

Computergestützte Methoden zur Untersuchung der elektromagnetischen Umweltverträglichkeit induktiver Ladesysteme für Kraftfahrzeuge

von der Fakultät für
Elektrotechnik, Informationstechnik und Medientechnik
der Bergischen Universität Wuppertal
genehmigte

Dissertation

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

von

Carsten Cimala, M.Sc.

aus

Wuppertal

Wuppertal 2017

Tag der mündlichen Prüfung: 10. November 2017
Referent: Univ.-Prof. Dr. rer. nat. Markus Clemens
Korreferent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Benedikt Schmülling

Die Dissertation kann wie folgt zitiert werden:

urn:nbn:de:hbz:468-20180625-095320-1

[<http://nbn-resolving.de/urn/resolver.pl?urn=urn%3Anbn%3Ade%3Ahbz%3A468-20180625-095320-1>]

Inhaltsverzeichnis

Verzeichnisse	
Inhaltsverzeichnis	I
Abkürzungsverzeichnis.....	III
Tabellenverzeichnis	IV
Abbildungsverzeichnis	V
Symbolverzeichnis	XI
1 Einleitung	1
1.1 Motivation.....	1
1.2 Zielsetzung und Konzept	5
2 Aktuelle Grenzwerte.....	7
2.1 Richtlinie für niederfrequente Feldexposition	8
2.2 Richtlinie für hochfrequente Feldexposition.....	9
3 Methodik und numerische Verfahren.....	10
3.1 Feldtheoretische Grundlagen und die Finite Integrationsmethode.....	12
3.2 Magneto-Quasistatische Formulierung.....	16
3.3 „Scalar Potential Finite Difference“-Ansatz	17
3.4 Frequenzskalierungsverfahren	19
3.4.1 Annahmen	19
3.4.2 Implementierung und Validierung.....	21
3.5 Erweiterte Frequenzskalierung.....	23
3.6 Oberflächen-Äquivalenz-Theorem.....	27
4 Expositionsszenarien	47
4.1 Prototyp eines induktiven Ladesystems.....	47
4.1.1 Problemstellung.....	47
4.1.2 Induktivität einer flachen Einzelschicht-Spiral-Spule.....	55
4.1.2.1 Archimedische Spirale (inverse conical) - Wheeler-Formel.....	55
4.1.2.2 Modifizierte Wheeler - Formel.....	56
4.1.2.3 „Expression Based on Current Sheet Approximation“	56
4.1.2.4 „Data Fitted Monomial Expression“ - Methode.....	57
4.1.2.5 Grover- / Wheeler - Formulierung.....	58
4.1.3 Kopplungsfaktoren des induktiven Ladesystems gemäß der Laboranordnung	59
4.1.4 Erweiterte Spule gemäß der Laboranordnung	63
4.2 Exposition unterhalb des Fahrzeugs.....	68
4.2.1 Problemstellung.....	68

4.2.2	Anatomische Simulationsmodell eines Menschen	70
4.2.3	Modell eines Kleinwagens	71
4.2.4	Ergebnisse	72
4.3	Insassenexposition	75
4.3.1	Beschreibung des Expositionsszenarios	75
4.3.2	Modell einer Limousine	76
4.3.3	Ergebnisse	78
4.4	Passantenexposition	80
4.4.1	Beschreibung des Expositionsszenarios	80
4.4.2	Ergebnisse	82
5	Fazit.....	85
5.1	Zusammenfassung	85
5.2	Ausblick	87
	 Anhang.....	 100
	Literatur	100
	Liste eigener Veröffentlichungen	102
	Meta-File Generator	105
	Data Converter	114

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bezeichnung
Al	Aluminium
CFK	Carbonfaserverstärkter Kunststoff
CFL	Courant-Friedrichs-Lewy
CFRP	Carbon-fiber-reinforced plastic
CST	Computer Simulation Technology
DUT	Device Under Test
EM	elektromagnetisch
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EMVU	Elektromagnetische Verträglichkeit unter Umweltaspekten
EU	Europäische Union
FDTD	Finite Differenzen im Zeitbereich (Time Domain)
FIT	Finite Integrationsmethode
FITD	Finite Integrationsmethode im Zeitbereich (Time Domain)
GPU	Graphic Processing Unit
HPC	High Performance Computing
IAA	Internationale Automobil-Ausstellung
ICNIRP	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection
IISB	Fraunhofer-Institut für integrierte Systeme und Bauelementtechnologie
IPT	Inductive Power Transfer
IT'IS	Foundation for Research on Information Technologies in Society
KFK	Kohlenstofffaserverstärkter Kunststoff
LF	Low Frequency
MoM	Method of Moments
MQS	Magneto-Quasistatik
PMC	Perfect Magnetic Conducting
SAR	Spezifische Absorptionsrate
SF	Scaled Frequency
SPFD	Scalar-Potential Finite Difference
WEVC	Wireless Electric Vehicle Charging

Tabellenverzeichnis

Tabelle 2.1:	Referenzwerte für die Exposition von Menschen in der Öffentlichkeit durch elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder nach [ICNIRP, 2010] und [BImSchV2] (11. Anhang 1a).....	8
Tabelle 2.2:	Relevante Basisgrenzwert-Empfehlungen für die Exposition von Menschen in der Öffentlichkeit durch elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder.	9
Tabelle 3.1:	Dualitätsgleichungen für elektrische und magnetische Stromquellen. Übersetzt aus [Balanis, 1989].....	29
Tabelle 4.1:	Koeffizienten für die modifizierte Wheeler Formulierung nach [Mohan, 1999].....	56
Tabelle 4.2:	Koeffizienten für die „Expression based and Sheet Current“-Formulierung [Mohan, 1999].....	57
Tabelle 4.3:	Koeffizienten für die „Data Fitted Monomial Expression“-Formulierung [Mohan, 1999].....	57
Tabelle 4.4:	Induktivitäten der Spulen durch Einfügen eines in der Höhe veränderlichen ferromagnetischen Blocks zwischen Primär- und Sekundärspule beginnend von $z = 0$ mm (nicht vorhanden) bis $z = 100$ mm (durchgehend).	59
Tabelle 4.5:	Induktivitäten der Spulen nach Einfügen verschiedener ferromagnetischer Bauteile.	60
Tabelle 4.6:	Induktivitäten berechnet aus der schrittweise erweiterten Primärspulen-Simulation	64
Tabelle 4.7:	Induktivitäten berechnet aus der schrittweise erweiterten Sekundärspulen-Simulation	65
Tabelle 4.8:	Induktivitäten des schrittweise erweiterten induktiven Ladesystems bei einem Abstand von 100 mm zwischen den Schirmplatten.	66
Tabelle 4.9:	Vergleich der Ergebnisse mit den Basisgrenzwert-Empfehlungen für die Exposition von Menschen in der Öffentlichkeit durch elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder für einem Spulenstrom $NI = 144$ bei einer Anregungsfrequenz $f = 140$ kHz.....	74
Tabelle 4.10:	Ergebnisse der Insassensimulation skaliert für eine Anregungsfrequenz von 140 kHz.	79

Abbildungsverzeichnis

- Abbildung 3.1: Eine in x -Richtung propagierende homogene Ebene Welle exponiert eine verlustbehaftete Kugel (blau) mit Radius $r = 165$ mm und Leitfähigkeit $\kappa = 0,35$ S m^{-1} . Die Auswertelinien in die drei Achsenrichtungen sind in grau angedeutet. 21
- Abbildung 3.2: Vergleich ausgewählter elektrischer Feldkomponenten entlang der Auswertungslinien aus Abbildung 3.1 zwischen den Ergebnissen der analytischen und numerischen Lösung aus der Originaldarstellung [Gandhi, 1992] und der implementierten Methode. 22
- Abbildung 3.3: Ansicht des IPTs mit durchgehender Auswertelinie (blau) zur Untersuchung von dünnen Schichten durch die Spulenachse. 24
- Abbildung 3.4: Aufbau des IPTs mit durchgehender Auswertelinie (blau) zur Untersuchung von dünnen Schichten durch die Spulenachse. Übersetzte Darstellung aus [Cimala, 2015]. 25
- Abbildung 3.5: Amplitude der magnetischen Feldstärke entlang der Spulenachse in z -Richtung mit $z = 0$ oberhalb der Sekundärspule und $z = 400$ unterhalb der Primärspule. Berechnung mittels EMS LF Löser bei 140 kHz (blau), bei 2000 kHz ohne Leitfähigkeitsskalierung (rot) und bei 2000 kHz mit Leitfähigkeitsskalierung (grün). 26
- Abbildung 3.6: Amplitude der elektrischen Feldstärke entlang der Spulenachse in z -Richtung mit $z = 0$ oberhalb der Sekundärspule und $z = 400$ unterhalb der Primärspule. Berechnung mittels EMS LF Löser bei 140 kHz (blau), bei 2000 kHz ohne Leitfähigkeitsskalierung (rot) und bei 2000 kHz mit Leitfähigkeitsskalierung (grün). 26
- Abbildung 3.7: Anordnung der a) ursprüngliche Quellen und b) mit Ersatzquellen... 31
- Abbildung 3.8: Schematische Darstellung der Leerfeldsimulation inklusive der offenen Randbedingungen als „perfect matched layer“, kurz PML. 32
- Abbildung 3.9: Schematische Darstellung der Simulation mit Ersatzquellen. 32
- Abbildung 3.10: Ansicht der kreisrunden Leiterschleife mit einer dielektrischen Kugel und zwei Aufpunkten für die virtuellen Huygensflächen bei einer späteren Leerfeldsimulation. 33
- Abbildung 3.11: Betrag der elektrischen Feldstärke entlang der Auswertelinie durch die verlustbehaftete dielektrische Kugel bei Variation des Quellabstandes. 34

Abbildung 3.12: Mittiger Schnitt durch das Simulationsmodell. In grün eine Halbkugel gefüllt mit Muskelgewebe. In Blau ist dahinter eine Huygensfläche angedeutet.	35
Abbildung 3.13: Betrag der internen elektrischen Feldstärke entlang einer Auswertelinie in x -Richtung.	36
Abbildung 3.14: Betrag der internen elektrischen Feldstärke entlang einer Auswertelinie in x -Richtung mit skaliertem Darstellung zur besseren Lesbarkeit für die innenliegenden Punkte.	36
Abbildung 3.15: Schnitt mittig durch eine Kugel. In Grün eine Halbkugel gefüllt mit Muskelgewebe und in Braun mit Fettgewebe. In Blau ist dahinter eine Huygensfläche angedeutet.	37
Abbildung 3.16: Betrag der internen elektrischen Feldstärke in x -Richtung mittig durch zwei Halbkugeln.	37
Abbildung 3.17: Mittiger Schnitt durch das Simulationsmodell. Grüne Hohlkugel gefüllt mit Muskelgewebe und innenliegend in Braun eine Vollkugel mit Fettgewebe. In Blau ist dahinter eine Huygensfläche angedeutet.	38
Abbildung 3.18: Betrag der internen elektrischen Feldstärke in x -Richtung mittig durch die Kugel.	38
Abbildung 3.19: Mittiger Schnitt durch das Simulationsmodell. In grün ein Vollquader der mit Muskelgewebe gefüllt ist. In Blau ist dahinter eine Huygensfläche angedeutet.	39
Abbildung 3.20: Betrag der internen elektrischen Feldstärke mittig in x -Richtung durch den Quader.	39
Abbildung 3.21: Mittiger Schnitt durch das Simulationsmodell. Die Quader sind gefüllt mit Muskelgewebe (grün) und innenliegend Fettgewebe (braun). In Blau ist dahinter eine Huygensfläche angedeutet.	40
Abbildung 3.22: Betrag der internen elektrischen Feldstärke mittig in x -Richtung.	40
Abbildung 3.23: Mittiger Schnitt durch das Simulationsmodell. Die Quader sind gefüllt mit Muskelgewebe (grün) und innenliegend Fettgewebe (braun). In Blau ist dahinter eine Huygensfläche angedeutet.	41
Abbildung 3.24: Betrag der internen elektrischen Feldstärke in x -Richtung durch beide Quader hindurch.	41
Abbildung 3.25: Mittiger Schnitt durch das Simulationsmodell. Die Quader sind gefüllt mit Muskelgewebe (grün) und innenliegend Fettgewebe (braun).	42

Abbildung 3.26: Betrag der internen elektrischen Feldstärke in x -Richtung durch zwei Quader.....	42
Abbildung 3.27: Ansicht des Würfels bestehend aus 64 Subquadern. Diese sind abwechselnd gefüllt mit Muskelgewebe (grün) und Fettgewebe (braun). Die Verlängerung der Auswertelinie ist in Blau angedeutet.....	43
Abbildung 3.28: Betrag der internen elektrischen Feldstärke entlang einer Auswertelinie in x -Richtung durch vier Quader hindurch.....	43
Abbildung 3.29: Menschmodell über einer Leiterschleife als a) Draufsicht und b) Frontansicht.....	44
Abbildung 3.30: Elektrische Feldstärkeverteilung entlang einer Auswertelinie inmitten des Körpers.....	44
Abbildung 3.31: Magnetische Feldstärkeverteilung entlang einer Auswertelinie inmitten des Körpers.....	45
Abbildung 4.1: Prototyp eines induktiven Ladesystems. Blick auf die Primärspule mit einer Aluminiumplatte, darauf kreisförmig verbundenen Ferritstäben aus dem Werkstoff Mannifer 198 und darauf spiralförmig verlegter und fixierter Kupferlitzendraht.	47
Abbildung 4.2: Prototyp eines induktiven Ladesystems. Blick auf die Sekundärspule mit einer Aluminiumplatte, darauf kreisförmig verbundenen Ferritstäben aus dem Werkstoff Mannifer 198 und darauf spiralförmig verlegt und fixiert Kupferlitzendraht. Die Abmessungen sind insgesamt etwas kleiner als bei der Primärspule.	48
Abbildung 4.3: Aufbau der Primärspule.	48
Abbildung 4.4: Materialzuordnung für die Primärspule. Der Spulendraht ist als perfekt leitender dünner Draht modelliert.....	49
Abbildung 4.5: Einfache Leiterschleife.	49
Abbildung 4.6: Auswertelinien und Ansicht der Leiterschleife mit diskreter Stromquelle (roter Kegel).	50
Abbildung 4.7: Normierter Verlauf des Momentanwerts der magnetischen Feldstärke auf einem Schnitt bei $y = 0$ parallel zur Flächennormalen bei einer Frequenz von 2 MHz und Phasenlage 0° für $\bar{H}_{\max} = 115 \text{ Am}^{-1}$	50
Abbildung 4.8: Amplitude der magnetischen Feldstärke entlang der Spulenachse einer kreisförmigen Leiterschleife.	51

