrak{C} . Dieser kann an die erweiterte Messunsicherheit \mathfrak{U} für die Szenarien Einzelleitung mit 20 % und Doppelleitung mit 30 % abgeschätzt werden. In einem nächsten Schritt könnten die Feldaufpunkte in der Simulation durch ein Modell der isotropen Magnetfeldsonde ergänzt werden. Somit kann \mathfrak{C} einen geringeren Wert annehmen.

WPT-Systeme können nach der beschriebenen Methode anhand von Zeichnungen und Informationen zu den verwendeten Materialien modelliert und abgestimmt werden. Alternativ sind die in der Standardisierung gezeigten Referenzsysteme zu verwenden, die auch in dieser Arbeit genutzt wurden.

Aus einer Komponentenprüfung für WPT-Systeme lassen sich keine Aussagen zur EMVU treffen, da die Verteilung der Magnetfelder stark von der Karosserieform und deren Materialien abhängig ist. Jedoch kann ein Modell dadurch verifiziert und anschließend mit dem Gitternetz

der Karosserie eines *virtuellen Prototypen* zur Bestimmung der Magnetfelder verwendet werden.

Weiterführend kann die hier gezeigte und verifizierte Erweiterung der MoM durch Volumenintegralgleichungen zur Berechnung der induzierten elektrischen Feldstärke \mathbf{E}_i zur Bewertung der Basiswerte eingesetzt werden. Dieses Vorgehen wurde an einem Menschenmodell (*TARO*) gezeigt. Dabei ist \mathbf{E}_i auch von der Beschaffenheit des menschlichen Körpers abhängig und sollte somit für weitere Menschenmodelle bestimmt werden, um verlässliche Aussagen zur EMVU von WPT-System im öffentlichen Raum treffen zu können. Heutzutage sind keine standardisierten Menschenmodelle für die Berechnung der durch Magnetfelder induzierten elektrischen Größen im Körper vorhanden. Weiterhin fehlt es an Anleitungen zur Verifikation dieser Modelle an definierten Expositionsszenarien. Aus diesen Gründen wurde zunächst *TARO* verwendet und anhand von [HYH⁺09, YWG⁺17] validiert (siehe 3.3). Sollten standardisierte Modelle zur Verfügung stehen, können diese in die Simulationsumgebung und den gezeigten Prozess integriert werden.

Nachdem zuvor eine prototypenfreie, EMVU-gerechte Auslegung von Energie- und WPT-Systemen eines Elektrofahrzeugs erfolgt ist, kann zur Freigabe am Ende des Entwicklungsprozesses eine standardisierte Fahrzeugmessung durchgeführt werden.

Literaturverzeichnis

- [Adv15] ADVANCED RESEARCH ON INTERACTION MECHANISMS OF ELECTROMAGNETIC EXPOSURES WITH ORGANISMS FOR RISK ASSESSMENT, ARIMMORA (Hrsg.): *FP7-ENV-2011, Final Report*. 2015
- [BAF09] BAFU BUNDESAMT FÜR UMWELT, SCHWEIZ (Hrsg.): *Niederfrequente Magnetfelder und Krebs - Bewertung von wissenschaftlichen Studien im Niedrigdosisbereich*. 2009
- [BAG12] BOU, E. ; ALARCON, E. ; GUTIERREZ, J. A.: A comparison of analytical models for resonant inductive coupling wireless power transfer. In: *PIERS 2012: Progress in Electromagnetics Research Symposium: proceedings: Moscow, Russia 23* (2012), August, Nr. 2012, S. 689–693
- [Boo92] BOOTON: *Computational Methods for Electromagnetics and Microwaves*. John Wiley and Sons, 1992. – ISBN 0471528048
- [BS12] BODROV, A. ; SUL, S.-K.: *Analysis of Wireless Power Transfer by Coupled Mode Theory (CMT) and Practical Considerations to Increase Power Transfer Efficiency, Wireless Power Transfer - Principles and Engineering Explorations, (Ed.)*. InTech, 2012
- [Buc14] BUCHER, A.: *Resonante Konverter höherer Ordnung für die kontaktlose induktive Energieübertragung*. 2014
- [CC41] COLE, K. S. ; COLE, R. H.: Dispersion and Absorption in Dielectrics I. Alternating Current Characteristics. In: *The Journal of Chemical Physics* (1941), S. 341–351
- [DIN04] DIN DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG (Hrsg.): *DIN EN 45502-2-1 (VDE 0750-10-1): Aktive implantierbare medizinische Geräte – Teil 2-1: Besondere Festlegungen für aktive implantierbare medizinische Geräte zur Behandlung von Bradyarrhythmie (Herzschrittmacher)*. 2004

- [DIN14] DIN DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG (Hrsg.): *DIN EN 61786-1: Messung von magnetischen Gleichfeldern und von elektrischen und magnetischen Wechselfeldern von 1 Hz bis 100 kHz im Hinblick auf die Exposition von Personen – Teil 1: Anforderungen an Messgeräte*. 2014
- [DIN17] DIN DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG (Hrsg.): *DIN EN 50527-2-1: Verfahren zur Beurteilung der Exposition von Arbeitnehmern mit aktiven implantierbaren medizinischen Geräten (AIMD) gegenüber elektromagnetischen Feldern – Teil 2-1: Besondere Beurteilung für Arbeitnehmer mit Herzschrittmachern*. 2017
- [DS15] D. STUNDER, K. J. T. Seckler S. T. Seckler: *Studie zur Wirkung niederfrequenter Felder in der Umwelt auf medizinische Implantate*. Bd. FAT 282. Forschungsvereinigung Automobiltechnik e.V., Berlin, 2015
- [Eck09] ECKLEBE, A.: *Untersuchung eines Matrixumrichters für kontaktlose Energieübertragungssysteme*, Diss., Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, 2009
- [Eur13] EUROPÄISCHES PARLAMENT, RAT DER EUROPÄISCHEN UNION: *Richtlinie 2013/35/EU des Europäischen Parlaments und des Rates vom 26. Juni 2013 über Mindestvorschriften zum Schutz von Sicherheit und Gesundheit der Arbeitnehmer vor der Gefährdung durch physikalische Einwirkungen (elektromagnetische Felder) (20. Einzelrichtlinie im Sinne des Artikels 16 Absatz 1 der Richtlinie 89/391/EWG) und zur Aufhebung der Richtlinie 2004/40/EG*. 2013
- [Eur14] EUROPÄISCHES PARLAMENT, RAT DER EUROPÄISCHEN UNION: *Richtlinie 2014/35/EU des Europäischen Parlaments und des Rates vom 26. Februar 2014 zur Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die Bereitstellung elektrischer Betriebsmittel zur Verwendung innerhalb bestimmter Spannungsgrenzen auf dem Markt Text von Bedeutung für den EWR*. 2014
- [Fai12] FAICAL, T.: Bidirektionale Induktive Kontaktlose Energieübertragung zur Ankopplung von Elektrofahrzeugen ans Versorgungsnetz. In: *Smart Grid: Intelligente Energieversorgung der Zukunft*, VDE-Kongress, VDE-Verlag, 2012
- [Fel57] FELDTKELLER, R.: *Theorie der Spulen und Übertrager*, 3. Aufl. S. Hirzel Verlag, Stuttgart, 1957
- [GB814] GB8702, MINISTRY OF ENVIRONMENTAL PROTECTION (Hrsg.): *Regulations for electromagnetic radiation protection*. 2014