Abbildung 4.9:	Kreisförmige Leiterschleife mit einem darunterliegenden Ferritzylinder mit $R_{\text{innen}} = 100 \text{ mm}$, $R_{\text{außen}} = 320 \text{ mm}$, Höhe $h = 4 \text{ mm}$ mit 2 mm Abstand zum Draht und einer relativen Permeabilität $\mu_r = 1000$	52
Abbildung 4.10:	Verlauf der normierte Amplitude der magnetischen Feldstärke bei $y = 0$ für $\bar{H}_{\text{max}} = 83,4 \text{ Am}^{-1}$	52
Abbildung 4.11:	Ergänzung des Modells der Anregungsspule mit einer perfekt leitenden Metallplatte.....	53
Abbildung 4.12:	Amplitude der magnetischen Feldverteilung und zusätzlichem Schnitt im Bereich des Leiters.	53
Abbildung 4.13:	Ansicht des numerischen Gitters bei ausgeblendetem Ferrit mit einer kleinsten Kantenlänge von 1 mm mit ausgeblendeter Ferritscheibe. .	54
Abbildung 4.14:	Die archimedische Spirale [Quelle Wikicommons:Archimedean_spiral_8revolution.svg, letzter Zugriff 03.02.2016.].....	55
Abbildung 4.15:	Schematische Darstellung der Koeffizienten für die „Expression Based on Current Sheet Approximation“ nach [Mohan, 1999].....	56
Abbildung 4.16:	Darstellung der Eingabeparameter für die Grover-Formulierung [Grover, 2004].....	58
Abbildung 4.17:	Seitliche Ansicht des magnetostatischen geometrischen Modells bestehend aus Primär- und Sekundärspule mit einem in der Höhe variablen Ferritblock, hier $z = 50 \text{ mm}$	59
Abbildung 4.18:	Ansicht des IPTs mit hohlem durchgehenden Ferritzylinder.....	60
Abbildung 4.19:	Ansicht des IPTs mit durchgehenden Ferritvollkonus.....	61
Abbildung 4.20:	Verteilung der normierten magnetischen Feldstärke bei $x = \text{konst.} = 0 \text{ mm}$ für $ \bar{H}_{\text{max}} = 577 \text{ A m}^{-1}$	61
Abbildung 4.21:	Ansicht des IPTs mit hohlem durchgehenden Ferritkonus.....	62
Abbildung 4.22:	Abmessungen der Primärspule mit ausgeblendeter Schirmplatte.	63
Abbildung 4.23:	Abmessung der Sekundärspule.	64
Abbildung 4.24:	Ansicht der Primär- und Sekundärspule in halb-transparenter Darstellung.	65
Abbildung 4.25:	Magnetfeld als Feldstärke für a) die abgerundeten Kanten und b) mit Kanten. Normierung wurde für das 2D Maximum der magnetisches Feldstärke für den Fall mit Kanten durchgeführt ($H_{2D, \text{max}} = 635 \text{ A m}^{-1}$).	67

- Abbildung 4.26: Ansicht eines vereinfachten geometrischen IPT Modells mit Aluminium Schirmung (grün), Ferritstäben (lila) und Spulendraht (silber)..... 68
- Abbildung 4.27: Ansicht des Kleinwagenmodells mit einem daneben liegenden anatomischen Menschmodell. Auf der rechten Schulter liegend greift er in den Luftspalt des IPTs mit der Hand auf Höhe der Spulendrähte [Cimala, 2016b]..... 69
- Abbildung 4.28: Anatomische Menschmodelle für Passanten in a) Frontalansicht, b) Seitenansicht und c) als Insasse, hier als Beifahrer mit abgewinkelten Armen dargestellt. 70
- Abbildung 4.29: Kleinwagenmodell in einer a) perspektivischen Ansicht und b) frontalen Ansicht mit IPT unter dem Fahrzeugboden. 71
- Abbildung 4.30: Ansicht auf den rechten Arm, der in den Luftspalt des IPTs greift. Die normierte elektrische Feldstärke ist an der Körperoberfläche und auf einer den Arm durchtretenden Fläche dargestellt. Die maximale elektrische Feldstärke $|\bar{E}_{\text{HandMax}}| = 142,74 \text{ V m}^{-1}$ (rms) tritt im Bereich der Hand auf [Cimala, 2016b]..... 72
- Abbildung 4.31: Perspektivische Ansicht der normierten SAR Verteilung mit einer maximalen $\text{SAR}_{\text{max}}(10 \text{ g}) = 11,26 \text{ mW kg}^{-1}$ [Cimala, 2016b]. 73
- Abbildung 4.32: Magnetische Feldstärke entlang einer Auswertlinie, beginnend von der Spulenachse mittig durch das IPT führend ($0 \text{ mm} < x < 1000 \text{ mm}$), erzeugt durch eine Spulenstromstärke von 144 A [Cimala, 2016b]... 73
- Abbildung 4.33: Computermodell einer Limousine, reduziert auf die relevanten elektrisch gut leitenden Teilkörper und in schwarz die Reifen zur Positionierung. Ein anatomisches Menschmodell als sitzender Insasse wird potentiell von einem IPT exponiert [Cimala, 2015]. 75
- Abbildung 4.34: Detailansicht des Volumenmodells eines typischen Sitzes bei ausgeblendeten Polstern..... 76
- Abbildung 4.35: Limousinenmodell in einer a) perspektivischen Ansicht, b) Innenansicht der Konsole und c) Ansicht mit Fahrermodell und ausgeblendeten Details..... 77
- Abbildung 4.36: Vollständige 3D Lösung der elektrischen Feldverteilung beschränkt auf das Körpergewebe in einer Ansicht von außerhalb (links) und vom Beifahrer aus gesehen (rechts) mit einem maximalen Betrag der elektrischen Feldstärke von 22 V m^{-1} [Cimala, 2015]. 78
- Abbildung 4.37: Induktives Ladesystem unter dem Fahrzeug positioniert und einem anatomischen Menschmodell seitlich daneben. 80

Abbildung 4.38: Spulenaufbau unterhalb des Autos im Unterschied zur bereits eingeführten Spulenanordnung hier ohne zusätzliche Schirmnplatte. 81

Abbildung 4.39: Magnetische Feldstärke eines IPTs im Querschnitt eines Kraftfahrzeugs mit dem im Feldbild angedeuteten Voxelmodell eines anatomischen Menschen und Huygensbox. 82

Abbildung 4.40: Verteilung der a) tangentialen magnetischen- und b) tangetialen elektrischen Feldstärke an der Oberfläche der Huygensbox..... 83

Abbildung 4.41: Verteilung der elektrischen Feldstärke im mittigen Schnitt des Voxelmodells des Menschen. Simuliert wurde a) mittels gekoppelten Frequenzskalierter FIT und b) mittels einer frequenzskalierten FIT Co-Simulation (entsprechend ohne elektrische Feldinformationen zur Bildung der Ersatzquellen)..... 83

Abildung 4.42: Relativer Fehler der körperinternen elektrischen Feldstärke, berechnet mittels a) dem gekoppelten Frequenzskalierungsverfahren mit elektrischen und magnetischen Ersatzstromquellen und b) der frequenzskalierten FIT Co-Simulation ohne magnetische Stromquellen, verglichen mit einer monolitischen Referenzsimulation mittels FIT. 84

Symbolverzeichnis

Symbol	Bezeichnung	Einheit
$\hat{\mathbf{a}}$	Vektor der Linienintegrale des magnetischen Vektorpotentials auf Gitterkanten	V s
A	Fläche	m ²
\bar{A}	Produkt aus Fläche und Normalenvektor	m ²
A_x	Flächenkomponente in x-Richtung	–
A_y	Flächenkomponente in y-Richtung	–
A_z	Flächenkomponente in z-Richtung	–
$\hat{\mathbf{b}}$	Vektor des magnetischen Gitterflusses	V s
\bar{B}	Magnetischer Flussdichte	T=V s/m ²
c	Lichtgeschwindigkeit	m/s
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum	m/s
C	Courant-Zahl	–
\mathbf{C}	Diskreter Rotationsoperator des primalen Gitters	–
$\tilde{\mathbf{C}}$	Diskreter Rotationsoperator des dualen Gitters	–
d_{avg}	Mittlerer Radius	m
d_{avg}'	Mittlerer Radius	Zoll
d_{in}	Innenradius der Spule	m
d_{out}	Außenradius der Spule	m
$d_{\text{Draht,p}}$	Drahtdicke der Primärspule	m
$d_{\text{Draht,s}}$	Drahtdicke der Sekundärspule	m
$\hat{\mathbf{d}}$	Vektor der elektrischen Gitterflüsse	A s
\bar{D}	Elektrische Flussdichte	A s/m ²
e	Euler'sche Zahl	–
\bar{e}_x	Einheitsvektor in x-Richtung	–
\bar{e}_y	Einheitsvektor in y-Richtung	–
\bar{e}_z	Einheitsvektor in z-Richtung	–
$\hat{\mathbf{e}}$	Vektor der elektrischen Gitterspannungen	V
E	Betrag der elektrische Feldstärke	V/m
\bar{E}	Elektrischer Feldstärkevektor	V/m
\bar{E}_{Gewebe}	Elektrischer Feldstärkevektor im Gewebe	V/m
\bar{E}_{Luft}	Elektrischer Feldstärkevektor in Luft	V/m
f	(Ziel-) Frequenz	1/s = Hz

Symbol	Bezeichnung	Einheit
f'	Berechnungsfrequenz	1/s = Hz
$\hat{\mathbf{h}}$	Vektor der magnetischen Gitterspannungen	A
$\overline{\mathbf{H}}$	Magnetischer Feldstärkevektor	A/m
$\overline{\mathbf{H}}_{\text{Gewebe}}$	Magnetischer Feldstärkevektor im Gewebe	A/m
$\overline{\mathbf{H}}_{\text{Luft}}$	Magnetischer Feldstärkevektor in Luft	A/m
j	Imaginäre Einheit	–
$\hat{\mathbf{j}}$	Vektor der elektrischen Ströme auf dualen Facetten	A
$\hat{\mathbf{j}}_s$	Vektor des eingepprägten elektrischen Stroms	A
$\overline{\mathbf{J}}$	Elektrische Stromdichtevektor	A/m ²
k	Kopplungsfaktor	–
\mathbf{k}	Wirbelstromkonstante	–
K_i	Layoutabhängige Koeffizienten	–
l_p	Mittlere Drahtlänge der Primärspule	M
l_s	Mittlere Drahtlänge der Sekundärspule	m
L	Induktivität	H
L_{gmd}	Induktivität des mittleren geometrischen Abstandes	H
L_{MW}	Modified Wheller Induktivität	H
L_{mon}	„Data Fitted Monomial Expression“-Induktivität	H
L_p	Induktivität der Primärspule	H
L_s	Induktivität der Sekundärspule	H
\mathbf{M}_ϵ	Permittivitätsmatrix	–
\mathbf{M}_μ	Permeabilitätsmatrix	–
\mathbf{M}_κ	Leitfähigkeitsmatrix	–
$\overline{\mathbf{M}}$	Magnetisierung	A/m
N	Spulenwindungszahl	–
M	Mutual Inductance, gemeinsame Induktivität	H
$\overline{\mathbf{P}}$	Polarisationsvektor	C/m ²
$\hat{\mathbf{q}}$	Vektor der diskreten elektrischen Ladungen in Dualgitterzellen	A s/m ³
R	Radius	m
$R_{\text{Draht},20^\circ\text{C}}$	Widerstand eines Drahtes bei 20°C Raumtemperatur	Ω
\underline{r}	Reflexionskoeffizient	–
s	Wegelement	m
S	Berandung einer geschlossener Hüllfläche	–
\mathbf{S}	Diskreter Divergenzoperator des primalen Gitters	–

Symbol	Bezeichnung	Einheit
\tilde{S}	Diskreter Divergenzoperator des dualen Gitters	–
SAR	Spezifische Absorptionsrate	W/kg
t	Zeit	s
u	Geschwindigkeit	m / s
V	Volumen	m ³
W	Windungsbreite	m
W'	Windungsbreite	Zoll
x	Komponente in x -Richtung	–
y	Komponente in y -Richtung	–
z	Komponente in z -Richtung	–
$\underline{\Gamma}$	Komplexer Reflexionsfaktor	–
α_i	Layoutabhängige Koeffizienten	–
β	Layoutabhängige Koeffizienten	–
δ	Eindringtiefe	m
$\underline{\varepsilon}$	komplexe Permittivität	A s/(V m)
$\underline{\varepsilon}_r$	Komplexe relative Permittivität	–
ε_r'	Realteil der komplexen relativen Permittivität	–
ε_r''	Imaginärteil der komplexen relativen Permittivität	–
ε_0	Elektrische Feldkonstante	A s/(V m)
κ	Elektrische Leitfähigkeit	S/m
λ	Wellenlänge	m
λ_0	Wellenlänge im Vakuum	m
$\underline{\mu}$	Komplexe Permeabilität	V s/(A m)
$\underline{\mu}_r$	Komplexe relative Permeabilität	–
μ_0	Magnetische Feldkonstante	V s/(A m)
π	Kreiszahl Pi	–
ρ	Raumladungsdichte	A s/m ³
ρ	Füllungsverhältnis	–
ρ_{Cu}	spezifischer Widerstand von Kupfer	Ω mm ² /m
Ψ	Zeitintegrale der elektrischen Knotenpotentiale	–
ω	Kreisfrequenz	1/s
ω'	Berechnungs-Kreisfrequenz	1/s
$\tan \delta_v$	Verlustfaktor	–
∇	Nabla-Operator	–

1 Einleitung

1.1 Motivation

Die Entwicklung von modernen Elektrofahrzeugen umfasst weite Teile der Fahrzeugindustrie. Die Konstruktion von energieeffizienten Elektromotoren und die Speicherung elektrischer Energie stellen wesentliche Schwerpunkte dar. Das hohe Gewicht der Batterie ist eine der Hauptursachen der, im Vergleich zu herkömmlichen Antriebskonzepten, geringeren Reichweite. Die Entwicklung von Ladesystemen wird bis 2018 mit mindestens 161 Millionen Euro aus Mitteln des Bundes gefördert [NOZ]. Damit Endverbraucher ihr Elektrofahrzeug möglichst komfortabel laden können, werden nicht-kabelgebundene Ladekonzepte entwickelt. Eine Möglichkeit, das Fahrzeug kontaktlos zu laden, nutzt das Prinzip der magnetischen Induktion.

Solche induktiven Ladesysteme (im Englischen „inductive power transfer systems“, IPTs) bestehen nach heutigem Stand der Technik aus zwei Systemen von Spulen. Die Primärspule wird im Boden verankert, um sie unter anderem vor Witterungseinflüssen und Vandalismus zu schützen.

Die sogenannte Sekundärspule wird als weitere Spulenordnung direkt unter dem Fahrzeug montiert, wobei auch hier unterschiedliche Spulenformen zum Einsatz kommen, wie etwa ein Verbund aus D- und Q-Spulen. Die primäre Spule wird beim Ladevorgang von einem zeitveränderlichen Strom durchflossen und somit werden beide Spulenordnungen über ein Magnetfeld gekoppelt und bilden gemeinsam ein Energieübertragungssystem.