- [GCY⁺17] GABRIADZE, G. ; CHIQOVANI, G. ; YAVOLOVSKAYA, E. ; SVANIDZE, L. ; KARKASHADZE, D. D. ; JOBAVA, R. G.: Novel VIE solution for low frequency EM fields induced inside human body voxel models, 2017, S. 1–6
- [Gen16] GENERALDIREKTION BESCHÄFTIGUNG, SOZIALES UND INTEGRATION (EUROPÄISCHE KOMMISSION) (Hrsg.): *Nicht verbindlicher Leitfaden mit bewährten Verfahren im Hinblick auf die Durchführung der Richtlinie 2013/35/EU Elektromagnetische Felder. Band 1-3.* 2016
- [GH05] GUMPRECHT, D. ; HELLER, H.: *Europäische Produktnormung zur Begrenzung elektromagnetischer Felder, In: Band 52: Empfehlungen und Stellungnahmen der Strahlenschutzkommission 2003.* Bonn, 2005
- [Ghe15] GHEONJIAN, A.: *Investigation of broadband EMC problems related to antennas and cables using advanced computational techniques*, Diss., 2015
- [GLG96] GABRIEL, S ; LAU, R. W. ; GABRIEL, C.: The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues. In: *Physics in Medicine and Biology Vol. 41*, IOP Publishing, 1996, S. 2271–2293
- [Har67] HARRINGTON, R. F.: Matrix methods for field problems. In: *Proceedings of the IEEE*, 1967, S. 136–149
- [HB14] HEINRICH, H. ; BÖRNER, F. ; BUNDESMINISTERIUMS FÜR ARBEIT UND SOZIALES (Hrsg.): *FB451 - Elektromagnetische Felder am Arbeitsplatz - Sicherheit von Beschäftigten mit aktiven und passiven Körperhilfsmitteln bei Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern.* 2014
- [HBS⁺18] HIRTL, R. ; BODEWEIN, L. ; SCHMIEDCHEN, K. ; DECHENT, D. ; STUNDER, D. ; GRÄFRATH, D. ; WINTER, L. ; KRAUS, T. ; DRIESSEN, S. ; SCHMID, G.: Exposition und Wirkungen der elektromagnetischen Felder neuartiger Technologien im Zwischenfrequenzbereich - systematischer Review - Vorhaben 3616S82437. In: *Resortforschungsbericht zum Strahlenschutz* (2018)
- [HH91] HAUS, H. A. ; HUANG, W.: Coupled-mode theory. In: *Proceedings of the IEEE* 79 (1991), Nr. 10, S. 1505–1518
- [Hip14] HIPPELI, J.: *Analyse von niederfrequenten Magnetfeldern in Kraftfahrzeugen*, Diss., 2014
- [HKP13] HO, J. S. ; KIM, S. ; POON, A. S. Y.: Midfield Wireless Powering for Implantable Systems. In: *Proceedings of the IEEE* 101 (2013), Nr. 6, S. 1369 – 1378

- [HYH⁺09] HIRATA, A. ; YAMAZAKI, K. ; HAMADA, S. ; KAMIMURA, Y. ; TARAO, H. ; WAKE, K. ; SUZUKI, Y. ; HAYASHI, N. ; FUJIWARA, O.: Intercomparison of induced fields in Japanese male model for ELF magnetic field exposures: Effect of different computational methods and codes. In: *Radiation protection dosimetry Vol. 138* (2009)
- [IAR02] IARC INTERNATIONAL AGENCY FOR RESEARCH ON CANCER (Hrsg.): *Non-ionizing Radiation, Part 1: Static and Extremely Low-frequency (ELF) Electric and Magnetic Fields, In: IARC Monographs on the Evaluation of Carcinogenic Risks to Humans Volume 80*. 2002
- [IAR13] IARC INTERNATIONAL AGENCY FOR RESEARCH ON CANCER (Hrsg.): *Non-ionizing Radiation, Part 2: Radiofrequency Electromagnetic Fields, In: IARC Monographs on the Evaluation of Carcinogenic Risks to Humans Volume 102*. 2013
- [ICN98] ICNIRP INTERNATIONAL COMMISSION ON NON-IONIZING RADIATION PROTECTION (Hrsg.): *Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz), In: Health Physics 74(4)*. 1998. – 494–522 S.
- [ICN10] ICNIRP INTERNATIONAL COMMISSION ON NON-IONIZING RADIATION PROTECTION (Hrsg.): *Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric and Magnetic Fields (1Hz to 100 kHz), In: Health Physics 99(6)*. 2010. – 818–836 S.
- [IEC04a] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (Hrsg.): *IEC 62226-1: Exposure to electric or magnetic fields in the low and intermediate frequency range - Methods for calculating the current density and internal electric field induced in the human body - Part 1: General*. 2004
- [IEC04b] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (Hrsg.): *IEC 62226-2-1: Exposure to electric or magnetic fields in the low and intermediate frequency range - Methods for calculating the current density and internal electric field induced in the human body - Part 2-1: Exposure to magnetic fields - 2D models*. 2004
- [IEC05] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (Hrsg.): *IEC 62233:2005, modified: Measurement methods for electromagnetic fields of household appliances and similar apparatus with regard to human exposure*. 2005

- [IEC10] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (Hrsg.): *IEC 62479: Assessment of the compliance of low-power electronic and electrical equipment with the basic restrictions related to human exposure to electromagnetic fields (10 MHz to 300 GHz)*. 2010
- [IEC15] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (Hrsg.): *IEC 61980-1: Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems - Part 1: General requirements*. 2015
- [IEC18] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (Hrsg.): *IEC TR 62905 Ed. 1.0: Technical report on exposure assessment methods for wireless power transfer systems*. 2018
- [IEC19a] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (Hrsg.): *IEC 61980-2: Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems - Part 2 specific requirements for communication between electric road vehicle (EV) and infrastructure with respect to wireless power transfer (WPT) systems*. 2019
- [IEC19b] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (Hrsg.): *IEC 62311:2019: Assessment of electronic and electrical equipment related to human exposure restrictions for electromagnetic fields (0 Hz to 300 GHz)*. 2019
- [IEC19c] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (Hrsg.): *IEC TS 61980-3: Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems - Part 3: Specific requirements for the magnetic field wireless power transfer systems*. 2019
- [IEC19d] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (Hrsg.): *IEC TS 62764-1: Measurement procedures of magnetic field levels generated by electronic and electrical equipment in the automotive environment with respect to human exposure - Part 1: Low frequency magnetic fields*. 2019
- [IEE02] IEEE INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (Hrsg.): *IEEE C95.6-2002: IEEE Standard for Safety Levels With Respect to Human Exposure to Electromagnetic Fields, 0-3 kHz*. 2002
- [IEE05] IEEE INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (Hrsg.): *IEEE C95.1-2005: IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz*. 2005

- [IOH14] ISHIHARA, S. ; ONISHI, T. ; HIRATA, A.: Magnetic field measurement near wireless power transfer systems. In: *2014 XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS)*, 2014
- [ISO19] ISO INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARDIZATION (Hrsg.): *ISO 14117: Active implantable medical devices - Electromagnetic compatibility - EMC test protocols for implantable cardiac pacemakers, implantable cardioverter defibrillators and cardiac resynchronization devices*. 2019
- [ISO20] ISO INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARDIZATION (Hrsg.): *ISO 19363: Electrically propelled road vehicles — Magnetic field wireless power transfer — Safety and interoperability requirements*. 2020
- [JGH⁺14a] JOBAVA, R. G. ; GHEONJIAN, A. L. ; HIPPELI, J. ; CHIQOVANI, G. ; KARKASHADZE, D. D. ; BOGDANOV, F. G. ; KHVITIA, B. ; BZHALAVA, A. G.: Simulation of Low-Frequency Magnetic Fields in Automotive EMC Problems. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 56 (2014), Nr. 6, S. 1420–1430
- [JGH⁺14b] JOBAVA, R. G. ; GHEONJIAN, A. L. ; HIPPELI, J. ; CHIQOVANI, G. ; KARKASHADZE, D. D. ; BOGDANOV, F. G. ; KHVITIA, B. ; BZHALAVA, A. G.: Simulation of Low-Frequency Magnetic Fields in Automotive EMC Problems. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 56 (2014), Nr. 6, S. 1420–1430
- [JGK⁺10] JOBAVA, R. G. ; GHEONJIAN, A. ; KARKASHADZE, D. ; CHIKOVANI, G. ; BZHALAVA, A. ; HIPPELI, J.: Scattering of low frequency magnetic fields by thin 3D sheets with combined resistive and magnetic properties. In: *2010 XVth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, 2010, S. 103–109
- [JGKH10a] JOBAVA, R. G. ; GHEONJIAN, A. ; KARKASHADZE, D. ; HIPPELI, J.: Interaction of low frequency magnetic fields with thin 3D sheets of combined resistive and magnetic properties. In: *The 40th European Microwave Conference*, 2010, S. 1309–1312
- [JGKH10b] JOBAVA, R. G. ; GHEONJIAN, A. ; KARKASHADZE, D. ; HIPPELI, J.: Interaction of low frequency magnetic fields with thin 3D sheets of combined resistive and magnetic properties. In: *The 40th European Microwave Conference*, 2010, S. 1309–1312
- [JK12] JANG, Y. J. ; KO, Y. D.: System architecture and mathematical model of public transportation system utilizing wireless charging electric vehicles.