Das Fraunhofer-Institut für integrierte Systeme und Bauelementtechnologie IISB stellte 2015 unter anderem auf der Internationalen Automobil-Ausstellung (IAA) mit dem „IISB-ONE“ [IISB, 2015a] einen Sportwagen mit Straßenzulassung vor. Ähnlich dem auf dem Genfer Auto Salon und der Consumer Electronics Show 2017 gezeigten Kleinwagenprojekt „OASIS“ der Firma Rinspeed dient der Wagen zur Erprobung verschiedener neuer Konzepte und Technologien [OASIS-Heise][OASIS-AMS]. Der „IISB-ONE“ lässt sich beispielsweise sowohl kabelgebunden als auch kabellos laden. Im Unterschied zum HaloTM Verfahren der Firma Qualcomm wird der „IISB-ONE“ über eine Spulenordnung im Bereich des Nummernschilds geladen. Das kommerzielle Produkt HaloTM

Wireless Electric Vehicle Charging, kurz WEVC, findet schon heute im Motorsport für die Sicherheitsfahrzeuge, einem umgebauten BMW i8 (Safety Car) und i3 (Medical Car), Einsatz mit Ladeleistungen im Bereich von 20 kW. Das grundlegende Konzept der bereits als Prototypen verfügbaren Systeme von Qualcomm [Halo] und anderen Herstellern [Conductix] kann aus einer einfachen Ringspule oder aber einer Vielzahl an unterschiedlichen Spulenformen [Covic, 2013] unterhalb der Fahrzeugkarosserie bestehen, sodass es die Möglichkeit eines nicht ganz genau geparkten Fahrzeugs berücksichtigen kann.

Aktuelle Prototypen werden im Frequenzbereich 80 kHz bis 140 kHz betrieben. Die jüngsten Entwicklungen geben Hinweise darauf, dass Automobilhersteller und Zulieferer, im Rahmen des Förderprogramms „Elektro Power II: Elektromobilität – Positionierung der Wertschöpfungskette“ [EP2, 2016] des Bundesministeriums für Wirtschaft und Energie, auf eine für 2018 geplante Standardisierung einigen könnten. Daraus resultiert, dass 2020 bereits interoperable Ladesysteme verfügbar sein könnten. Die Ladefrequenzen würden sich demnach noch stärker in den Bereich zwischen 80 und 90 kHz verschieben. Die Ladeleistung soll dabei schrittweise bis auf 22 kW für Straßenfahrzeuge angehoben werden [SAE, 2012][SAE, 2016]. Begleitend zu diesen Fragestellungen bleibt noch zu untersuchen, ob von solchen Techniken Gefahren für Menschen oder Tiere ausgehen.

Allgemein lässt sich zwischen stationärem und dynamischem Laden differenzieren. Unter dynamischem Laden werden Techniken verstanden, mit denen Fahrzeuge während des Betriebs geladen werden können. Beim stationären Laden steht das Automobil still. Einige Zukunftskonzepte binden das Elektro-Fahrzeug stärker in das Energienetz ein. Zusammengefasst werden diese Ansätze unter dem Begriff „Vehicle-to-Grid“ [V2G]. Zum Beispiel kann die erzeugte elektrische Energie von einer Fahrzeugbatterie aufgenommen und bei Bedarf wieder in ein „Smart Grid“ abgegeben werden. Da bei guten klimatischen Bedingungen oftmals viel überschüssige Energie durch erneuerbare Energiewandlung ins Netz gespeist wird, könnte so mit den Batterien als Zwischenspeicher während einer ungünstigen Wetterlage bei Bedarf Energie wieder abgegeben werden, um kurzfristige Engpässe zu vermeiden.

Die induktive Energieübertragung teilt sich grob in Systeme für verschiedene Frequenzbereiche auf. Ladefrequenzen im GHz Bereich finden ihre Anwendung häufig zur Übertragung von nur kleinen Leistungen. Für Nahfeldanwendungen im kHz - MHz Bereich gibt es bereits Lösungen zum Laden von Kleingeräten, die typischerweise nur bei sehr

kleinen Entfernungen effizient funktionieren [Rajakaruna, 2014]. Im Automobilbereich müssen die Ladesysteme konstruktionsbedingt über einen Luftspalt von mindestens 10 cm gekoppelt werden, um die Bodenfreiheit des Fahrzeugs noch zu gewährleisten [Indion].

Für sogenannte „in-motion“ oder auch dynamische Ladeprozesse gibt es eine Tendenz zu sehr viel höheren Ladeleistungen, um Busse versorgen zu können mit etwa 200 kW Ladeleistung [VDI]. Häufig ist den Ansätzen gemein, dass das Problem in der Effizienz für einzelne schnell fahrende Fahrzeuge liegt, die geladen werden sollen. Eine sinnvolle Ausnutzung der Ladeleistung ist nach dem Stand der Technik nur dann gewährleistet, wenn genügend Fahrzeuge auf einer Ladestrecke unterwegs sind, so dass deren Abstände zueinander klein sind. Lösungen zur Optimierung vorausschauender An- und Abschaltvorgänge werden aktuell erforscht, sind aber momentan noch nicht bis zur Marktreife entwickelt [ISI, 2010].

Um kürzere Ladevorgänge durch steigende Leistungsdichten zu erzielen, ist eine möglichst gute Verkopplung wichtig. Im Hinblick auf die heutige Leistungselektronik sind Ladefrequenzen höher als 140 kHz nicht wünschenswert, da die steigenden Schaltverluste und die damit verbundenen Temperaturerhöhungen innerhalb der Bauelemente problematisch werden können und bei Kleinanwendungen bereits heute eine entscheidende Bedeutung haben [Singh, 2017].

Neben diesen technischen Konstruktionsproblemen können bei Ladevorgängen durch niederfrequente magnetische Wechselfelder potenziell gefährdende Situationen entstehen. In Folge der stromdurchflossenen Ladespulen wird der menschliche Körper durch diese elektromagnetischen (EM) Wechselfelder exponiert, die in verlustbehaftetem Körpergewebe zu einer induzierten elektrischen Feldstärke führen und eine beeinflussende Wirkung haben.

Die internationale Kommission zum Schutz vor nicht-ionisierender Strahlung (im Englischen „International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection“ – ICNIRP) untersucht in Abständen die Datenlage in der wissenschaftlichen Literatur zur Exposition von Menschen durch EM-Felder und deren Auswirkungen auf den menschlichen Organismus. An den Empfehlungen der Kommission orientieren sich viele internationale Behörden und passen die gesetzlichen Grenzwerte der durch Verlustleistung erzeugten Erwärmung des Körpers und der maximal zu induzierenden elektrischen Feldstärke mit einem zeitlichen Versatz an. Basisgrenzwerte sind dabei ein Maß dafür, ab

wann eine nachweisbare Beeinflussung, wie insbesondere der Gewebeerwärmung oder Nervenstimulation des Körpers, zu erwarten ist. Um etwaige Unsicherheiten zu berücksichtigen, werden mittels Sicherheitsfaktoren Referenzwerte gebildet, die in Abwesenheit eines menschlichen Körpers gemessen werden können. So kann die Konformität mit den Empfehlungen sichergestellt werden, falls ein Mensch den entsprechenden Bereich tatsächlich betreten sollte.

Um eine potentielle Gefährdung bei Ladevorgängen zu minimieren, können sowohl passive als auch aktive Schirmungsmaßnahmen, wie zum Beispiel die Erzeugung von abschwächenden Feldern über entsprechend angeordnete Spulen, ergriffen werden. Die numerische Simulation zur Berechnung der induzierten elektrischen Feldstärke sowie der Spezifischen Absorptionsrate (SAR) als Basisgrenzwerte, mit heutigen kommerziell verfügbaren Methoden zwar durchzuführen, jedoch eignen sich die Methoden meist nur für bestimmte Frequenzbereich sehr gut. Die problematische Ladefrequenz im Übergang von Hoch- zur Niederfrequenz [Steinmetz, 2011], bei dem sich die Maxwellgleichungen entkoppeln, liegt im Grenzbereich gängiger kommerzieller Löser. So kann eine Frequenz im niedrigen kHz-Bereich für Hochfrequenz-Methoden zu langen Berechnungszeiten führen, da die Lösung nur langsam konvergiert, vgl. Kapitel 3.1. Für magnetostatische Solver können solche verlustbehafteten Systeme zu schlecht konditioniert sein. In dieser Arbeit soll unter der Verwendung von kommerziell verfügbaren Lösern mögliche Lösungsansätze erarbeitet werden, mit der vorhandene Verfahren in die Lage versetzt werden, das Problem effizient lösen zu können.

1.2 Zielsetzung und Konzept

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Modellbildung und Simulation von Umweltverträglichkeitsaspekten bei induktiven Ladevorgängen. Hierzu werden Modelle von Expositionsszenarien mit Ladesystemen untersucht, um eine realitätsnahe EM-Feldverteilung zu erzeugen, die Exposition von Menschen hinsichtlich der Einhaltung üblicher Grenzwerte zu bewerten und in geometrisch komplexen Szenarien auszuwerten. Dies geschieht in einem Frequenzbereich, der für gängige numerische Lösungsverfahren für hochfrequente Feldanordnungen problematisch ist, wie beispielsweise der Finite Differenzen im Zeitbereich aufgrund der numerisch zerfallenden Maxwellgleichungen im Übergangsbereich zur Niederfrequenz [Steinmetz, 2011]. Feldlöser, die auf quasistatische Annahmen aufsetzen, sind üblicherweise für die Simulation von komplexen, verlustbehafteten dielektrischen Verteilungen hinsichtlich der daraus resultierenden häufig hoch-dimensionalen Gleichungssysteme und der benötigten Computer-Ressourcen ungeeignet.

Um die hier betrachteten Szenarien zu untersuchen, wird eine Frequenzskalierungsmethode nach Gandhi und Chen [Gandhi, 1992] in einem kommerziellen Softwareprogramm mit unterschiedlichen Feldlösern der Firma [CST] implementiert (siehe Kapitel 3.4 und 3.5). Durch dünne elektrisch endlich leitfähige Fahrzeugbleche, die durch die Erzeugung von Wirbelströmen zur Schirmung beitragen können, werden Insassen vor magnetischen Wechselfeldern abgeschirmt. Es wird hierfür ein Ansatz entwickelt, wie solche Bleche in diskreten Feldformulierungen berücksichtigt werden können. Da diese elektrodynamische Schirmwirkung frequenzabhängig ist, müssen deren elektromagnetischen Eigenschaften so verändert werden, dass trotz der Frequenzskalierung nach Abschluss der Nachbearbeitung der Simulation wieder die gleichen qualitativen Feldverteilungen und damit linear skalierbare Feldwerte erzeugt werden. Als Kernpunkt dieser Arbeit wird zur besseren Lösbarkeit solch komplexer Simulationen ein Gebietszerlegungsverfahren nach dem Huygensprinzip untersucht (siehe Kapitel 3.6), durch das zum Beispiel die Frequenzskalierung (siehe Kapitel 3.4 und 3.5) mit unterschiedlichen numerischen Lösern des Magnetfeldproblems kombinierbar wird.

In Kapitel 2 werden die wichtigsten Indikatoren zur Risikobewertung für den Menschen in den betrachteten Szenarien dargestellt. Anhand der Nieder- und Hochfrequenzempfehlungen der ICNIRP wird aufgezeigt, welche speziellen Schwierigkeiten im Übergangsbereich zu berücksichtigen sind. So ist für die Autoindustrie die aktuelle Ratsempfehlung der Europäischen Union (EU) von 1999 [EU, 1999] rechtlich bindend. Nach [ICNIRP,

1998] sind in der Regel Referenzwerte zur Bewertung der Exposition erlaubt. Dies ist bei einer besonders lokalen Exposition nach der neueren Empfehlung von 2010 [ICNIRP, 2010] so nicht mehr zulässig. In Kapitel 3 werden die grundlegenden Methoden, deren Annahmen sowie Einschränkungen dargestellt. Darauf folgend werden die numerischen Modelle vorgestellt, aus denen die komplexe Szenarien abgeleitet werden, für die diese Arbeit einen möglichen Lösungsansatz bietet. Der Anfang von Kapitel 4 beschreibt die notwendigen

Voruntersuchungen für die Modellbildung von Spiralspulen in Zusammenhang mit deren Anregungsfeld, welches mit Methoden aus Kapitel 3 berechnet werden soll. Hierfür müssen die Kopplungsfaktoren untersucht werden, sodass sichergestellt ist, dass die später erzeugten Quellfelder überhaupt reale Quellen approximieren. Im Verlauf von Kapitel 4 werden dann prototypische Szenarien mit den verschiedenen hier beschriebenen Methoden untersucht und so gezeigt, dass die Simulationen unter Berücksichtigung komplexer Geometrien und Materialverteilungen im Übergangsbereich möglich sind und zu nachvollziehbaren Ergebnissen führt. Kapitel 5 schließt die Arbeit mit einem zusammenfassenden Fazit und gibt einen Ausblick darauf, welche Anknüpfungspunkte sich für zukünftige Forschung anbieten.

2 Aktuelle Grenzwerte

Die internationale Kommission zum Schutz vor nicht-ionisierender Strahlung, kurz ICNIRP, empfiehlt bei der Exposition von Menschen durch elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder sogenannte Basisgrenzwerte nicht zu überschreiten. Diese werden dem aktuellen Stand der Technik kontinuierlich angepasst. Wenngleich die Kommission lediglich Grenzwerte empfiehlt, werden diese jedoch häufig nahezu unverändert in national geltende Bestimmung übernommen, wie beispielsweise die EU Ratsempfehlung 1999 / 519 / EG [EU, 1999] für die Allgemeinbevölkerung, welche noch heute für einige Hersteller maßgebend ist. Für unterwiesenes Personal wurde die Betrachtung durch 2013-35-EU [EU, 2013] ergänzt. Die 26. Bundes-Immisionsschutzverordnung überführt die Empfehlungen in nationale Regularien und wurde zuletzt 2013 aktualisiert [BImSchV1], um die ICNIRP Empfehlungen von 2010 zu berücksichtigen [BImSchV2].

Aktuell gibt es zwei sich ergänzende Hauptwerke der ICNIRP für den in dieser Arbeit relevanten Frequenzbereich von 140 kHz. Die „Richtlinien für die Begrenzung der Exposition durch zeitlich veränderliche elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder (bis 300 GHz)“ [ICNIRP, 1998] werden durch die „ICNIRP Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz – 100 kHz)“ [ICNIRP, 2010] von 2010 ergänzt, die allerdings entgegen des Titels Grenzwertempfehlungen bis zu einer Frequenz von 10 MHz angeben. Die Richtlinien unterscheiden zwischen sogenannten Basisgrenzwerten, welche in jedem Fall eingehalten werden müssen. Zusätzlich gibt es die sogenannten Referenzwerte, die im freien Raum in Abwesenheit eines Körpers eingehalten werden müssen und so konservativ gewählt sind, dass sicher die Basisgrenzwerte einhalten werden. Es kann Fälle geben, wo die Referenzwerte nicht eingehalten werden, in denen dann nachzuweisen ist, dass dennoch die Basisgrenzwerte nicht überschritten werden. Dies geschieht dann in aller Regel mit Hilfe von numerischen Simulationen. Die Zielfrequenz $f = 140$ kHz der Anwendung in dieser Arbeit befindet sich in einem Zwischenbereich, der sowohl von [ICNIRP, 2010] als auch von [ICNIRP, 1998] abgedeckt wird. Im Rahmen dieser Arbeit werden die Konzepte der SAR und der internen elektrischen Feldstärke zur Risikobewertung untersucht.