- In: *2012 15th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems*, 2012
- [JS12] JAKOBUS, U. ; SCHOENEMANN, M.: Kombination von MoM und MTL zur Lösung gekoppelter Feld-/Kabelprobleme. In: *Kongressband EMV*, 2012
- [JSSK18] JAGIELSKI, K. ; SCHNEEWEISS, P. ; STUNDER, D. ; KRAUS, T.: Vergleich unterschiedlicher Bewertungsverfahren für Magnetfeldexpositionen mit nicht-sinusförmigem Zeitverlauf im Zuge der Umsetzung der EMF-Arbeitnehmerschutzrichtlinie 2013/35/EU. In: STRAHLENSCHUTZ E.V., Fachverband f. (Hrsg.): *NIR 2018: Wellen - Strahlung - Felder*, 2018, S. 617–649
- [Kü93] KÜPFMÜLLER, K.: *Theoretische Elektrotechnik und Elektronik : Eine Einführung*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg Imprint Springer, 1993
- [Kü10] KÜRSCHNER, Daniel: *Methodischer Entwurf toleranzbehafteter induktiver Energieübertragungssysteme*, Diss., 2010
- [Kar09] KARLSSON, A.: Approximate Boundary Conditions for Thin Structures. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 57 (2009), Nr. 1, S. 144–148
- [Kel17] KELLER, H.: The Weighted Peak Method in the Time Domain Compared With Alternative Methods for Assessing LF Electric and Magnetic Fields. In: *Health Physics* 113 (2017), Nr. 1, S. 54–65
- [KG12] KIANI, M. ; GHOVANLOO, M.: The Circuit Theory Behind Coupled-Mode Magnetic Resonance-Based Wireless Power Transmission. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 59 (2012), Nr. 9, S. 2065–2074
- [KJS08] KARALIS, A. ; JOANNOPOULOS, J.D. ; SOLJAČIĆ, M.: Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer. In: *Annals of Physics* 323 (2008), S. 34 – 48. – January Special Issue 2008
- [KKM⁺07] KURS, A. ; KARALIS, A. ; MOFFATT, R. ; JOANNOPOULOS, J. D. ; FISHER, P. ; SOLJAČIĆ, M.: Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. In: *Science* 317 (2007), Nr. 5834, S. 83–86
- [KOM14] KUSUNOKI, M. ; OBARA, D. ; MASUDA, M.: Wireless power transfer via electric field resonance coupling. In: *2014 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2014, S. 1360–1362

- [LH13] LAAKSO, I. ; HIRATA, A.: Evaluation of the induced electric field and compliance procedure for a wireless power transfer system in an electrical vehicle. In: *Physics in Medicine and Biology* 58 (2013), Nr. 21, S. 7583–7593
- [Lin12] LIN, J. C.: *Electromagnetic Fields in Biological Systems*. Taylor and Francis Inc, 2012
- [LM15] LI, S. ; MI, C. C.: Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications. In: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 3 (2015), Nr. 1, S. 4–17
- [LR13] LOW, L. ; RUDDLE, A.: Investigation of human exposure due to unintended electromagnetic emissions in electric vehicles. In: *EuCAP 2013 : the 7th European Conference on Antennas and Propagation*. Piscataway, N.J., 2013
- [MF96] MISAKIAN, M. ; FENIMORE, C.: Distributions of Measurement Error for Three-Axis Magnetic Field Meters During Measurements Near Appliances. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 45 (1996), S. 244–249
- [MHP15] MOOREY, C. ; HOLDERBAUM, W. ; POTTER, B.: Investigation of High-Efficiency Wireless Power Transfer Criteria of Resonantly-Coupled Loops and Dipoles through Analysis of the Figure of Merit. In: *Energies* 8 (2015), Nr. 10, S. 11342–11362
- [Mit68] MITZNER, K.: Effective boundary conditions for reflection and transmission by an absorbing shell of arbitrary shape. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 16 (1968), Nr. 6, S. 706–712
- [MK19] MESSER, M. ; KÜHN, M.: Validation of a three-axis magnetic field probe model for homogeneous and inhomogeneous fields. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2019, S. 179–184
- [Pan16] PAN, Xiaofeng: *Numerisches EMV-Simulationsverfahren zur Berechnung der Störaussendung elektrischer Antriebssysteme in Hybridfahrzeugen*, Diss., 2016
- [Rü11] RÜCKERL, C.: *Methoden zur Bewertung der Exposition durch gepulste Magnetfelder im Niederfrequenzbereich*, Diss., 2011
- [Rat90] RAT DER EUROPÄISCHEN UNION ; RAT DER EUROPÄISCHEN UNION (Hrsg.): *Richtlinie 90/385/EWG des Rates vom 20. Juni 1990 zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über aktive implantierbare medizinische Geräte*. 1990

- [Rat99] RAT DER EUROPÄISCHEN UNION: *1999/519/EG: Empfehlung des Rates vom 12. Juli 1999 zur Begrenzung der Exposition der Bevölkerung gegenüber elektromagnetischen Feldern (0 Hz - 300 GHz)*. 1999
- [RH16] REILLY, J P. ; HIRATA, A.: *Low-frequency electrical dosimetry: research agenda of the IEEE International Committee on Electromagnetic Safety*. (2016)
- [Rin] RINKLEFF, Thomas: *Vergleichende virtuelle und praktische EMV-Störfestigkeitsuntersuchungen im Kraftfahrzeug*. Shaker. – ISBN 3832232575
- [RKH11] RATHGE, C. ; KÜRSCHNER, D. ; HOPPE, A.: *Kontaktlos induktive Übertragung von Energie und Daten in der Automation*. VDI Verlag GmbH, 2011. – 365–368 S. ISSN 978–3–18–092143–3
- [RL12] RUDDLE, A. R. ; LOW, L.: Impact of bodyshell on low frequency magnetic fields due to electric vehicle power cables. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, 2012*
- [RLV] RUDDLE, A. R. ; LOW, L. ; VASSILEV, A.: Evaluating low frequency magnetic field exposure from traction current transients in electric vehicles. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, S. 78–83
- [Rud19] RUDDLE, A. R.: Proximity Errors in Quasistatic Magnetic Field Measurements on Line Sources Using Coil Probes. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, 2019*, S. 185–190
- [SbC⁺] SCHMID, G. ; ÜBERBACHER, R. ; CECIL, S. ; PETRIC, B. ; GÖTH, P.: *Bestimmung der Exposition durch Magnetfelder alternativer Antriebskonzepte : Abschlussbericht zum Forschungsvorhaben ; Vorhaben 3608S04574 ; SL-LE-0004/09*. Bundesamt für Strahlenschutz (BfS)
- [Sch96] SCHENCK, J. F.: The role of magnetic susceptibility in magnetic resonance imaging: MRI magnetic compatibility of the first and second kinds. In: *Medical Physics* 23 (1996), Nr. 6, S. 815–850
- [Sch02] SCHWAB, A. J.: *Begriffswelt der Feldtheorie Praxisnahe, anschauliche Einführung*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2002
- [Sch09] SCHEDLER, D.: *Kontaktlose Energieübertragung - Neue Technologien für mobile Systeme*. SEW-Eurodrive, 2009

- [SCR11] SUH, N. P. ; CHO, D. H. ; RIM, C. T.: *Global Product Development - Design of On-Line Electric Vehicle (OLEV)*. Springer-Verlag GmbH, 2011
- [SH18] SCHMID, G. ; HIRTL, R.: Vergleich unterschiedlicher Bewertungsverfahren für Magnetfeldexpositionen mit nicht-sinusförmigem Zeitverlauf im Zuge der Umsetzung der EMF-Arbeitnehmerschutzrichtlinie 2013/35/EU. In: STRAHLENSCHUTZ E.V., Fachverband f. (Hrsg.): *NIR 2018: Wellen - Strahlung - Felder*, 2018, S. 482–499
- [SK13] SUH, I.-S. ; KIM, J.: Electric vehicle on-road dynamic charging system with wireless power transfer technology. In: *2013 International Electric Machines & Drives Conference*, 2013
- [SLH14] SHIMAMOTO, T. ; LAAKSO, I. ; HIRATA, A.: In-situelectric field in human body model in different postures for wireless power transfer system in an electrical vehicle. In: *Physics in Medicine and Biology* 60 (2014), Nr. 1, S. 163–173
- [SSK07] SSK STRAHLENSCHUTZKOMMISSION (Hrsg.): *Grundsätze bei der Ableitung von Emissionsstandards bei gleichzeitig betriebenen Feldquellen*. 2007
- [SSK11] SSK STRAHLENSCHUTZKOMMISSION (Hrsg.): *Vergleichende Bewertung der Evidenz von Krebsrisiken durch elektromagnetische Felder und Strahlungen - Stellungnahme der Strahlenschutzkommission mit wissenschaftlicher Begründung*. 2011
- [SSK19] SSK STRAHLENSCHUTZKOMMISSION (Hrsg.): *Elektromagnetische Felder im Automobil durch Funkanwendungen, induktives Laden und elektrisches Fahren*. 2019
- [SXW13] SUN, T. ; XIE, X. ; WANG, Z.: *Wireless Power Transfer for Medical Microsystems*. Springer New York, 2013
- [TCVLA16] TORRES-CONCHA, P. M. ; VELEZ, P. ; LAFOZ, M. ; ARRIBAS, J. R.: Passenger Exposure to Magnetic Fields due to the Batteries of an Electric Vehicle. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 65 (2016), S. 4564–4571
- [TJB+04] TOPCHISHVILI, D. ; JOBAVA, R. G. ; BOGDANOV, F. ; CHIKHRADZE, B. ; FREI, S.: A hybrid MTL/MoM approach for investigation of radiation problems in EMC. In: *Proceedings of the 9th International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory, DIPED*, 2004, S. 65–68