2.1 Richtlinie für niederfrequente Feldexposition

Die Niederfrequenz-Richtlinien von 1 Hz bis 100 kHz sind im Jahr 2010 veröffentlicht worden und umfassen Referenzwerte für die elektrische und magnetische Feldstärke sowie für die magnetische Flussdichte. Als Maß für die Basisgrenzwerte wird die maximal induzierte körperinterne elektrische Feldstärke vorgeschlagen. Diese muss über ein Volumen der Größe $(2 \times 2 \times 2) \text{ mm}^3$ gemittelt werden, welches lediglich aus einem einzigen Gewebe bestehen darf. Dies entspricht dem anatomischen Menschmodell „Duke“ der Stiftung IT'IS [ITIS] in der Auflösung von 2 mm Kantenlänge, welches dem Lehrstuhl der Theoretischen Elektrotechnik der Bergischen Universität Wuppertal vorliegt. Das verwendete Menschmodell wird in Kapitel 4.2.2 weitergehend beschrieben. Eine Folge der zu hohen Belastung durch niederfrequente Felder kann die Stimulation von Nerven und Muskelgewebe sein.

Bei der Exposition des Menschen in kleinen Abständen, zum Beispiel wenige Zentimeter, ist die Bewertung nach ICNIRP nicht mehr mittels der Referenzwerte zulässig [ICNIRP, 2010]. Es ist sicherzustellen, dass die Exposition die Basisgrenzwerte, also die maximal induzierte elektrische Feldstärke, nicht überschreitet.

Tabelle 2.1: Referenzwerte für die Exposition von Menschen in der Öffentlichkeit durch elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder nach [ICNIRP, 2010] und [BlmSchV2] (11. Anhang 1a).

Frequenzbereich	Elektrische Feldstärke in kV m^{-1} (effektiv)	Magnetische Flussdichte in T (effektiv)	Magnetische Feldstärke in A m^{-1} (effektiv)
1 Hz – 8 Hz	5	$4 \cdot 10^{-2} / f^2$	$3,2 \cdot 10^4 / f^2$
8 Hz – 25 Hz	5	$5 \cdot 10^{-3} / f$	$4 \cdot 10^3 / f$
25 Hz– 50 Hz	5	$2 \cdot 10^{-4}$	$1,6 \cdot 10^2$
50 Hz – 400 Hz	$250 / f$	$2 \cdot 10^{-4}$	$1,6 \cdot 10^2$
400 Hz – 3 kHz	$250 / f$	$8 \cdot 10^{-2} / f$	$6,4 \cdot 10^4 / f$
3 kHz – 10 MHz	0,083	$2,7 \cdot 10^{-5}$	21

2.2 Richtlinie für hochfrequente Feldexposition

In der Hochfrequenz-Richtlinie, welche Empfehlungen bis 300 GHz angibt, werden neben der spezifischen Absorptionsrate (SAR) als Basisgrenzwerte, ebenfalls Referenzwerte für die Beträge der elektrischen und magnetischen Feldstärke E und H und den Betrag der magnetischen Flussdichte B angegeben. Eine Auswahl der für den betrachteten Frequenzbereich verwendeten Grenzwerte findet sich in Tabelle 2.1.

Die Festsetzung der Grenzwerte für die SAR basiert auf der Begrenzung der Erwärmung biologischen Gewebes. Die Grenzwerte werden aus dem SAR-Wert abgeleitet, der für eine Erhöhung der Körpertemperatur um 1°C notwendig ist. Für die Erhöhung der Körpertemperatur um 1°C muss bei einem ruhenden Menschen eine über den gesamten Körper gemittelte SAR von 4 W kg^{-1} für eine Dauer von 30 Minuten induziert werden. Es wurden dazu Sicherheitsfaktoren von 10 für unterwiesenes Personal bzw. 50 für die Allgemeinbevölkerung berücksichtigt [Streckert, 2015].

Aus Sicht der numerischen Simulation handelt es sich beim menschlichen Körper um eine komplexe Materialverteilung biologischen Gewebes. Solche verlustbehafteten Gewebe können als komplexwertige Dielektrika modelliert werden. Bei der Exposition von solchen verlustbehafteten dielektrische Materialien setzen diese absorbierte Leistung, bedingt durch die Polarisierungsmechanismen und der hieraus resultierenden Reibung in diesen Stoffen, in Wärme um. Als Hilfsgröße wird oftmals die massebezogene spezifische Absorptionsrate (SAR) herangezogen. Hierbei geben κ die Leitfähigkeit und ρ die Dichte eines Materials an und die SAR kann wie folgt beschrieben werden:

$$\text{SAR} = \frac{1}{2} \frac{\kappa |\bar{E}|^2}{\rho} \quad . \quad 2.1$$

Tabelle 2.2: Relevante Basisgrenzwert-Empfehlungen für die Exposition von Menschen in der Öffentlichkeit durch elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder.

ICNIRP 2010; $f = 140 \text{ kHz}$	V m^{-1} (Spitzenwert)
Interne elektrische Feldstärke, gemittelt über ein Volumen von $(2 \times 2 \times 2) \text{ mm}^3$ und jeweils nur einem einzigen Material	26,729
ICNIRP 1998; $f = 100 \text{ kHz bis } 10 \text{ GHz}$	W kg^{-1}
Ganzkörper SAR	0,08
Teilkörper SAR über 10 g gemittelt im Bereich von Kopf und Rumpf	2
Teilkörper SAR über 10 g gemittelt im Bereich der Gliedmaßen	4

3 Methodik und numerische Verfahren

Ausgangspunkt der nachfolgend vorgestellten Verfahren ist die Annahme von quasistatischen Verhältnissen der Feldanordnungen, das heißt die Wellenlängen sind groß gegenüber den Problemabmessungen. Dafür ist eine fallbezogene Prüfung noch vor der Modellbildung erforderlich. Es ist zweckmäßig, für die in dieser Arbeit berücksichtigte Art der Fragestellungen abzuschätzen, bis zu welcher Frequenz diese quasistatische Annahme noch gerechtfertigt ist. Problemabhängig kann der Einfluss der Wellenausbreitung mit dem Vielfachen der Wellenlänge λ beschrieben werden. Bei komplexen Szenarien ist dies nur durch die Berücksichtigung mehrerer Faktoren sinnvoll zu beurteilen. Etwa bei der Anregung einer Leiterschleife mit einer Wechselstromquelle muss sichergestellt werden, dass ein mögliches Wellenphänomen entlang der Leitung vernachlässigt werden kann. Besonders schnell kann diese Bedingung verletzt werden, wenn es sich um eine Spule mit geometrisch verteilten bzw. langen Windungen oder entsprechend hoher Windungszahl handelt. Weitere Kriterien für quasistationäre Felder werden in [Steinmetz, 2011] behandelt.

Bei der Simulation von vergleichsweise geometrisch großen Strukturen wie einem Auto, muss ebenfalls eine ähnliche Bedingung gestellt werden. Die Feldverteilung ausgehend von der Quelle muss bei Ziel- und der höheren Rechenfrequenz identisch sein oder nur vernachlässigbare Wellenphänomene aufweisen. So lässt sich in geeigneten Fällen eine Frequenzskalierung gemäß Kapitel 3.4 durchführen, die die Nutzung anderer Simulationswerkzeuge zulassen kann.

Eine mögliche Verletzung der Bedingung für quasistationäre Verhältnisse kann darüber hinaus durch die Verkürzung der Wellenlänge bei der Propagation durch dielektrische Materialien auftreten, wie zum Beispiel den verschiedenen Geweben zur Modellierung des menschlichen Körpers. Es kann davon ausgegangen werden, dass der Verschiebungsstrom und eine Rückwirkung des Körpers auf die Quelle selbst zu vernachlässigen sind [Barchanski, 2005]. Dem wird Rechnung getragen, indem der Realteil der relativen Permittivität ϵ_r' sämtlicher Gewebe zu „1“ gesetzt wird. Auf diese Besonderheit wird in Kapitel 3.6 und ergänzend eingegangen. In solchen Simulation beschreiben einzig die elektrische Leitfähigkeit und Dichte die Gewebe vollständig. Die Finite Integrationsmethode, die sich besonders zur dreidimensionalen hochauflösenden Berechnung komplexer dielektrischer Verteilungen eignet, wird in Kapitel 3.1 vorgestellt. Die Kopplung über die

Gebietszerlegung mit anschließender Frequenzskalierung beschränkt sich nicht auf die in dieser Arbeit vorgestellten Methoden, wie der magneto-quasistatischen Formulierung (MQS) in Kapitel 3.2, sondern lässt sich auf weitere geeignete, geometrisch hochauflösende Rechenverfahren anwenden. Ein alternativer Ansatz wird daher in Kapitel 3.3 skizziert, in dem ein Magnetfeld aus einer vorangegangenen Quellenberechnung, repräsentiert über ein magnetisches Vektorpotential, genutzt wird, um die elektrische Feldstärkeverteilung direkt im exponierten Körper zu berechnen.

3.1 Feldtheoretische Grundlagen und die Finite Integrationsmethode

Die Finite Integrationstechnik (FIT), wurde 1977 von Weiland entwickelt [Weiland, 1977] und 1996 in die heute gängige Schreibweise überführt [Weiland, 1996]. Die Methode dient zur Diskretisierung der Maxwell'schen Gleichungen [Maxwell, 1865] in ihrer Integralform. Die Gleichungen werden in der heute üblichen Heaviside-Formulierung [Heaviside, 1893] im Frequenzbereich angegeben. Sie orientieren sich ebenfalls an der von Oliver Heaviside eingeführten Reihenfolge.

Erweitertes Ampère'sches Durchflutungsgesetz

$$\text{In integraler Form} \quad \oint_s \vec{H} \cdot d\vec{s} = \iint_A (j\omega\vec{D} + \vec{J}) \cdot d\vec{A} \quad 3.1$$

$$\text{und differentieller Form} \quad \text{rot}\vec{H} = j\omega\vec{D} + \vec{J} \quad 3.2$$

für ruhende, orientierbare Flächen A , mit dem Vektor der magnetischen Feldstärke \vec{H} , der elektrischen Stromdichteverteilung \vec{J} , der elektrischen Verschiebungsdichte \vec{D} , dem Wegelement \vec{s} und dem Flächenelement \vec{A} .

Faraday'sches Induktionsgesetz

$$\text{In integraler Form} \quad \oint_s \vec{E} \cdot d\vec{s} = -\iint_A j\omega\vec{B} \cdot d\vec{A} \quad 3.3$$

$$\text{und differentieller Form} \quad \text{rot}\vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad 3.4$$

für ruhende, orientierbare Flächen A , mit dem Vektor der elektrischen Feldstärke \vec{E} und der magnetischen Flussdichte bzw. Induktion \vec{B} . Die Rotation eines Vektorfeldes wird wie folgt gebildet:

$$\text{rot}\vec{A} = \begin{vmatrix} \vec{e}_x & \vec{e}_y & \vec{e}_z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_x & A_y & A_z \end{vmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \\ \frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \\ \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \end{pmatrix}. \quad 3.5$$

Satz vom elektrischen Hüllenfluss

$$\text{In integraler Form} \quad \oiint_{\partial V} \vec{D} \cdot d\vec{A} = \iiint_V \rho \cdot dV \quad 3.6$$

$$\text{und differentieller Form} \quad \text{div}\vec{D} = \rho, \quad 3.7$$

mit dem Vektor der elektrischen Fluss- bzw. Verschiebungsdichte \vec{D} und der Raumladungsdichte ρ .

Satz vom magnetischen Hüllenfluss

In integraler Form $\oiint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0$ 3.8

und differentieller Form $\text{div} \vec{B} = 0$ 3.9

Die Divergenz eines Vektorfeldes wird wie folgt gebildet:

$$\text{div} \vec{A} = \frac{\partial A_x}{\partial x} + \frac{\partial A_y}{\partial y} + \frac{\partial A_z}{\partial z} \quad 3.10$$

Dieses System an Gleichungen wird nun in die diskrete Beschreibung der FIT mit Hilfe der diskreten Rotations- und Divergenz-Operatoren \mathbf{C} , $\tilde{\mathbf{C}}$ und \mathbf{S} , $\tilde{\mathbf{S}}$ überführt [Weiland, 1996]:

Diskretes Induktionsgesetz $\mathbf{C}\hat{\mathbf{e}} = -j\omega\hat{\mathbf{b}}$ 3.11

Diskretes Durchflutungsgesetz $\tilde{\mathbf{C}}\hat{\mathbf{h}} = j\omega\hat{\mathbf{d}} + \hat{\mathbf{j}}$ 3.12

Diskreter Satz vom elektrischen Hüllenfluss $\tilde{\mathbf{S}}\hat{\mathbf{d}} = \hat{\mathbf{q}}$ 3.13

Diskreter Satz vom magnetischen Hüllenfluss $\mathbf{S}\hat{\mathbf{b}} = 0$ 3.14

wobei die Vektoren $\hat{\mathbf{e}}, \hat{\mathbf{d}}$ die elektrischen bzw. $\hat{\mathbf{h}}, \hat{\mathbf{b}}$ die magnetischen Gitterspannungen und Gitterflüsse repräsentieren. Der Vektor $\hat{\mathbf{j}}$ beschreibt die elektrischen Ströme auf dualen Facetten.

Um Materialeigenschaften berücksichtigen zu können, werden weitere Gleichungen benötigt und müssen ebenfalls in diese numerisch günstige Form gebracht werden.

Das erste Materialgesetz: beschreibt den Zusammenhang zwischen elektrischer Flussdichte und elektrischer Feldstärke mit

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} \text{ bzw. } \vec{E} = \epsilon_0 (\vec{E} + \vec{P}) \quad 3.15$$

mit \vec{P} als Polarisation, $\epsilon_0 = \frac{1}{\mu_0 c^2} = 8,8541 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$ als dielektrische Feldkonstante,

$\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' = \epsilon_r' - j \frac{\kappa}{\omega \epsilon_0}$ als materialspezifische relative Permittivität in der κ die Leitfähigkeit des Dielektrikums und $\omega = 2\pi f$ die Kreisfrequenz für monofrequente Prozesse

beschreibt.

Die zweite Materialgleichung beschreibt den Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke und Flussdichte wie folgt:

$$\bar{B} = \mu_0 \mu_r \bar{H} \text{ bzw. } \bar{H} = \mu_0 (\bar{H} + \bar{M}) \quad 3.16$$

mit \bar{M} als Magnetisierung, $\mu_0 = \frac{1}{\epsilon_0 c^2} = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$ als Freiraumpermeabilität und

$c_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}} \approx 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ als Lichtgeschwindigkeit im Freiraum.

Ein weiterer materialspezifischer Zusammenhang besteht über das Ohm'sche Gesetz

$$\bar{J} = \kappa \bar{E} , \quad 3.17$$

sodass nach der Überführung

$$\bar{J} = \kappa \bar{E} + \bar{J}_s \Rightarrow \hat{\mathbf{j}} = \mathbf{M}_\kappa \hat{\mathbf{e}} + \hat{\mathbf{j}}_s \quad 3.18$$

als Zusammenhang zwischen elektrischer Leitfähigkeit und Stromdichte zu verstehen ist.

Die diskrete Beschreibung der Gleichungen 3.15 und 3.16 lautet dann wie folgt:

$$\bar{D} = \underline{\epsilon} \bar{E} \Rightarrow \hat{\mathbf{d}} = \mathbf{M}_\epsilon \hat{\mathbf{e}} \quad 3.19$$

und

$$\bar{B} = \underline{\mu} \bar{H} \Rightarrow \hat{\mathbf{b}} = \mathbf{M}_\mu \hat{\mathbf{h}} \quad 3.20$$

Auf eine weiterführende Beschreibung wird an dieser Stelle verzichtet, da bereits erschöpfende Literatur zu diesem Thema vorhanden ist [Weiland, 1996][Weiland, 2003].

Um zu gleichgroßen diskreten Zeitschritten die Amplitude einer Welle zu berechnen, die durch einen räumlich diskretisierten Bereich propagiert, muss diese Dauer kürzer sein, als die Welle braucht, um von einem zum nächsten benachbarten Gitterpunkt zu gelangen.

Diese Bedingung ist eine notwendige Voraussetzung für numerische Simulationen, die auf zeitabhängigen partiellen Differentialgleichungen basieren, wie es bei der Methode der Finiten Differenzen der Fall ist. Das Courant-Friedrichs-Lewy (CFL) Stabilitätskriterium kann für den eindimensionalen Fall wie folgt beschrieben werden

$$\Delta t_{\max} \leq \Delta t_{\text{CFL}} := \min_{\text{Zellen } i \text{ in Gitter}} \frac{\sqrt{\epsilon_i \mu_i}}{\sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \quad 3.21$$

wobei ε der Permittivität, μ der Permeabilität, Δt dem diskreten Zeitschritt und $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ den entsprechenden diskreten Gitterabständen entsprechen. Die Gleichung gibt an, wann eine solche Simulation noch numerisch stabil ist [Courant, 1928].

Die Gleichungen sind in kommerziellen transienten Lösern, wie dem im CST Microwave Studio der Firma CST AG, auf Basis des „Leapfrog“ Verfahrens implementiert. Basierend auf den Informationen vorhergehender Zeitschritte werden gemäß $\hat{\mathbf{b}}^{(m+1)} := \hat{\mathbf{b}}^{(m)} - \Delta t \mathbf{C} \mathbf{M}_\varepsilon^{-1} \hat{\mathbf{d}}^{(m+1/2)}$ und $\hat{\mathbf{d}}^{(m+3/2)} := \hat{\mathbf{d}}^{(m+1/2)} + \Delta t (\tilde{\mathbf{C}} \mathbf{M}_\mu^{-1} \hat{\mathbf{b}}^{(m+1)} - \hat{\mathbf{j}}^{(m+1)})$ die jeweils neuen Feldwerte ermittelt. Für eine weiterführende Darstellung wird die einschlägige Literatur empfohlen, wie z.B. [Weiland, 1996] und [Clemens, 2001].

3.2 Magneto-Quasistatische Formulierung

Unter Vernachlässigung des Verschiebungsstromes stellt der Zusammenhang des magnetischen Vektorpotentials \bar{A} über die Leitfähigkeit κ und der Reluktivität ν zu den eingepprägten Quellströmen \bar{J}_s den Ausgangspunkt für die Beschreibung für magneto-quasistatischen Fragestellungen ($\|j\omega\hat{\mathbf{d}}\| \ll \|\hat{\mathbf{j}}\|$) dar mit

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\nu} \text{rot} \bar{A} \right) + j\omega\kappa \bar{A} = \bar{J}_s . \quad 3.22$$

Die Gleichung 3.22 lässt sich in die FIT Formulierung gemäß [Clemens, 2002a][Clemens, 2002b] transformieren zu

$$j\omega \mathbf{M}_\kappa \hat{\mathbf{a}} + \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{M}_\nu \mathbf{C} \hat{\mathbf{a}} = \hat{\mathbf{j}}_s \quad 3.23$$

basierend auf dem Vektor der Linienintegralwerte des magnetischen Vektorpotentials \bar{A} ausgewertet auf den Kanten des primalen FIT-Gitters $\hat{\mathbf{a}} = \int \hat{\mathbf{e}} dt$ mit $\hat{\mathbf{b}} = \mathbf{C} \hat{\mathbf{a}}$ [Clemens, 2001].

Eine auf der magneto-quasistatischen Formulierung basierende kommerzielle Implementierung findet sich im Löser CST EMStudio der Firma CST AG in deren Programmpaket CST Studio Suite.

Diese Formulierung eignet sich nicht für EMVU Untersuchungen induktiver Kfz-Ladesysteme, da die starken Unterschiede der elektrischen Leitfähigkeit metallener Werkstoffe und menschlichem Gewebe sowie die zusätzlich problematischen Aspektverhältnisse von Schichtdicken weniger Millimeter der Spulen und die Länge von Kraftfahrzeugen von einigen Metern zu sehr schlecht konditionierten Gleichungssystemen führen, die trotz spezieller Optimierungen häufig nicht in angemessener Zeit zu lösen sind.

3.3 „Scalar Potential Finite Difference“-Ansatz

Der „Scalar Potential Finite Difference“-Ansatz, kurz SPFD, wird zur Berechnung der induzierten, körperinternen, elektrischen Feldstärke verwendet [Cimala, 2015][Zang, 2017a], um die potentielle Exposition von Menschen durch magneto-quasistatische Felder zu bewerten.

Dieser Ansatz wird als Alternative zu den bereits vorgestellten Methoden eingeführt. Die Herangehensweise wird zunächst von [Dawson, 1996] vorgestellt und unter der Nutzung der Gitter-Maxwell-Gleichungen [Weiland, 1996] aus der Formulierung der Finiten Integrationstechnik erweitert [Barchanski, 2005]. Er leitet sich aus der Kontinuitätsgleichung der Magnetoquasistatik ab:

$$\tilde{\mathbf{M}}_{\kappa} \hat{\mathbf{e}} = 0 . \quad 3.24$$

Da die körperinternen Wirbelströme klein sind, kann deren Rückwirkung auf das externe Magnetfeld vernachlässigt werden.

In der SPFD-Formulierung wird der Vektor der elektrische Gitterspannung $\hat{\mathbf{e}}$ wie folgt berechnet

$$\hat{\mathbf{e}} = -j\omega [\hat{\mathbf{a}} + \mathbf{G}\Psi] . \quad 3.25$$

Hierbei entspricht ω der Kreisfrequenz, \mathbf{G} dem diskreten Gradienten-Operator, $\hat{\mathbf{a}}$ dem diskreten Analogon des magnetischen Vektorpotentials und Ψ dem Vektor der Zeitintegrale der elektrische Knotenpotentiale.

Sowohl $\hat{\mathbf{a}}$ als auch Ψ sind Unbekannte und müssen daher bestimmt werden. Durch Einsetzen der elektrischen Gitterspannung (Gleichung 3.25) in die Kontinuitätsgleichung der Magnetoquasistatik (Gleichung 3.24) ergibt sich die diskrete Poisson-Gleichung des SPFD-Ansatzes

$$\tilde{\mathbf{M}}_{\kappa} \mathbf{G}\Psi = -\tilde{\mathbf{M}}_{\kappa} \hat{\mathbf{a}} , \quad 3.26$$

in der $\tilde{\mathbf{S}}$ der diskrete Divergenzoperator und \mathbf{M}_{κ} die Materialmatrix der elektrischen Gewebe-Leitfähigkeiten ist.

Als Ergebnis einer niederfrequenten numerischen Simulation ist mittels kommerzieller Löser häufig nur ein Magnetfeld verfügbar. Daher wird in [Zang, 2017a] ein Verfahren

entwickelt, in dem unter Zuhilfenahme eines „tree-cotree gauging“-Algorithmus [Albanese, 1990] ein magnetisches Vektorpotential aus einem gegebenen Magnetfeld generiert wird.

Durch die Lösung von Gleichung 3.26 lässt sich nun Ψ bestimmen. Die Ergebnisse für $\hat{\mathbf{a}}$ und Ψ werden folgend in Gleichung 3.25 eingesetzt, um den Vektor der elektrischen Gitterspannungen $\hat{\mathbf{e}}$ für die Kanten innerhalb des menschlichen Körper zu erhalten.

3.4 Frequenzskalierungsverfahren

3.4.1 Annahmen

Die Modellierung von geometrisch komplex verteilten verlustbehafteten Dielektrika in kommerziellen Lösern führt häufig selbst bei kleinen Objekten, wie z.B. einem Modell einer wenige Tage alten Ratte in der Auflösung von 0,5 mm Kantenlänge pro Voxel, welche sich zwischen zwei Spulendrähten befindet, zu Rechenzeiten, die weit über mehrere Tage auf aktuellen Serversystemen liegen. Um komplexe Modelle mit einer hohen Genauigkeit simulieren zu können, wurde ein Verfahren nach Om P. Gandhi und Jin-Yuan Chen von 1992 [Gandhi, 1992] implementiert und im Rahmen dieser Arbeit erweitert.

Nach Kaune und Gillis [Kaune, 1981] und Guy et al. [Guy, 1982] sind die äußeren elektrischen Felder nicht maßgeblich von den einzelnen Gewebeeigenschaften abhängig, sondern vielmehr von der Form des Körpers, so lange quasistationäre Verhältnisse gelten [Gandhi, 1992][ICNIRP, 2010]. Darunter wird in diesem Zusammenhang verstanden, dass die Körper- bzw. Objektabmessung um Faktor 10 kleiner sein muss als die Wellenlänge der zu untersuchenden Frequenz. Darüber hinaus muss $|\kappa + j\omega\varepsilon_r'| \gg \omega\varepsilon_0$ gelten, mit der Leitfähigkeit κ , der Permittivität ε_r' des exponierten Körpergewebes, Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ und die elektrische Feldkonstante ε_0 .

Unter diesen Voraussetzungen darf angenommen werden, dass die elektrischen Felder senkrecht auf der Körperfläche stehen und die internen elektrischen Körperfelder durch das anregende Feld außerhalb der Gestalt

$$j\omega\varepsilon_0 \vec{n} \cdot \vec{E}_{\text{Luft}} = (\kappa + j\omega\varepsilon_r') \vec{n} \cdot \vec{E}_{\text{Gewebe}} \quad 3.27$$

bestimmt werden können [Gandhi, 1992]. Zur Frequenzskalierung nach [Gandhi, 1992] wird eine neue Berechnungsfrequenz f' gewählt, die sehr viel höher als die Zielfrequenz f sein darf. Notwendige Voraussetzung ist, dass auch bei der Berechnungsfrequenz f' noch immer quasi-stationäre Verhältnisse gelten, so dass auf die internen elektrischen Felder bei der Zielfrequenz f zurückgeschlossen werden kann. Die elektrische Feldverteilung, die durch die Anregung bei der höheren Berechnungsfrequenz f' entsteht, muss qualitativ vergleichbar mit der Verteilung bei der niedrigeren Zielfrequenz f sein und darf sich vorwiegend nur in der Amplitude um einen festen Skalierungsfaktor unterscheiden.

Um diesen Skalierungsfaktor zu bestimmen, wird das erweiterte Ampère'sche Durchflutungsgesetz in differentieller Form

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \frac{\partial}{\partial t} \bar{D} + \bar{J} \quad 3.28$$

für eine sinusförmige Anregung in den Frequenzbereich überführt

$$\operatorname{rot} \bar{H} = j\omega \bar{D} + \bar{J}. \quad 3.29$$

Unter Verwendung der Materialgleichung 3.15 und dem Zusammenhang für die Ionenleitfähigkeit aus Gleichung 3.19 ergibt sich

$$\operatorname{rot} \bar{H} = (j\omega \varepsilon_r' + \kappa) \bar{E}. \quad 3.30$$

Unter der quasistationären Voraussetzungen gilt ebenfalls

$$\operatorname{rot} \bar{H}_{\text{Gewebe}}(f) = \frac{f}{f'} \operatorname{rot} \bar{H}'_{\text{Gewebe}}(f') \quad 3.31$$

sodass nach Einsetzen von Gleichung 3.12 in 3.13 sich

$$(j\omega \varepsilon_r' + \kappa) \bar{E}_{\text{Gewebe}}(f) = \frac{\omega}{\omega'} (j\omega \varepsilon_r' + \kappa)' \bar{E}'_{\text{Gewebe}}(f') \quad 3.32$$

ergibt. Nach umstellen der Gleichung folgt

$$\bar{E}_{\text{Gewebe}}(f) = \frac{\omega}{\omega'} \frac{(j\omega \varepsilon_r' + \kappa)'}{(j\omega \varepsilon_r' + \kappa)} \bar{E}'_{\text{Gewebe}}(f'). \quad 3.33$$

Wenn nun $j\omega \varepsilon_r' + \kappa \cong \kappa$ zur Vernachlässigung von $j\omega \varepsilon_r'$ bei niedrigen Frequenzen sowohl bei f als f' gilt, dann fällt die Gleichung zur Bestimmung der elektrischen Feldstärke im Körper zusammen zu

$$\bar{E}_{\text{Gewebe}}(f) = \frac{f}{f'} \frac{\kappa'}{\kappa} \bar{E}'_{\text{Gewebe}}(f'). \quad 3.34$$

Um eine weitere Umrechnung der später errechneten Simulationsergebnisse zu vermeiden, können für die Zielfrequenz f' die Leitfähigkeiten der Berechnungsfrequenz f verwendet werden, sodass $\kappa' = \kappa$. Der Realteil der Permittivität körpermiter Stoffe kann folglich mit $\varepsilon_r' = 1$ angenommen werden [Barchanski, 2005]. In den Arbeiten von Gandhi [Gandhi, 1992], Gustrau [Gustrau, 2003] und Bolz [Bolz, 2009] wurden Szenarien mit homogenen Feldern angeregt und teilweise über eine phasenangepasste Überlagerung der

Wellen zur Konstruktion von rein homogener elektrischer oder magnetischer Feldexposition. Um auf diese Weise die gleichen elektrischen Felder im Körper zu erhalten, kann die einfallende elektrische Feldstärke $\bar{E}_{\text{einfallend}}(f)$ skaliert werden mit

$$\bar{E}_{\text{einfallend}}(f') = \frac{f}{f'} \bar{E}_{\text{einfallend}}(f). \quad 3.35$$

Diese Form der Anregung ist allerdings für Spulenfelder nicht zweckmäßig, so dass nur die körperinterne elektrische Feldverteilung skaliert werden muss.

3.4.2 Implementierung und Validierung

Zur Prüfung der Implementation des Frequenzskalierungsverfahrens wurde ein Modell nach [Gandhi, 1992] aufgebaut. Eine verlustbehaftete Kugel ($\kappa = 0,35 \text{ S m}^{-1}$) mit einem Radius von 165 mm wird von einer homogenen ebene Welle exponiert.