- [TK16] TELL, R. A. ; KAVET, R.: Electric and Magnetic Fields less 100 kHz in Electric and Gasoline-Powered Vehicles. In: *Radiation Protection Dosimetry Vol. 172*, Oxford University Press (OUP), 2016, S. 541–546
- [TSS+12] TELL, R. A. ; SIAS, G. ; SMITH, J. ; SAHL, J. ; KAVET, R.: ELF magnetic fields in electric and gasoline-powered vehicles. In: *Bioelectromagnetics Vol. 34*, Wiley, 2012, S. 156–161
- [Ull] ULLRICH, Christoph: *Effiziente Simulationenmethoden für die Optimierung von komplexen Fahrzeugantennensystemen*. Cuvillier. – ISBN 9783869550619
- [VFW+15] VASSILEV, A. ; FERBER, A. ; WEHRMANN, C. ; PINAUD, O. ; SCHILLING, M. ; RUDDLE, A.: Magnetic Field Exposure Assessment in Electric Vehicles. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 57 (2015), S. 35–43
- [Vir18] VIRNICH, B.: EMF in Elektrofahrzeugen - Ein Vergleich. In: STRAHLENSCHUTZ E.V., Fachverband f. (Hrsg.): *NIR 2018: Wellen - Strahlung - Felder*, 2018, S. 482–499
- [VS12] VOLAKIS, J. L. ; SERTEL, K.: *Integral equation methods for electromagnetics*. Raleigh, NC : SciTech Pub, 2012
- [VS15] VILATHGAMUWA, D. M. ; SAMPATH, J. P. K.: Wireless Power Transfer (WPT) for Electric Vehicles (EVs)—Present and Future Trends. In: RAJAKARUNA, Sumedha (Hrsg.) ; SHAHNIA, Farhad (Hrsg.) ; GHOSH, Arindam (Hrsg.): *Plug In Electric Vehicles in Smart Grids: Integration Techniques*. Singapore : Springer Singapore, 2015, S. 33–60
- [WCRV18] WILLMANN, B. ; CUARTIELLES-RUIZ, D. ; VICK, R. ; ELEKTROMAGNETISCHE VERTRÄGLICHKEIT EMV: INTERNATIONALE FACHMESSE UND KONGRESS 2018 FÜR ELEKTROMAGNETISCHE VERTRÄGLICHKEIT : DÜSSELDORF (Hrsg.): *Wireless Power Transfer - Stand der Normungsaktivitäten*. 2018
- [WHO06] WHO WORLD HEALTH ORGANISATION (Hrsg.): *Model Legislation for Electromagnetic Fields Protection*. 2006
- [WHO07] WHO WORLD HEALTH ORGANISATION (Hrsg.): *Extremely Low Frequency Fields Environmental Health Criteria Monograph No.238*. 2007
- [WLH+17] WAKE, K. ; LAAKSO, I. ; HIRATA, A. ; CHAKAROTHAI, J. ; ONISHI, T. ; WATANABE, S. ; SANTIS, V. D. ; FELIZIANI, M. ; TAKI, M.: Derivation of Coupling Factors for Different Wireless Power Transfer Systems: Inter-

- and Intralaboratory Comparison. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 59 (2017), Nr. 2, S. 677–685
- [WRL⁺19] WILLMANN, B. ; RABE, H. ; LEUGERS, C. ; SASSI, O. ; WALDERA, C. ; VICK, R.: Current-based EMF-assessment method for vehicles. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2019, S. 513–517
- [WSC05] WANG, C.-W. ; STIELAU, O. H. ; COVIC, G. A.: Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 52 (2005), Nr. 5, S. 1308–1314
- [WV17] WILLMANN, B. ; VICK, R.: EMVU von induktiven Ladesystemen. In: *Elektromagnetische Verträglichkeit in der Kfz-Technik: Beiträge der 7. GMM-Fachtagung*, 2017
- [YCG⁺16] YAVOLOVSKAYA, E. ; CHIQOVANI, G. ; GABRIADZE, G. ; IOSAVA, S. ; SVANIDZE, L. ; WILLMANN, B. ; JOBAVA, R.: Simulation of human exposure to electromagnetic fields of inductive wireless power transfer systems in the frequency range from 1 Hz to 30 MHz. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2016
- [YGCJ17] YAVOLOVSKAYA, E. ; GABRIADZE, G. ; CHIQOVANI, G. ; JOBAVA, R.: Human exposure analysis for several different human voxel models. In: *2017 XXIInd International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, 2017, S. 183–186
- [YWG⁺17] YAVOLOVSKAYA, E. ; WILLMANN, B. ; GABRIADZE, G. ; CHIQOVANI, G. ; SUKHIASHVILI, Z. ; IOSAVA, S. ; SVANIDZE, L. ; JOBAVA, R.: Low frequency human exposure analysis for automotive applications. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2017
- [YY13] YANG, C.-W. ; YANG, C.-L.: Analysis of inductive coupling coils for extending distances of efficient wireless power transmission. In: *2013 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO)*, 2013
- [ZC00] ZHAO, J.-S. ; CHEW, W. C.: Integral equation solution of Maxwell's equations from zero frequency to microwave frequencies. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 48 (2000), Nr. 10, S. 1635–1645

- [ZM16] ZHANG, W. ; MI, C. C.: Compensation Topologies of High-Power Wireless Power Transfer Systems. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 65 (2016), Nr. 6, S. 4768–4778

A Magnetfeld von Einzel- und Doppelleitungen über einer Massefläche

Ausgehend vom Amper'schen Durchflutungsgesetz (3.21) ergibt sich für die magnetische Flussdichte eines stromdurchflossenen Leiters im Freiraum (Abbildung A.1) folgender Zusammenhang:

$$|\mathbf{B}| = \frac{\mu_0 \cdot I}{2\pi \cdot R} \quad (\text{A.1})$$

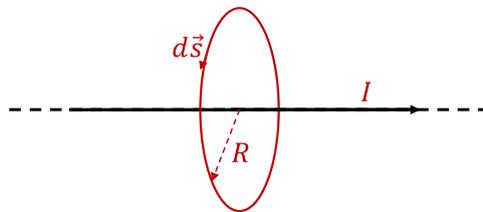


Abbildung A.1: Stromdurchflossene Einzelleitung im Freiraum.

Für eine Doppelleitung aus Hin- und Rückleiter ergibt sich \mathbf{B} aus der Superposition der von jedem Leiter hervorgerufenen magnetischen Flussdichten am Feldaufpunkt. Befindet

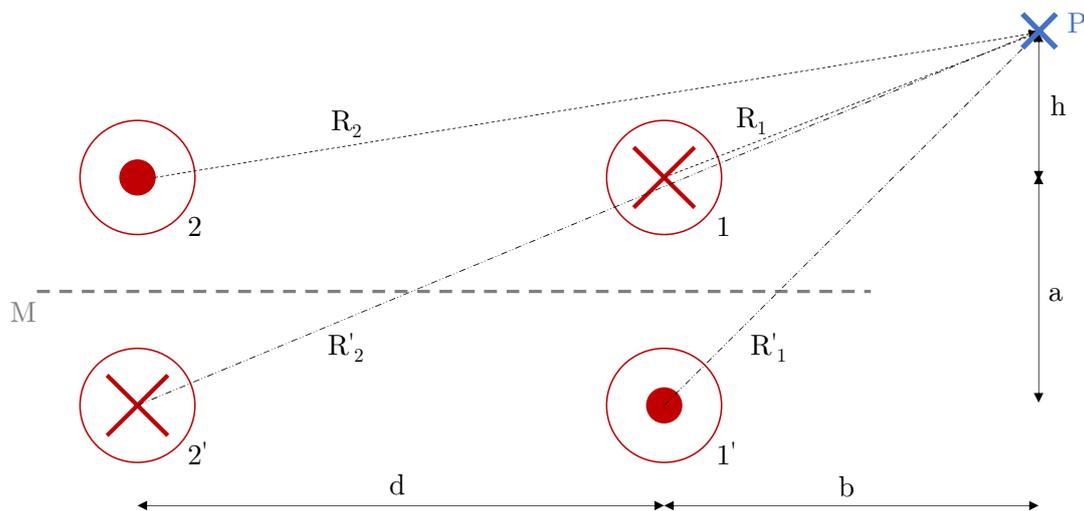


Abbildung A.2: Leitungskonfigurationen über einer Massefläche (M) mit einem Feldaufpunkt (P).

sich die stromdurchflossene Leitungskonfiguration in der Nähe einer elektrisch leitfähigen Oberfläche, so bilden sich Ströme auf der Oberfläche aus. Das Magnetfeld im Feldaufpunkt wird dadurch beeinflusst. Dies kann durch an der Oberfläche gespiegelte Ströme der

jeweiligen Leitung verdeutlicht werden, die eine entgegengesetzter Stromrichtung haben. Die resultierende magnetische Flussdichte ergibt sich wiederum aus der Superposition aller Leiterströme.