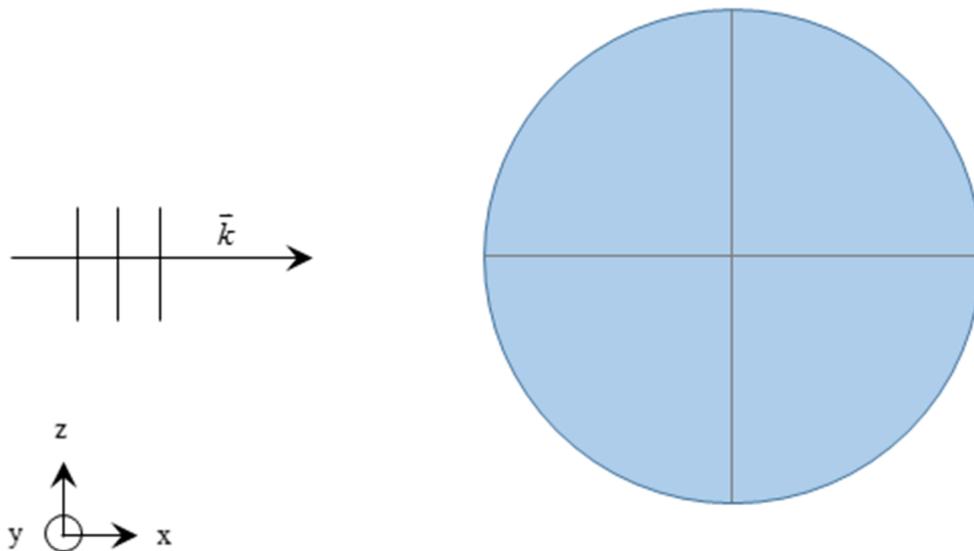


Abbildung 3.1: Eine in x -Richtung propagierende homogene ebene Welle exponiert eine verlustbehaftete Kugel (blau) mit Radius $r = 165 \text{ mm}$ und Leitfähigkeit $\kappa = 0,35 \text{ S m}^{-1}$. Die Auswertelinien in die drei Achsenrichtungen sind in grau angedeutet.

Zur Auswertung werden drei Linien parallel zu den kartesischen Koordinatenachsen genutzt, die von innen den Rand der Kugel berühren (siehe Abbildung 3.1). In [Gandhi, 1992] wird eine analytische Lösung nach Mie entwickelt und anschließend folgt der Vergleich ausgewählter Komponenten des elektrischen Feldes. Die Vergleichslösung berechnen Om P. Gandhi und Jin-Yuan Chen mittels der Methode der Frequenzskalierung.

Zur Prüfung der in dieser Arbeit verwendeten Simulationsumgebung werden die Ergebnisse mit der Lösung aus [Gandhi, 1992] verglichen. Die Berechnungsfrequenz $f' = 20$ MHz und Zielfrequenz $f = 60$ Hz sind gemäß der Veröffentlichung gewählt. Der Betrag der elektrischen Feldstärken der einfallenden Welle beträgt bei der Zielfrequenz $|\bar{E}_{\text{einfallend}}(f)| = 1 \text{ V m}^{-1}$ und in Abhängigkeit davon $|\bar{H}_{\text{einfallend}}(f)| = 1 / 377 \text{ A m}^{-1}$. Der Skalierungsfaktor ergibt sich über

$$\frac{f}{f'} = \frac{60 \text{ Hz}}{20 \cdot 10^6 \text{ Hz}} = 3 \cdot 10^{-6}$$

und wird genutzt, um $|\bar{E}_{\text{einfallend}}(f)| = 3 \cdot 10^{-6} \text{ V m}^{-1}$ so zu skalieren, dass die Simulationsergebnisse bereits die Verteilung und die Amplitude bei der Zielfrequenz wiedergeben. Eine gute Übereinstimmung der Ergebnisse ist in Abbildung 3.2 zu sehen.

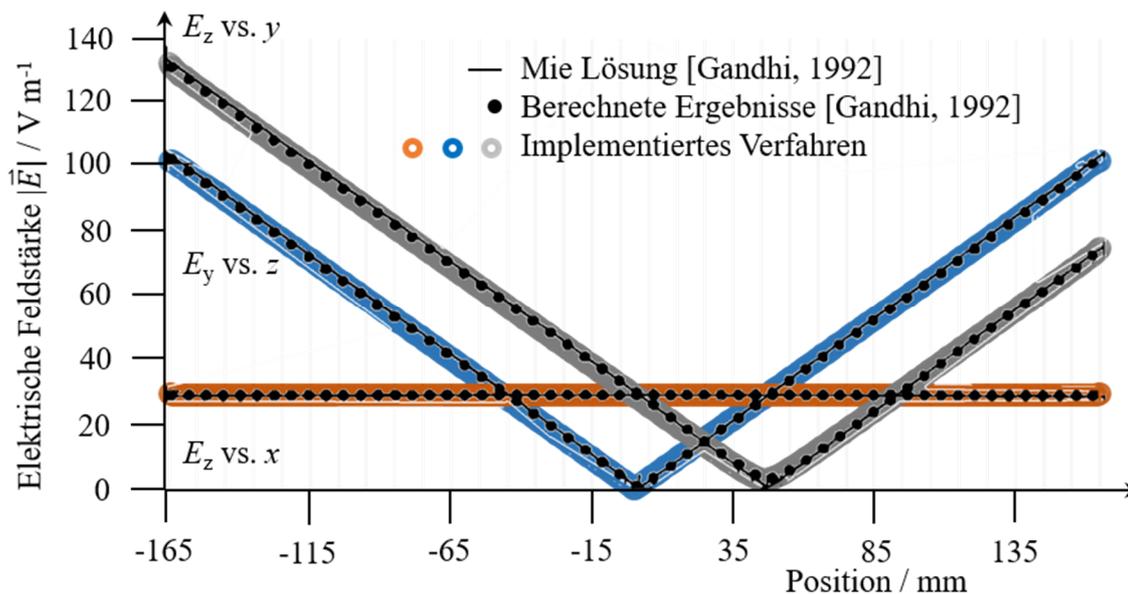


Abbildung 3.2: Vergleich ausgewählter elektrischer Feldkomponenten entlang der Auswertungslinien aus Abbildung 3.1 zwischen den Ergebnissen der analytischen und numerischen Lösung aus der Originaldarstellung [Gandhi, 1992] und der implementierten Methode.

3.5 Erweiterte Frequenzskalierung

Induktive Ladesysteme werden beidseitig geschirmt, um unter anderem das Streufeld zu kontrollieren. Diese Schirmungen sind häufig leitfähige Metallplatten, zum Beispiel aus Aluminium, die bis zu mehrere Zentimetern dick sein können. Da solche Platten bei der Kfz-Konstruktion zusätzliches Gewicht und Kosten bedeuten, kann ein Ziel des Entwurfsprozesses sein, auf diese teilweise oder ganz zu verzichten. Solche Schichten können als elektrodynamischer Schirm betrachtet werden [Wolfsperger, 2008][Kaden, 2006].

Da die Wirbelstromkonstante \mathbf{k} frequenzabhängig ist, kommt der Skalierung der Leitfähigkeit solch dünner Schichten eine besondere Bedeutung zu. Ein elektrodynamischer Schirm kann allein durch eine höhere Berechnungsfrequenz eine höhere Schirmdämpfung erzielen. In Fällen, in denen die Eindringtiefe im Bereich der Schichtdicke liegt, kann es folglich dazu kommen, dass trotz der Einhaltung quasistationärer Verhältnisse, die Feldverteilung bei der Berechnungsfrequenz f' sich stark von der Verteilung bei der Zielfrequenz f unterscheidet. Der generelle Ausdruck der Eindringtiefe bzw. der äquivalenten Leitschichtdicke, gilt vor allem für Stoffe, in denen der Leitungs- und Verschiebungsstrom in ähnlichem Maße fließen nach [Jordan, 1968][Vorst, 2006]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\kappa}} \sqrt{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega\varepsilon}{\kappa}\right)^2} + \frac{\omega\varepsilon}{\kappa}} . \quad 3.36$$

Bei der Verwendung von Metallen wie etwa Kupfer oder Aluminium, fällt die Gleichung 3.36 aufgrund der vorwiegend ionischen gegenüber der dielektrischen Leitfähigkeit zur gebräuchlichen Form für Metalle endlicher Leitfähigkeit zusammen:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\kappa}} . \quad 3.37$$

Die Eindringtiefen im relevanten Frequenzbereich von 80 kHz bis 140 kHz liegt im Bereich der üblichen Dicken dünner Bleche von Fahrzeugböden und -wänden im Bereich von 1 - 1,2 mm. Der Leichtbau in der Automobilindustrie bringt neue Werkstoffe, wie etwa Carbon, zum Einsatz. Da Carbon allein sehr spröde ist und sich daher weniger für die industrielle Verarbeitung von Automobilbauteilen eignet, wird es häufig mit anderen Werkstoffen kombiniert, wie etwa bei Kohlenstofffaserverstärktem Kunststoff, kurz KFK oder auch CFK (Carbonfaserverstärkter Kunststoff) oder auch CFRP (carbon-fiber-rein-

forced plastic) abgekürzt, die zum Beispiel ein Epoxidharz als Kunststoff-Matrix verwenden. Die quasistationären Voraussetzungen zur Nutzung der Frequenzskalierung müssen ebenfalls gelten, sodass unter anderem geprüft werden muss, ob die Wellenlänge bei der Berechnungsfrequenz f' viel größer als die Drahtlänge der Spule ist. Nur so kann davon ausgegangen werden, dass Wellenphänomene entlang der Leitung vernachlässigt werden können.

Die Primärspule wird über eine Stromquelle angeregt und solange von einer quasi-instantanen Wellenausbreitung ausgegangen werden kann, ist die qualitative und quantitative Verteilung der magnetischen Feldstärke bei gleicher Phasenlage in beiden Fällen gleich und muss für den Bereich außerhalb des Körpers nicht mehr zusätzlich skaliert werden.

Die Modelle der Spulen werden in Kapitel 4.1 genauer beschrieben. Das induktive Ladesystem erzeugt ein Magnetfeld, welches zur Energieübertragung genutzt wird. Dieses Feld koppelt beide Spulensysteme über einen großen Luftspalt mit bis zu 20 cm Abstand.

Zur Berechnung der SAR und der induzierten elektrischen Feldstärke unter dem Schirmungseinfluss dünner metallischer Schichten wird ein Modell, bestehend aus Induktionsladesystem ohne obere Aluminiumplatte und einem Fahrzeugboden, aufgebaut. Das Schirmblech hat eine Leitfähigkeit von $\kappa_{\text{Schirm}} = 1 \cdot 10^5 \text{ S m}^{-1}$ und die verlustlosen Ferrite zur Feldführung sind mit einer Permeabilität von $\mu_r' = 1000$ definiert. Der Kupferdraht ist als Kupfer ohne Luftporen mit einer elektrischen Leitfähigkeit von $\kappa_{\text{Draht}} = 5,8 \cdot 10^7 \text{ S m}^{-1}$ modelliert (siehe Abbildung 3.3 und 3.4).

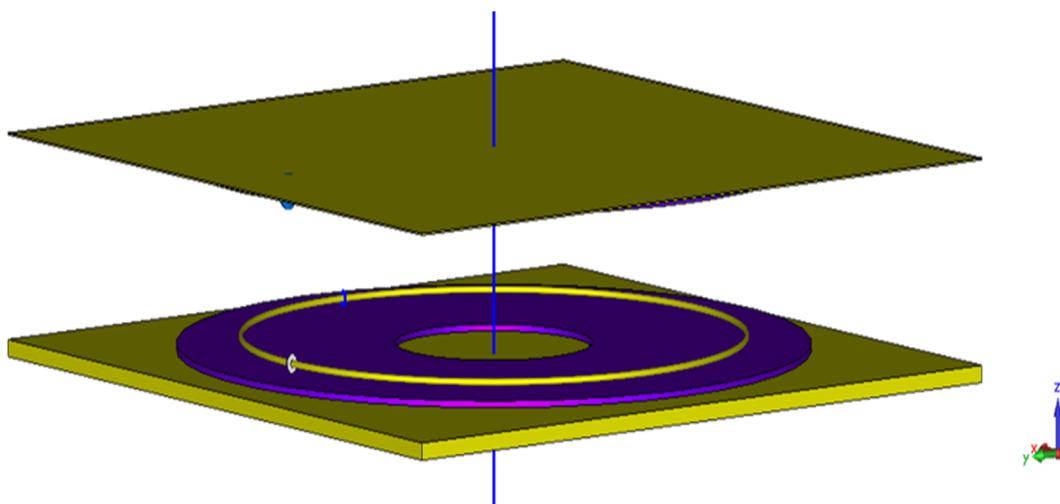


Abbildung 3.3: Ansicht des IPTs mit durchgehender Auswertelinie (blau) zur Untersuchung von dünnen Schichten durch die Spulenachse.

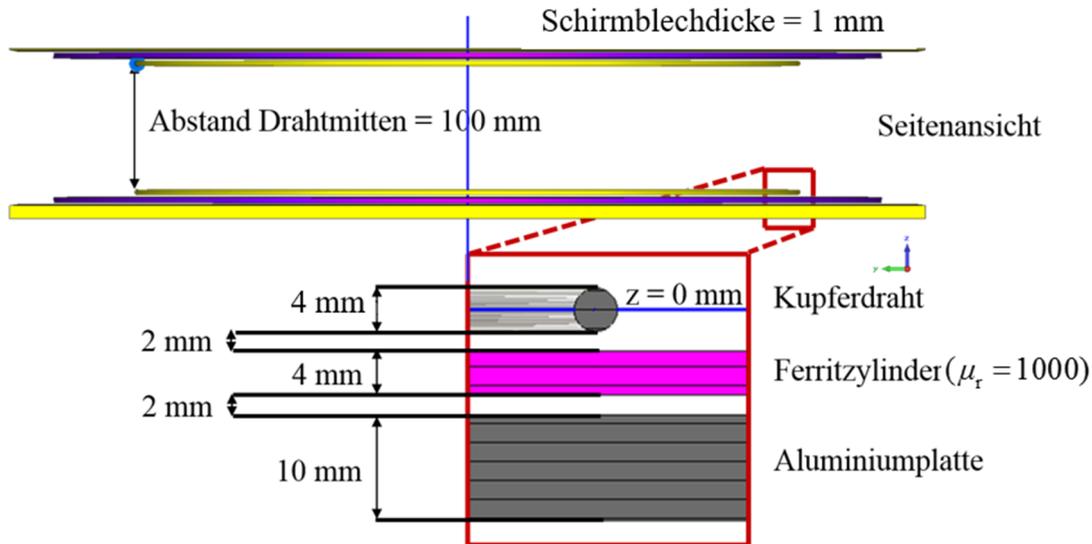


Abbildung 3.4: Aufbau des IPTs mit durchgehender Auswertelinie (blau) zur Untersuchung von dünnen Schichten durch die Spulennachse. Übersetzte Darstellung aus [Cimala, 2015].

Um die Berechnung von Szenarien unter Einfluss der Schirmwirkung durch Fahrzeugkarosserien durchzuführen, wird im Rahmen der Frequenzskalierung noch eine Adaptation des Frequenzskalierungsverfahrens auf die hier behandelte Fragestellung durchgeführt. So kann es bei Leitern, die aufgrund ihrer schwächeren elektrischen Leitfähigkeit nicht als PEC modelliert werden dürfen, dazu kommen, dass die Skintiefe in den Bereich der Schirmdicke absinkt. Da die Schirmwirkung stark frequenzabhängig ist, funktioniert der Schirm bei der Berechnungsfrequenz f' besser, als es bei der Zielfrequenz f der Fall wäre.