Die nötigen geometrischen Zusammenhänge zur Bestimmung der Einzelbeiträge der jeweiligen Leitung sind in Abbildung A.2 gezeigt und lassen sich wie folgt formulieren.

$$\begin{aligned} R_1 &= \sqrt{b^2 + h^2} & R_2 &= \sqrt{(b + d)^2 + h^2} \\ R'_1 &= \sqrt{b^2 + (a + h)^2} & R'_2 &= \sqrt{(b + d)^2 + (a + h)^2} \end{aligned}$$

B Zusammenhang zwischen der Störspannung aus EN 45502-2-1 und Referenzwertfunktionen

Herzschrittmacher (HSM) und Defibrillatoren (ICD) werden hinsichtlich ihrer EMV nach EN 45502-2-1 [DIN04] bzw. -2 getestet. Darin enthalten sind Störspannungstests an den Eingängen des Geräts, die eine Mindeststörspannungsfestigkeit sicherstellen sollen. Befindet sich eine Person mit HSM oder ICD in einem magnetischen Feld, so wird über die Sonden eine Spannung induziert. Dieser Vorgang ist stark von der Lage des Implantats und der Sonden abhängig. In [DIN17] werden Verfahren zur Gefährdungsbeurteilung von Arbeitnehmern mit Herzschrittmachern gezeigt. Ein Ansatz ist die Umrechnung der am Arbeitsplatz vorkommenden Felder zu den Spannungen am Eingang des Implantats.

Ausgehend vom Induktionsgesetz (3.2) lässt sich die an den Eingängen des Implantats induzierte Spannung wie folgt darstellen:

$$\mathbf{u} = \oint_s \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} = - \iint_A \frac{d\mathbf{B}}{dt} \cdot d\mathbf{A} . \quad (\text{B.1})$$

Die Fläche A spannt sich zwischen Sonde, Implantat und dem leitfähigen Gewebe auf. A wird bei gegebener Länge der Sonde maximal, wenn sich ein Halbkreis bildet. In [ISO19] und [DIN17] wird die Fläche mit 225 cm^2 als ungünstigster Fall angenommen. Weiterhin wird die induzierte Spannung maximal, wenn \mathbf{B} und der Normalenvektor von A parallel zueinander sind. In diesem Fall wird aus (B.1) im Zeitbereich:

$$u(t) = - \frac{dB(t)}{dt} \cdot A . \quad (\text{B.2})$$

Die Ableitung der magnetischen Flussdichte lässt sich im Frequenzbereich mittels Fourier-Transformation \mathfrak{F} darstellen als:

$$\mathfrak{F}\left(\frac{dB(t)}{dt}\right) = j\omega \mathfrak{F}(B(t)) . \quad (\text{B.3})$$

Der Spitzenwert der induzierten Spannung $\hat{u}(t)$ ist das Maximum des Amplitudendichtespektrum von B , multipliziert mit $j\omega$ und A :

$$\hat{u} = \max(|-j\omega\mathfrak{F}(B(t))| \cdot A) . \quad (\text{B.4})$$

Gleichzeitig ermöglicht dieser Ansatz die Referenzwertfunktionen der ICNIRP mit den Störspannungswerten der EN 45502-2-1 wie folgt zu vergleichen (Abbildung B.1):

$$U_{ind}(f) = \omega \cdot \sqrt{2}B_{II}(f) \cdot 225 \text{ cm}^2 . \quad (\text{B.5})$$

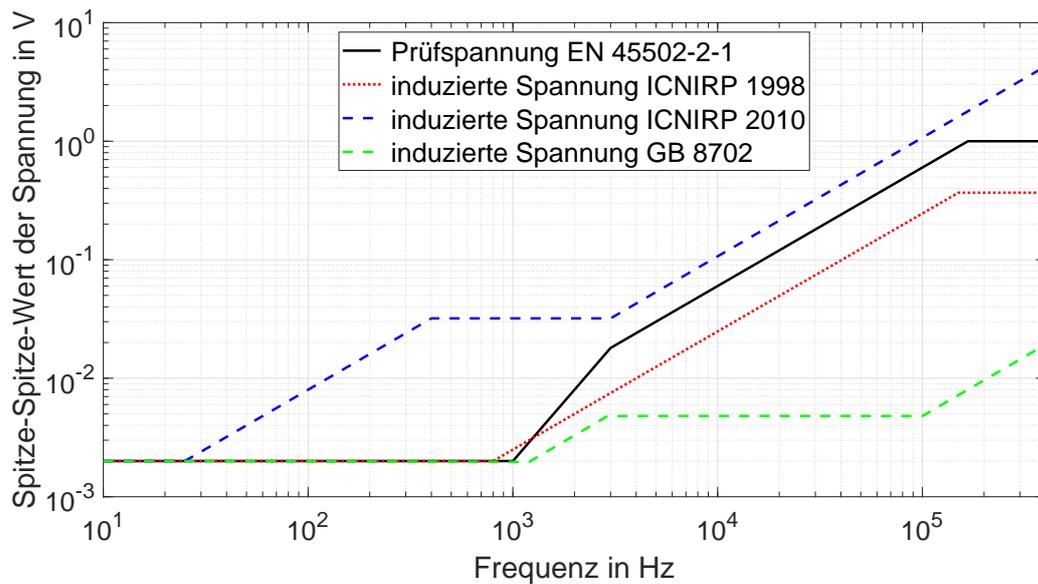


Abbildung B.1: Vergleich der Prüfspannungen nach EN 45502-2-1 mit den nach (B.5) bestimmten Induktionsspannungen für ausgewählte Personenschutzempfehlungen.

C WPT-Systeme: Theorie

C.1 Eingangsimpedanz und Leistungsfaktor des Spulensystems

Bei Energieübertragungssystemen mit kleinen Kopplungsfaktoren ($k \ll 1$) ist der Leistungsfaktor λ sehr gering (C.1). Definiert ist der Leistungsfaktor als Quotient aus der aufgenommenen Wirkleistung P und der bereitzustellenden Scheinleistung S :

$$\lambda = \frac{|P|}{S} = \frac{\operatorname{Re}\{\underline{Z}_1\}}{\underline{Z}_1} = \cos(\varphi) . \quad (\text{C.1})$$

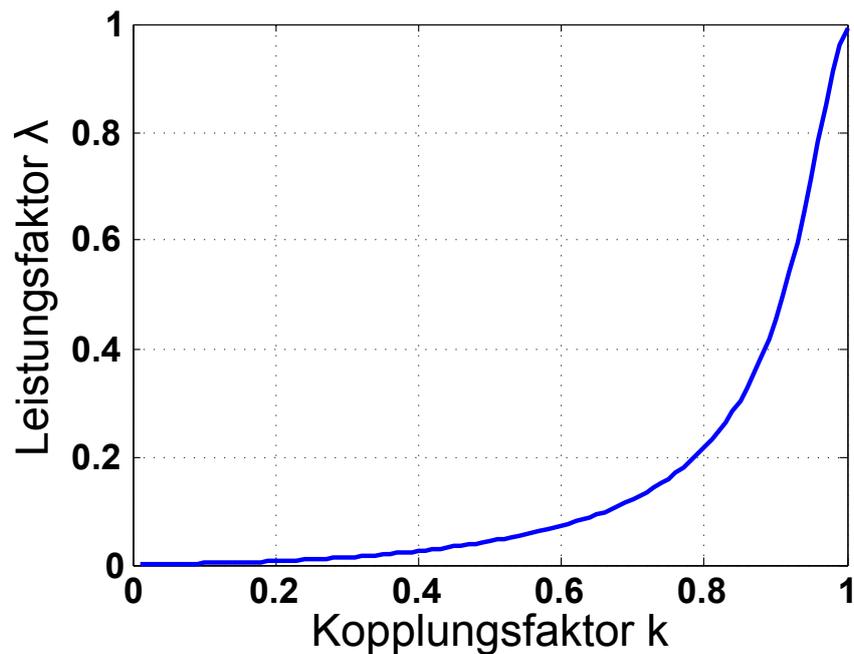


Abbildung C.1: Leistungsfaktor λ in Abhängigkeit vom Kopplungsfaktor k des Spulensystems

$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{j\omega M}{R_2 + j\omega L_2 + R_{\text{Last}}} \quad (\text{C.2})$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{\operatorname{Im}\{\underline{Z}_1\}}{\operatorname{Re}\{\underline{Z}_1\}}\right) \quad (\text{C.3})$$

C.2 Kompensationsstrategien

Bei gekoppelten Spulensystemen, die resonant betrieben werden sollen, ist die Auslegung der Kompensationsschaltung abhängig von der Kompensationsstrategie der Sekundärspule. Diese Zusammenhänge sind u.a. in [WSC05] zu finden und hier für die Auslegung anderer WPT-Systeme in Tabelle C.2 gezeigt. Für die beidseitige serielle Kompensation, die auch für die Simulationen dieser Arbeit eingesetzt worden ist, genügt die Bestimmung von C_1 und C_2 nach Gleichung 4.5. Bei allen weiteren Varianten erfolgt die Berechnung über das entsprechende ESB und die dazugehörige reflektierte Impedanz nach Gleichung 4.3, wobei \underline{Z}_2 als komplexer Widerstand zu betrachten ist.

Tabelle C.1: Berechnung der Kompensationskapazitäten für unterschiedliche Konzepte induktiver Ladesysteme. ‘S‘ - seriell; „P“ - parallel

Topologie	Kompensationskondensator C_1
SS	$\frac{1}{\omega_r^2 L_1} = \frac{C_2 L_2}{L_1}$
SP	$\frac{C_2 L_2}{L_1} \cdot \frac{1}{1 - k^2}$
PS	$\frac{C_2 L_2}{L_1} \cdot \frac{1}{Q_2^2 k^4 + 1}$
PP	$\frac{C_2 L_2}{L_1} \cdot \frac{1 - k^2}{Q_2^2 k^4 + 1 - k^2}$

Tabelle C.2: Berechnung der Kompensationskapazitäten für unterschiedliche Konzepte induktiver Ladesysteme.

„S“ - seriell
 „P“ - parallel

C.3 Wirkungsgrad eines kompensierten Spulensystems

Mit Blick auf das ESB für das kompensierte Spulensystem (Abbildung 4.1) ergibt sich bei der Resonanzkreisfrequenz ω_r folgender Zusammenhang für die in die Sekundärspule induzierte Spannung U_{21} :

$$\underline{U}_{21} = \underline{I}_2(R_2 + R_{\text{Last}}) = \omega_r M \underline{I}_1 = \omega k \sqrt{L_1 L_2} \cdot \underline{I}_1 \quad (\text{C.4})$$

Die Spulengüte nach (4.6)) kann in C.4 eingesetzt werden:

$$\underline{U}_{21} = \underline{I}_2(R_2 + R_{\text{Last}}) = \omega_r k \sqrt{Q_{S,1} Q_{S,2} R_1 R_2} \cdot \underline{I}_1 . \quad (\text{C.5})$$

Nach \underline{I}_1 umgestellt und in Gleichung 4.7 eingesetzt, kann der Wirkungsgrad η wie folgt geschrieben werden:

$$\eta = \frac{R_{\text{Last}}}{\frac{(R_2 R_{\text{Last}})^2}{k^2 Q_{S,1} Q_{S,2} R_2} + R_2 + R_{\text{Last}}} . \quad (\text{C.6})$$

Die Maximierung des Wirkungsgrades erfolgt für das Widerstandsverhältnis aus Last- und Spulenwiderstand der Sekundärspule R_{Last}/R_2 .

$$\eta(a) = \frac{1}{\frac{a + \frac{1}{a} + 2}{k^2 Q_{S,1} Q_{S,2}} + \frac{1}{a} + 1} \quad (\text{C.7})$$

Nun kann aus der notwendigen Bedingung $\frac{d\eta(a)}{da} = 0$ ein Optimum für das Widerstandsverhältnis a^* ermittelt werden:

$$a^* = \sqrt{1 + k^2 Q_{S,1} Q_{S,2}} = \frac{R_{\text{Last}}^*}{R_2} . \quad (\text{C.8})$$

Aus C.8 kann der optimale Lastwiderstand entnommen werden.

Die hinreichende Bedingung $\frac{d^2\eta(a)}{d^2a} < 0$ zeigt, dass die gefundene Extremstelle von $\eta(a)$ ein Maximum ist.

Nun kann der maximale Wirkungsgrad der Übertragungsstrecke aus Kopplungsfaktor und Spulengüte bestimmt werden (siehe auch Gleichung 4.8).

$$\eta_{\text{max}} = \frac{k^2 Q_{S,1} Q_{S,2}}{\left(1 + \sqrt{k^2 Q_{S,1} Q_{S,2}}\right)^2}$$

C.4 Spitzenwert der Eingangsspannung unter Vorgabe einer Ausgangsleistung

Für die Simulation oder die Regelung eines WPT-Systems kann es hilfreich sein, bei Vorgabe einer Eingangsspannung den Zusammenhang zur entnehmbaren Leistung an der Last $\hat{u}_1(P_2)$ zu kennen.

Die entnehmbare Wirkleistung lässt sich wie folgt bestimmen:

$$P_2 = \eta \cdot \frac{1}{2} \cdot \hat{u}_1 \hat{i}_1 \cos \varphi . \quad (\text{C.9})$$

Im Resonanzpunkt, bei abgestimmtem Betrieb und unter Verwendung der reflektierten Impedanz (Gleichung 4.3) vereinfacht sich das ESB entsprechend Abbildung C.2.

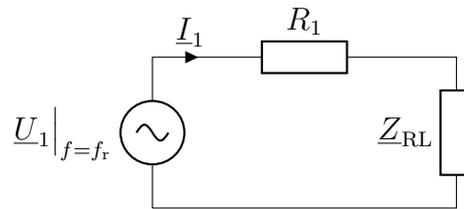


Abbildung C.2: ESB eines WPT Systems bei Betrieb im Resonanzpunkt, Kompensation der Selbstinduktionen und mit reflektierter Impedanz der Sekundärseite Z_{RL}

Der Realteil der Eingangsimpedanz des Systems \underline{Z}_1 ist:

$$\Re \{ \underline{Z}_1 \} = \frac{\hat{u}_1}{\hat{i}_1} \cdot \cos \varphi = R_1 + \underline{Z}_{RL} , \quad (\text{C.10})$$

mit $\underline{Z}_{RL} = \frac{\omega_r^2 M^2}{R_{\text{Last}} + R_2}$.

Da der Wert der reflektierten Impedanz bei ohm'scher Last eine positive, reelle Zahl ist, kann an dieser Stelle eine einfache Rechnung ohne Strom- und Spannungszeiger durchgeführt werden.

Aus Gleichung C.9 und C.10 ergibt sich:

$$\hat{u}_1(P_2) = \sqrt{\frac{2P_2 \cdot (R_1 + \underline{Z}_{RL})}{\eta \cdot \cos^2(\varphi)}} . \quad (\text{C.11})$$

D WPT-Systeme: Simulationsergebnisse für Einflussfaktoren auf Streufelder

Zur Erfassung der magnetischen Flussdichten innerhalb und außerhalb des Fahrzeugs wurden Feldaufpunkte entsprechend der Darstellung in Abbildung D.1 platziert. Die Simulationsergebnisse für die variierten Parameter finden sich in den Tabellen D.1 und D.2.