Wenn die Schichten dünn sind, dann spielt dieser Zusammenhang eine noch viel bedeutungsvollere Rolle, da sich so Fälle zeigen lassen, in denen die Feldverteilungen nicht mehr mit der quasistationären Lösung übereinstimmen. In diesem Fall wären die Voraussetzungen für das Frequenzskalierungsverfahren verletzt und die Methode nicht mehr anwendbar. Um diesem Problem zu begegnen, kann ein zusätzlicher Skalierungsfaktor in das Verfahren eingeführt werden.

Zur Implementierung ist es günstig, diesen Faktor direkt bei der Leitfähigkeit der in Frage kommenden Materialien zu einzubeziehen. Die Skalierung der Materialeigenschaften kann dann wie folgt durchgeführt werden:

$$\kappa_{\text{Schirmblech}}(f') \cdot \frac{f}{f'} = \kappa_{\text{Schirmblech}}(f). \quad 3.38$$

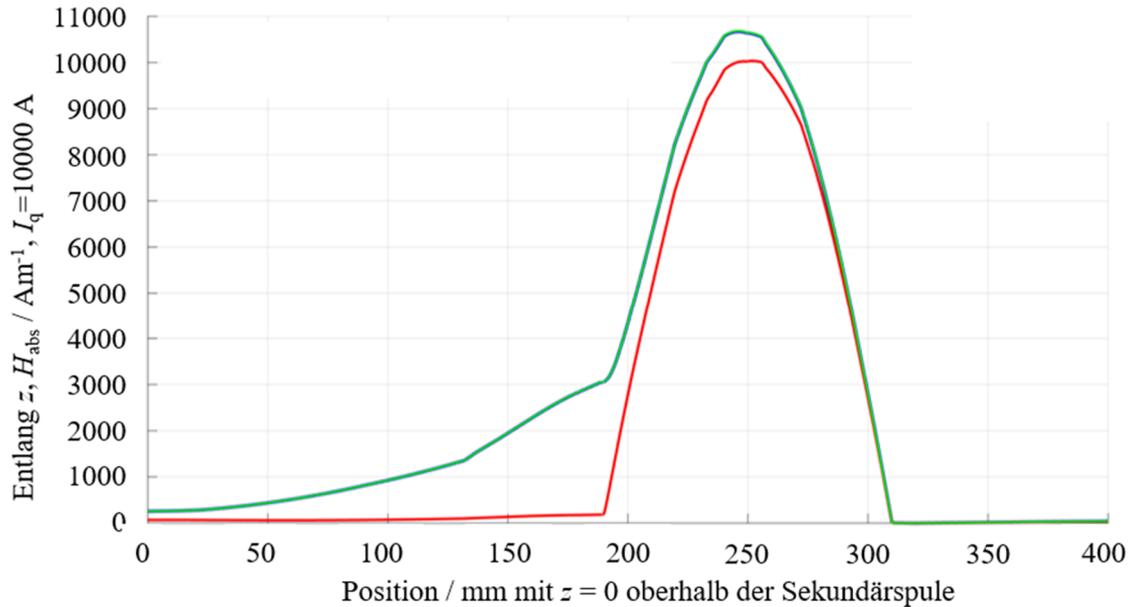


Abbildung 3.5: Amplitude der magnetischen Feldstärke entlang der Spulenachse in z -Richtung mit $z = 0$ oberhalb der Sekundärspule und $z = 400$ unterhalb der Primärspule. Berechnung mittels EMS LF Löser bei 140 kHz (blau), bei 2000 kHz ohne Leitfähigkeitsskalierung (rot) und bei 2000 kHz mit Leitfähigkeitsskalierung (grün).

Die so wieder rekonstruierte Feldverteilung ist für das magnetische Feld in Abbildung 3.5 dargestellt. Die elektrische Feldstärke ist nachfolgend in Abbildung 3.6 ergänzend gegeben. Die mittels CST EMS modellierten und dem Niederfrequenz-Löser (LF) direkt bei der Zielfrequenz gewonnenen Felder stimmen mit der Referenzlösung überein.

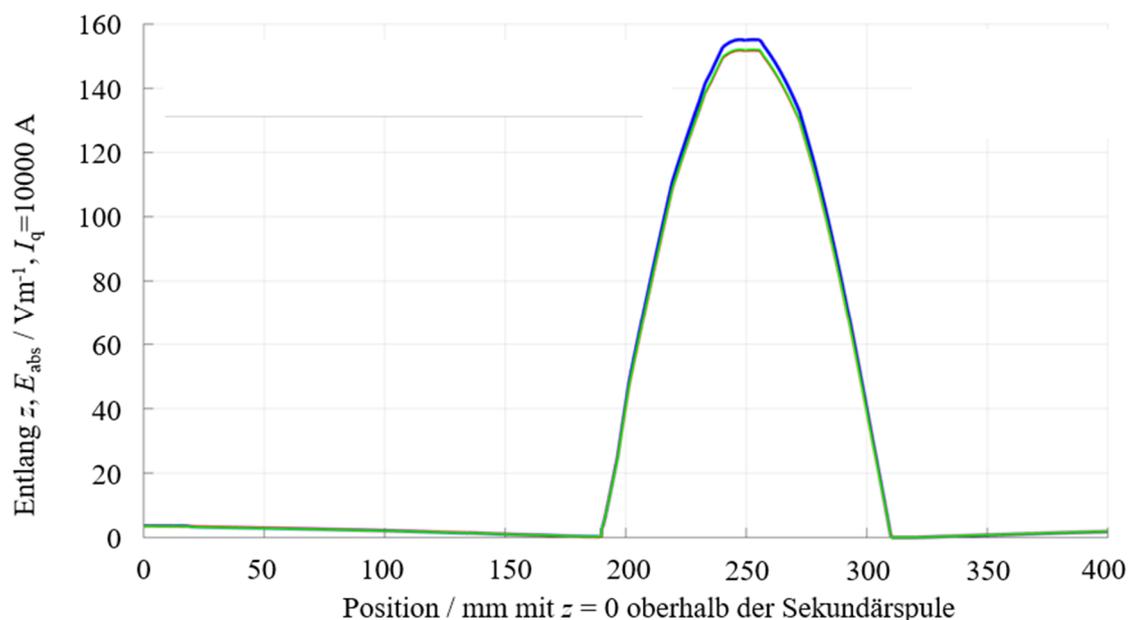


Abbildung 3.6: Amplitude der elektrischen Feldstärke entlang der Spulenachse in z -Richtung mit $z = 0$ oberhalb der Sekundärspule und $z = 400$ unterhalb der Primärspule. Berechnung mittels EMS LF Löser bei 140 kHz (blau), bei 2000 kHz ohne Leitfähigkeitsskalierung (rot) und bei 2000 kHz mit Leitfähigkeitsskalierung (grün).

3.6 Oberflächen-Äquivalenz-Theorem

Sobald hochauflösende anatomische Menschmodelle Bestandteil einer Simulation sind, werden die Gleichungssysteme typischerweise hochdimensional bzw. weisen eine hohe Zahl an Freiheitsgraden auf. Eine alternative Herangehensweise zur monolithischen Simulation ist die Zerlegung des Rechengebietes in Teilbereiche, die getrennt voneinander berechnet werden können. Ziel dabei ist, diese Raumdekomposition mit der Technik der Frequenzskalierung aus Kapitel 3.5 zu kombinieren.

Die Raumdekomposition wurde in einem anderen Zusammenhang bereits in [Cimala, 2013], [Cimala, 2014b] und [Clemens, 2014] publiziert. Zunächst wird eine Feldlösung für die Anregung berechnet, allerdings in Abwesenheit des Zielobjektes. Auf einer geschlossenen Hüllfläche, beispielsweise einem Quader, wird die elektromagnetische Feldverteilung berechnet und in einem nächsten Schritt als Quelle für die Exposition des Zielobjektes verwendet. Dieses Verfahren ist grundsätzlich ein Mehrschritt-Verfahren, denn fällt die elektromagnetische Welle auf das Zielobjekt, wird sie dort reflektiert und gebeugt. Das Objekt hat somit Einfluss auf die Feldverteilung außerhalb. Konsequenterweise müssten für eine korrekte Lösung viele Iterationsschritte dieses „Total Field, Scattered Field“ Verfahrens [Taflove, 1955] in einem Hybridverfahren durchgeführt werden, bis die Rückwirkung auf die letzte Lösung zu vernachlässigen ist.

In [Mangoud, 2010] wird ein Hybridverfahren in aller Tiefe für die Berechnung körperinterner Felder im Hochfrequenzbereich zur Bewertung der Expositionsrisiken von Antennenfeldern vorgestellt. Es konnte gezeigt werden, dass häufig schon wenige Iterationen ausreichen, um eine hinreichend genaue Feldlösung zu erhalten, um diese mit den ICNIRP Empfehlungen abzugleichen. Eine Untersuchung mit dieser Methode wurde in [Cimala, 2013] vorgestellt, bei der eine ausreichende Genauigkeit bereits nach der ersten Iteration erreicht werden konnte. Untersucht wurde die Exposition des Menschen durch Antennenfelder im Frequenzbereich von 10 MHz. Um in einem Zwei-Schritt Verfahren eine ausreichend genaue Lösung zu erhalten, wurde die Approximation des Menschen mit verschiedenen Stoffen und Körpermodellen untersucht.

Mit dieser Erweiterung war es möglich, selbst bei sehr großen und komplexen Modellen Simulationen durchführen, wie zum Beispiel der Exposition eines Menschen an Deck durch eine Monopol-Bordantenne einer Fregatte bei einer Anregungsfrequenz von 10

MHz. Die Herausforderungen solch großer Szenarien und die numerischen Ergebnisse wurden in [Cimala, 2014a] publiziert.

Das Ziel des Verfahrens ist es, eine geeignete Repräsentation des Quellfeldes durch sogenannte Huygensflächen zu erhalten, um basierend auf dem Oberflächen-Äquivalenz-Theorems in einem bestimmten Bereich ein noch unbekanntes Objekt (DUT - Device Under Test) zu exponieren [Rengarajan, 2000]. Dabei sollen in der numerischen Simulation die Quellfelder mittels einer endlichen Anzahl an diskreten Punktquellen, abhängig vom gewählten Gitter, approximiert werden.

Mit Hilfe des Äquivalenzprinzips können Quellpunkte auf einer Huygensfläche für die Exposition eines Objektes genutzt werden. Es ist so möglich die Quelle zu maskieren und nur noch deren Abstrahlverhalten in einer nächsten Rechnung zu berücksichtigen. So kann problemangepasst entschieden werden, welche Gebiete zerlegt und wie diese repräsentiert werden.

Als Quellen der numerischen Simulation dienen im zweiten Schritt Stromdichteverteilungen auf den Huygensflächen. Zu beachten ist, dass die Lösung mittels Approximation bei einer monofrequenten Anregung nur diese eine Frequenz Gültigkeit besitzt. Bei Zeitbereichsverfahren wie der Finiten Differenzen Methode (FDTD) [Taflove, 1995] bzw. Finiten Integrations-Methode [Weiland, 1996] ist es möglich ein ganzes Frequenzspektrum als Nahfeldquelle zu berücksichtigen.

Durch eine Kopplung zweier Zeitbereichssimulationen (FITD - Finite Integrations Technik im Zeitbereich) ergibt sich der Vorteil, dass Simulationen parallelisiert mit Grafikkarten auf einem Cluster-basierten Rechnersystem durchgeführt werden können.

Das Dualitäts-Theorem besagt, dass wenn zwei Gleichungen das Verhalten von zwei verschiedenen Variablen gleicher mathematischer Form beschreiben, dann sind die Lösungen identisch. Für weiterführende Literatur soll an dieser Stelle auf [Balanis, 1989] verwiesen werden. Die für diese Arbeit relevanten Punkte sollen nachfolgend aufgegriffen werden. Um die Dualität zu nutzen, wird die Hilfsgröße der magnetischen Ströme eingeführt, die eine symmetrische Beschreibung von Maxwells Gleichungen zur Folge hat (vergleiche Tabelle 3.1).

Tabelle 3.1: Dualitätsgleichungen für elektrische und magnetische Stromquellen.
Übersetzt aus [Balanis, 1989].

Elektrische Quellen ($\vec{J} \neq 0, \vec{M} = 0$)	Magnetische Quellen ($\vec{J} = 0, \vec{M} \neq 0$)
$\nabla \times \vec{E}_A = -j\omega \underline{\underline{\mu}} \vec{H}_A$	$\nabla \times \vec{H}_F = -j\omega \underline{\underline{\epsilon}} \vec{E}_F$
$\nabla \times \vec{H}_A = \vec{J} + j\omega \underline{\underline{\epsilon}} \vec{E}_A$	$-\nabla \times \vec{E}_F = \vec{M} + j\omega \underline{\underline{\mu}} \vec{H}_F$
$\nabla^2 \vec{A} + \beta^2 \vec{A} = -\underline{\underline{\mu}} \vec{J}$	$\nabla^2 \vec{F} + \beta^2 \vec{F} = -\underline{\underline{\epsilon}} \vec{M}$
$\vec{A} = \frac{\underline{\underline{\mu}}}{4\pi} \iiint_V \vec{J} \frac{e^{-j\beta R}}{R} dV'$	$\vec{F} = \frac{\underline{\underline{\epsilon}}}{4\pi} \iiint_V \vec{M} \frac{e^{-j\beta R}}{R} dV'$
$\vec{H}_A = \frac{1}{\underline{\underline{\mu}}} \nabla \times \vec{A}$	$\vec{E}_F = \frac{1}{\underline{\underline{\epsilon}}} \nabla \times \vec{F}$
$\vec{E}_A = -j\omega \vec{A} - j \frac{1}{\omega \underline{\underline{\epsilon}}} \nabla(\nabla \cdot \vec{A})$	$\vec{H}_F = -j\omega \vec{F} - j \frac{1}{\omega \underline{\underline{\mu}}} \nabla(\nabla \cdot \vec{F})$

Um sicherzustellen, dass solche Strombeläge die echte Lösung erzeugen, wird das Energieerhaltungsgesetz genutzt. Anstatt der Beweisführung sollen zur Eindeutigkeit der Felder lediglich die relevanten Ergebnisse wiedergegeben werden [Balanis, 1989]:

1. Ein Feld bestehend aus \vec{E} und \vec{H} ist eindeutig, wenn $\vec{n} \times \vec{E}$ auf der Berandung S gegeben ist; dann wird der Anteil $\vec{n} \times \delta \vec{E} = 0$ entlang S. Die Angabe der Tangentialkomponenten des elektrischen Feldes reicht hierfür aus ohne weitere Angabe der Normalkomponenten.
2. Ein Feld bestehend aus \vec{E} und \vec{H} ist eindeutig, wenn $\vec{n} \times \vec{H}$ auf der Berandung S gegeben ist; dann wird der Anteil $\vec{n} \times \delta \vec{H} = 0$ entlang S. Die Angabe der Tangentialkomponenten des magnetischen Feldes reicht hierfür aus ohne weitere Angabe der Normalkomponenten.