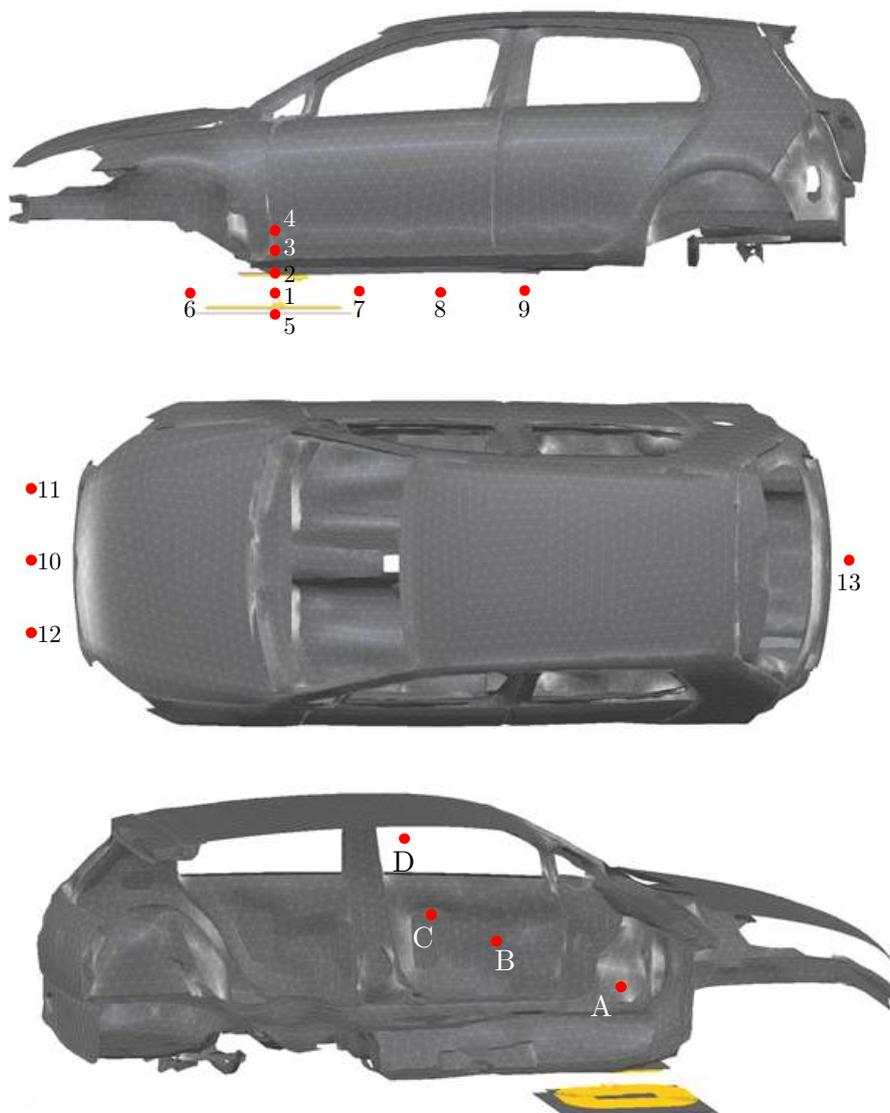


Abbildung D.1: Feldaufpunkte für die Simulation mit Fahrzeugkarosserie. Die Punkte außerhalb der Karosserie wurden in 20 cm Abstand zur Fahrzeugkante platziert.

Variante	Versatz										Abstand						
	Spulengeometrie				x		y		xy		xxy		5	10cm	15cm	20cm	
	Zirkular	DD	Zirkular	DD	Zirkular	DD	Zirkular	DD	Zirkular	DD	abgestimmt	unabgestimmt	DD	Zirkular	Zirkular	Zirkular	
k	0,17	0,16	0,17	0,16	0,13	0,16	0,16	0,16	0,16	0,16	0,16	0,06	0,06	0,16	0,16	0,16	0,16
η	0,91	0,91	0,91	0,87	0,88	0,86	0,87	0,87	0,83	0,93	0,76	0,70	0,87	0,87	0,87	0,87	0,87
1	5,24	17,86	5,42	32,67	8,79	22,78	9,61	11,02	44,06	44,06	44,06	68,16	4,44	4,79	5,24	5,04	5,04
2	4,81	16,68	4,98	30,17	7,99	21,19	8,76	10,04	40,51	40,51	40,51	62,58	3,57	4,15	4,81	4,72	4,72
3	3,97	14,47	4,11	25,30	6,53	18,25	7,16	8,21	33,61	33,61	33,61	51,77	2,68	3,24	3,97	4,18	4,18
4	1,46	6,03	1,50	9,82	2,26	7,23	2,48	2,84	12,35	12,35	12,35	18,81	0,96	1,17	1,46	1,68	1,68
5	5,36	18,23	5,55	33,41	9,06	23,27	9,89	11,35	45,09	45,09	45,09	69,78	4,78	4,98	5,36	5,17	5,17
6	2,96	11,49	3,10	20,15	4,71	14,16	5,58	6,42	26,57	26,57	26,57	40,94	2,38	2,62	2,96	2,99	2,99
7	5,32	23,80	5,35	38,63	8,56	29,56	8,73	9,98	49,32	49,32	49,32	75,80	4,89	5,09	5,32	4,81	4,81
8	3,45	20,69	3,42	30,68	5,27	23,83	5,23	5,97	36,38	36,38	36,38	55,05	3,03	3,27	3,45	3,17	3,17
9	1,94	13,84	1,92	19,86	2,81	14,99	2,80	3,19	22,46	22,46	22,46	33,57	1,57	1,80	1,94	1,84	1,84
10	2,67	10,29	2,74	20,06	3,02	10,15	3,27	3,68	21,12	21,12	21,12	32,27	2,76	2,73	2,67	2,07	2,07
11	2,22	8,84	2,28	17,03	2,53	8,40	2,75	3,09	17,09	17,09	17,09	26,01	2,20	2,22	2,22	1,77	1,77
12	2,30	8,84	2,36	16,90	2,58	9,06	2,79	3,15	18,69	18,69	18,69	28,61	2,29	2,31	2,30	1,84	1,84
13	0,33	2,60	0,33	3,69	0,39	2,55	0,40	0,46	3,88	3,88	3,88	5,71	0,25	0,30	0,33	0,33	0,33
A	0,64	0,37	0,58	0,75	0,69	0,64	0,57	0,57	1,01	1,01	1,01	1,42	0,39	0,46	0,64	0,83	0,83
B	0,11	0,38	0,11	0,48	0,13	0,39	0,14	0,16	0,52	0,52	0,52	0,68	0,08	0,09	0,11	0,12	0,12
C	0,05	0,22	0,05	0,27	0,05	0,22	0,05	0,05	0,28	0,28	0,28	0,38	0,04	0,04	0,05	0,05	0,05
D	0,05	0,20	0,04	0,32	0,08	0,21	0,08	0,09	0,36	0,36	0,36	0,53	0,04	0,04	0,05	0,04	0,04

Tabelle D.1: Simulationsergebnisse für WPT-Systeme mit Zirkular- oder DD-Spulen bei Variation des Versatzes von Primär- und Sekundärspule sowie unterschiedlichen Abständen zwischen den Spulen eines Zirkular-Systems.

Variante	Spulengeometrie			EMV-Maßnahme			μ_r magnetische Materialien zur Flussführung						Karosseriematerial						
	Zirkular		DD	Zirkular		DD	Zirkular		DD	10000		100		0		Stahl		Alu	
	Zirkular	DD	Zirkular	DD	Zirkular	DD	Zirkular	DD	Zirkular	DD	Zirkular	DD	Zirkular	DD	Zirkular	DD	Zirkular	DD	
k	0,17	0,16	0,15	0,17	0,18	0,18	0,17	0,17	0,17	0,18	0,17	0,17	0,17	0,01	0,16	0,18	0,16	0,17	0,17
η	0,91	0,91	0,91	0,91	0,92	0,93	0,90	0,91	0,91	0,93	0,90	0,91	0,91	0,59	0,87	0,92	0,87	0,92	0,92
1	5,24	17,86	1,35	13,62	5,24	16,71	5,50	16,61	7,40	16,71	5,50	16,61	7,40	10,46	5,57	16,70	5,55	17,66	17,66
2	4,81	16,68	1,24	12,68	4,81	15,60	5,05	15,51	6,82	15,60	5,05	15,51	6,82	9,62	5,11	15,59	5,09	16,42	16,42
3	3,97	14,47	1,02	10,99	3,97	13,47	4,18	13,45	5,70	13,47	4,18	13,45	5,70	7,85	4,22	13,53	4,18	14,20	14,20
4	1,46	6,03	0,36	4,52	1,46	5,55	1,54	5,59	2,16	5,55	1,54	5,59	2,16	2,89	1,55	5,64	1,54	5,87	5,87
5	5,36	18,23	1,39	13,92	5,37	17,05	5,64	16,95	7,58	17,05	5,64	16,95	7,58	10,70	5,71	17,04	5,68	18,06	18,06
6	2,96	11,49	0,71	9,19	2,96	10,18	3,11	10,62	4,18	10,18	3,11	10,62	4,18	8,23	3,15	10,75	3,10	11,30	11,30
7	5,32	23,80	1,39	18,31	5,32	22,04	5,60	22,10	7,82	22,04	5,60	22,10	7,82	6,96	5,66	22,25	5,75	23,82	23,82
8	3,45	20,69	0,87	16,04	3,46	18,84	3,65	19,16	5,33	18,84	3,65	19,16	5,33	3,57	3,67	19,35	3,80	20,72	20,72
9	1,94	13,84	0,47	10,71	1,95	12,52	2,06	12,80	3,10	12,52	2,06	12,80	3,10	1,92	2,07	12,95	2,17	13,81	13,81
10	2,67	10,29	0,52	7,49	2,68	9,42	2,82	9,53	3,99	9,42	2,82	9,53	3,99	2,23	2,84	9,64	2,98	10,22	10,22
11	2,22	8,84	0,43	6,49	2,22	8,09	2,34	8,19	3,31	8,09	2,34	8,19	3,31	1,92	2,36	8,28	2,47	8,76	8,76
12	2,30	8,84	0,45	6,43	2,31	8,07	2,43	8,19	3,45	8,07	2,43	8,19	3,45	1,87	2,45	8,28	2,55	8,77	8,77
13	0,33	2,60	0,07	2,00	0,33	2,33	0,35	2,40	0,54	2,33	0,35	2,40	0,54	0,25	0,35	2,43	0,37	2,54	2,54
A	0,64	0,37	0,35	0,23	0,64	0,48	0,67	0,37	0,80	0,48	0,67	0,37	0,80	1,19	0,68	0,36	0,15	0,31	0,31
B	0,11	0,38	0,04	0,30	0,11	0,34	0,11	0,35	0,16	0,34	0,11	0,35	0,16	0,32	0,11	0,35	0,08	0,19	0,19
C	0,05	0,22	0,01	0,16	0,05	0,19	0,05	0,20	0,07	0,19	0,05	0,20	0,07	0,13	0,05	0,20	0,02	0,18	0,18
D	0,05	0,20	0,02	0,16	0,05	0,19	0,05	0,19	0,06	0,19	0,05	0,19	0,06	0,11	0,05	0,19	0,03	0,15	0,15

Tabelle D.2: Simulationsergebnisse für WPT-Systeme mit Zirkular- oder DD-Spulen bei Variation der relativen Permeabilitätszahl des magnetischen Materials zur Flussführung, des Karosseriematerials und einer zusätzlichen Alu-Platte zur Abschirmung.

E WPT-Systeme: Komponententest

E.1 Simulation einer EMV-Prüfung von WPT-Systemen

In [WCRV18] wurde der von CISPR B vorgeschlagene EMV-Test für WPT-Systeme simulativ betrachtet. Nachdem das WPT-System mit dem in Abschnitt 4.3 gezeigten Verfahren modelliert wurde, können Unterschiede zwischen Komponenten- und Fahrzeugprüfung herausgestellt werden. In der Komponentenprüfung wurde als Fahrzeugnachbildung eine Metallplatte mit den Abmessungen 1,5 m × 1,5 m angenommen (rot, Abbildung E.1).



Abbildung E.1: Komponenten- und Fahrzeugsimulation eines WPT-Systems mit Tischplatte (rot) bzw. Fahrzeugkarosserie. Die Schleifenantennen sind in 3 bzw. 10 m Entfernung vom EUT-Ring (grün) in 1,3 m Höhe positioniert.

Die Abbildung E.1 zeigt das Vorgehen. Das WPT-System wurde im Bereich der Vorderachse „montiert“ und bildet das Zentrum eines gedachten „EUT-Rings“. Der Durchmesser des EUT-Rings bestimmt sich durch den Abstand des Mittelpunktes zur äußersten Stelle des Prüflings (hier: Fahrzeugkarosserie). Für eine Prüfung nach CISPR B ist eine Schleifenantenne mit 60 cm Durchmesser vorgeschrieben. Diese wird im Abstand von 3 bzw. 10 m Abstand vom EUT-Ring positioniert und in drei Polarisationsrichtungen (x, y und z) in einer Höhe von 1,3 m gedreht. Die Nachbildung der Schleifenantenne geschieht durch Positionierung von Feldaufpunkten entlang des Schleifenumfangs [Ghe15]. Die magnetische Feldstärke kann anschließend über Mittelwertbildung der Probes für die unterschiedlichen Antennenpositionen i und -polarisationen j geschehen.

$$\bar{H}_{i,j} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N H_n|_{i,j} \quad (\text{E.1})$$

Tabelle E.1 zeigt die berechneten magnetischen Feldstärken für Komponenten- und Fahrzeugsimulation. Es ist zu erkennen, dass die Feldstärken in der Komponentensimulation geringer sind als bei der Simulation mit Fahrzeugkarosserie. Hier konnte eine maximale Abweichung von 4 dB bei seitlicher Antennenposition in 3 m Messentfernung festgestellt

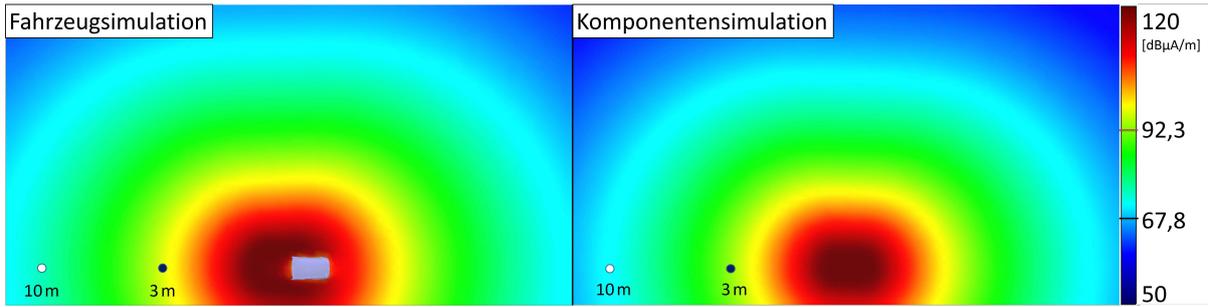


Abbildung E.2: Gegenüberstellung der magnetischen Feldverteilung in dB($\mu A/m$) eines WPT-Systems im Fahrzeugsimulation (links) und Komponentensimulation (rechts). Die Grenzwerte aus CISPR 12 bei 85 kHz für 3 m (schwarz) und 10 m (rot) sind in der Legende markiert.

werden. Somit kann ein Komponententest für WPT-Systeme nach CISPR B das Verhalten dieser System im Fahrzeug gut annähern (vergleiche Abbildung E.2).

Tabelle E.1: Simulationsergebnisse für unterschiedliche Konfigurationen für die Antennenpolarisation mit maximaler magnetische Feldstärke für die Abstände 3 und 10 m.

Antennenposition	H_{\max} in dB($\mu A/m$)			
	Fahrtrichtung 10 m	Fahrtrichtung 3 m	Seite 10 m	Seite 3 m
Fahrzeug	76,8	96,7	71	91,2
Fahrzeug, Versatz	78,9	98,9	73,3	93,6
Komponententest, Stahl	73,1	93	67,2	87,2
Komponententest, Stahl, großer Tisch	72,7	92,6	66,8	86,9
Komponententest, Alu	72,8	92,6	66,8	86,8
Komponententest, Versatz	75,5	95,5	69,6	89,9

E.2 Simulationsergebnisse des WPT-Komponententest

Tabelle E.2 zeigt Simulationsergebnisse für einen WPT-Komponententest mit unterschiedlichen Konfigurationen der Spulensysteme und der Metallplatte.

	Parameter	Spulentyp		Plattendicke		Material	Abstand Spule zur Platte	Versatz
	Variante	Zirkular	DD	1mm	1cm	Aluminium	6 cm	75 mm, 100 mm
	k	0,17	0,18	0,16	0,16	0,16	0,17	0,16
	η	0,79	0,94	0,87	0,86	0,93	0,91	0,75
B in μ T, Abstand in cm zum Zentrum der Primärspule	0	3997,1	2861,0	3836,5	3795,7	5222,1	4058,5	75750,5
	10	3373,8	2089,7	3217,9	3208,1	4025,8	3353,4	68117,1
	20	2007,8	1104,1	1930,4	1949,5	2475,6	1846,1	43399,5
	30	821,0	463,7	800,2	794,8	1079,8	768,2	35321,4
	40	203,6	203,5	198,0	194,0	236,4	216,3	13691,6
	50	52,0	114,3	50,0	48,5	50,4	65,6	3247,2
	60	13,5	69,1	12,8	12,4	10,8	20,8	772,2
	70	3,4	42,1	3,1	3,3	2,4	6,7	178,2
	80	0,9	25,7	0,9	0,9	0,6	2,2	44,8
	90	0,3	16,5	0,5	0,3	0,2	0,8	25,9
	100	0,2	11,2	0,4	0,1	0,1	0,3	18,2
	110	0,1	8,0	0,3	0,1	0,1	0,2	13,0
	120	0,1	5,9	0,2	0,0	0,1	0,1	9,4
	130	0,05	4,51	0,18	0,04	0,04	0,06	7,00
	140	0,03	3,52	0,13	0,03	0,03	0,04	5,28
	150	0,03	2,80	0,11	0,02	0,03	0,03	4,04
B in μ T, 10 cm über Platte	11,5	5,9	34,0	4,0	0,9	8,5	80,5	

Tabelle E.2: Simulationsergebnisse der magnetischen Flussdichte im Komponententest mit Metallplatte für unterschiedliche Varianten. Als Referenzsystem gilt hier ein ausgerichtetes Zirkular-System mit 2 mm dicker Stahlplatte, die in 2 mm Abstand zur Sekundärspule platziert wurden ist.