Diese beiden Aussagen lassen sich über Teile von der Berandung S kombinieren. Zu beachten ist, dass die Herleitung der Eindeutigkeitsbeziehung vor allem für verlustbehaftete Medien formuliert wurde. Jedoch kann der verlustlose Fall als eine Art Grenzformulierung für extrem kleine Verluste verstanden werden kann.

Im Wesentlichen besagt das Oberflächen-Äquivalenz-Theorem also, dass eine elektromagnetische Quellenanordnung durch eine geeignete Wahl von Ersatzquellen approximiert werden kann.

Diese Oberflächen-Äquivalenz wurde von [Love, 1901], basierend auf den Arbeiten von [Huygens, 1690] entwickelt, der in „Treatise on Light“ zu der Erkenntnis kam, dass jeder

Punkt einer primären Wellenfront als neue Quelle einer sekundären Kugelwelle aufgefasst werden könne und sich daraus eine sekundäre Wellenfront erzeugen lässt.

Basierend auf der vektoriellen Heaviside Formulierung [Heaviside, 1883] der Maxwell-Gleichungen [Maxwell, 1865] kamen andere Formulierungen und neue Theoreme für immer speziellere Fragestellungen hinzu [Stratton, 1939] [MacDonald, 1902] [MacDonald, 1911]. Das Äquivalenz-Prinzip wurde in den Anfängen häufig zur Berechnung von Akustikproblemen genutzt und umfänglich von Schelkunoff [Schelkunoff, 1936][Schelkunoff, 1951][Schelkunoff, 1952] erweitert, dessen Arbeiten die Literatur häufig als Hauptquelle bei diesem Thema zitiert [Balanis, 1989] werden.

Es muss eine eindeutige Feldlösung vorliegen. Hierzu werden grundsätzlich die Tangentialkomponenten des elektrischen und magnetischen Feldes benötigt. Je nach Problem reicht es unter Umständen aus, nur auf einzelnen Flächen die Lösung zu kennen, zum Beispiel bei der Anwendung auf Hornantennen [Schelkunoff, 1936]. Mit der Kenntnis der Felder können geeignete Stromdichten gewählt werden, die den Randbedingungen genügen und praktischerweise so ausgewählt werden, dass das Feld auf einer der beiden Seiten einer Grenzfläche verschwindet. Um diese Strombeläge zu berechnen, werden die elektrischen Randbedingungen herangezogen [Balanis, 1989]. Dabei wird häufig die geschlossene Hüllfläche so gewählt, dass sie mit leitenden Materialien zusammenfällt, da hierdurch die Berechnung der tangentialen elektrischen Feldstärke obsolet wird. Seien \bar{J}_1 und \bar{M}_1 die elektrische und magnetische Stromdichten einer abstrahlenden Quelle, die so im Rechenraum das elektrische und magnetische Feld \bar{E}_1 und \bar{H}_1 erzeugen (vergleiche hierzu Abbildung 3.7). Das Lösungsgebiet wird durch eine geschlossene Hüllfläche S in die Teilgebiete G1 (innen) und G2 (außen) zerlegt.

Um ein äquivalentes Problem zu konstruieren, werden die Quellstromdichten entfernt. Das Ziel ist, dass außerhalb der Berandung das gleiche elektromagnetische Feld \bar{E}_1 und \bar{H}_1 erzeugt wird und ein von \bar{E}_1 und \bar{H}_1 unterschiedliches Feld \bar{E} und \bar{H} im Inneren. Damit diese Felder gültig sind, müssen sie den Randbedingungen für die Tangentialkomponenten des elektrischen und magnetischen Feldes genügen. So lassen sich die äquivalenten Strombeläge berechnen über

$$\bar{J}_s = \bar{n} \times (\bar{H}_1 - \bar{H}) \quad 3.39$$

$$\bar{M}_s = -\bar{n} \times (\bar{E}_1 - \bar{E}) \quad 3.40$$

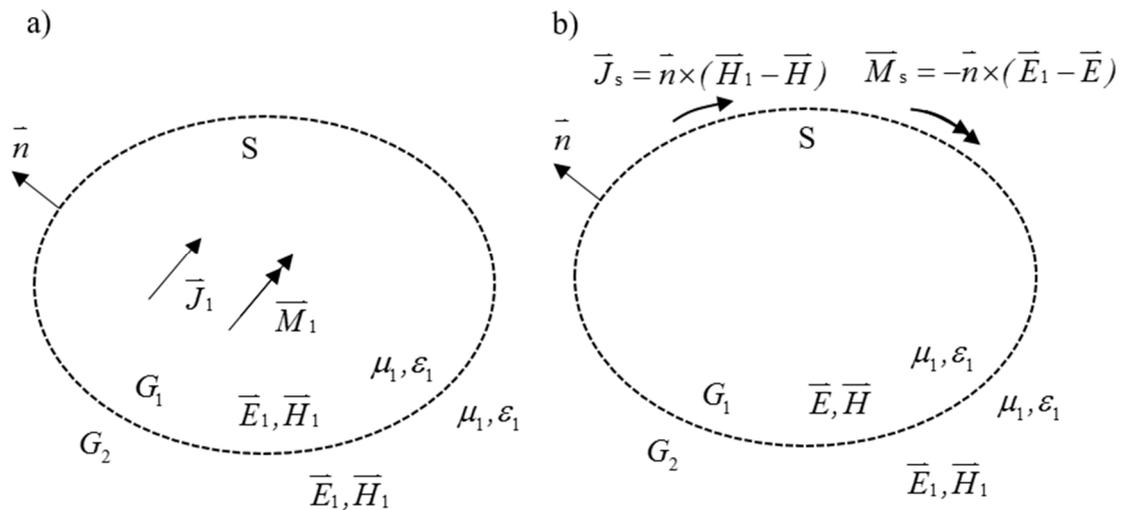


Abbildung 3.7: Anordnung der a) ursprüngliche Quellen und b) mit Ersatzquellen

Bei der Untersuchung der Exposition von Menschen durch elektromagnetische Felder treten häufiger Fälle eines Einstrahlungszenarios auf, für das die in Abbildung 3.7 visualisierten Bedingungen nicht an Gültigkeit verlieren, allerdings müssen die Vorzeichen entsprechend angepasst werden.

Aus dem Eindeutigkeitssatz lässt sich schließen, dass, bei freier Wahl des Außenraumes, dieser aus perfekt leitenden Materialien bestehen darf. Bei dieser Wahl lassen sich die elektrischen oder magnetischen Ströme kurzschließen. In Hinblick auf die Magneto-Quasistatik (MQS), die als numerische Lösung nur das magnetische Feld liefert, bietet sich also an den Außenraum als perfekt magnetisch leitfähig, also „perfect magnetic conducting“ (PMC) oder gleichbedeutend mit magnetischen Randbedingungen über $H_{\text{tan}} = 0$ zu definieren. In diesem Fall werden alle erzeugten magnetischen Ströme über die Stromdichtenverteilung $\overline{M} = \overline{n} \times \overline{E}$ kurzgeschlossen, so dass nur noch die elektrischen Ströme, erzeugt aus $\overline{J} = -\overline{n} \times \overline{H}$, benötigt werden, um das korrekte Feld innerhalb der geschlossenen Hüllfläche zu erzeugen. Dies bietet die Möglichkeit Lösungen einer MQS Simulation mit einer Simulation zu kombinieren, die die vollständigen Maxwell-Gleichungen berücksichtigt.

Die Methode zur Kopplung über das Oberflächen-Äquivalenz-Theorem wird häufiger im Hochfrequenzbereich zur Berechnung von Streuung und Antennenproblemen benutzt. Um sicherzustellen, dass diese Technik korrekte Ergebnisse für den Übergangsbereich zur Magnetoquasistatik liefert, werden zunächst kanonische Probleme untersucht, die an

Komplexität gewinnen. Um zu verifizieren, dass für komplexe Voxelmmodelle dieses Verfahren ebenfalls gültig, wird begleitend eine monolithische Simulation durchgeführt, deren Ergebnisse als „Referenzlösung“ angesehen wird. Alle Ergebnisse werden nach Übereinstimmung mit dieser Lösung beurteilt. Für den Kopplungsansatz wird gemäß Abbildung 3.8 eine Leerfeldsimulation durchgeführt, bei der auf einer geschlossenen quaderförmigen Hüllfläche die Felder ausgewertet und in Ersatzquellen gewandelt werden.

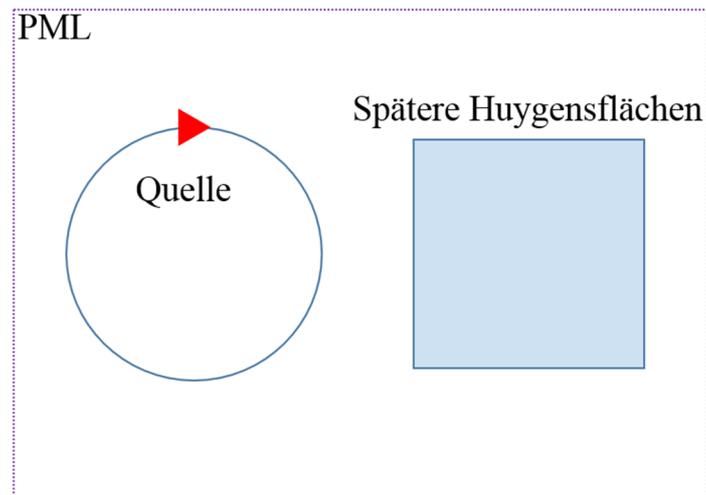


Abbildung 3.8: Schematische Darstellung der Leerfeldsimulation inklusive der offenen Randbedingungen als „perfect matched layer“, kurz PML.

In einer zweiten Simulation gemäß Abbildung 3.9 wird nun das Testobjekt exponiert. Hierzu werden die magnetischen Quellen wie oben beschrieben kurzgeschlossen, sodass nur noch die elektrischen Ströme fließen und wieder das ursprüngliche elektromagnetische Feld im Innenraum erzeugen.

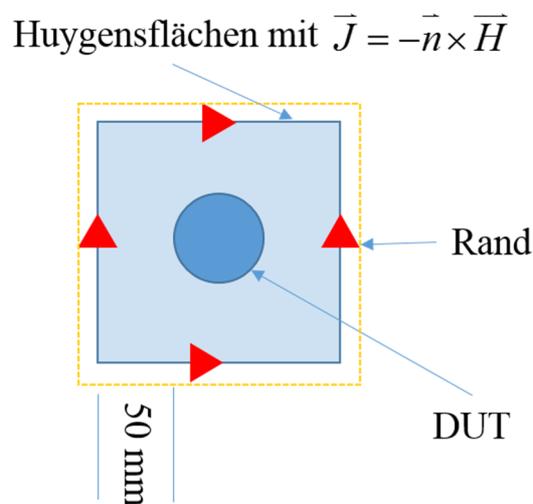


Abbildung 3.9: Schematische Darstellung der Simulation mit Ersatzquellen.

Es wird ein Abstand von mindestens 50 mm von Huygensflächen zum DUT eingehalten. Diese Größe folgt aus einer Voruntersuchung mit Variation des Quellabstandes und sollte nicht unterschritten werden, da es ansonsten zu erheblichen Abweichungen von der Referenzlösung kommen kann. Eine Auswahl dieser Untersuchungen sind nachfolgend kurz dargestellt. Die Huygensflächen können sich also abhängig vom DUT verschieben. Es wird die interne elektrische Feldstärke in Hinblick auf die ICNIRP Richtlinien aus Kapitel 2 als eine Zielgröße der Untersuchung ausgewertet. Zur Ermittlung der Quellfelder wird eine einfache Leiterschleife mit einem Außenradius von 250 mm und einer Drahtdicke von 2 mm von einem Strom mit der Stromstärke $I = 1$ A durchflossen. Die Leiterschleife aus dem Ursprung wird um $z = 4,5$ mm verschoben. Da keine nichtlinearen Materialeigenschaften angenommen werden, können die Ergebnisse entsprechend des Produktes aus Stromstärke und Anzahl der Windungen einer realen Anordnung wie in Kapitel 4.1 skaliert werden. Eine wichtige Voraussetzung ist, dass die Spulendrähte als geometrisch konzentriert angenommen werden können, was auf die Untersuchung der Methode an dieser Stelle keinen Einfluss hat. Die berechneten Felder auf der Quader-Oberfläche werden für die Berechnung der Ersatzstromquellen benutzt. Der virtuelle Quader hat die Abmessung $x_{\min} = 400$ mm und $x_{\max} = 800$ mm, $y_{\min} = -200$ mm und $y_{\max} = 200$ mm, $z_{\min} = -200$ mm und $z_{\max} = 200$ mm.

Der DUT sei eine Kugel und liege mittig im Abstand von 50 mm zur Huygensfläche und besitzt einen Durchmesser von 300 mm. Eine Auswertelinie liegt exakt durch die Kugel von $x = 450$ mm bis $x = 750$ mm bei $y = 0$ und $z = 0$ (vergleiche Abbildung 3.10).

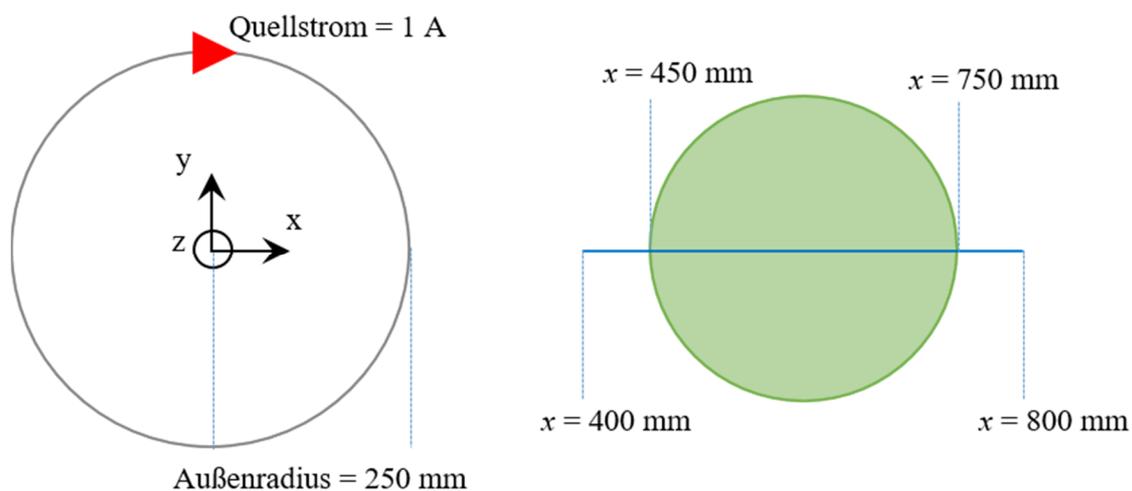


Abbildung 3.10: Ansicht der kreisrunden Leiterschleife mit einer dielektrischen Kugel und zwei Aufpunkten für die virtuellen Huygensflächen bei einer späteren Leerfeldsimulation.

Die Ergebnisse der Simulation für die Variation des Quellabstandes bei einem Quellstrom von 1 A sind in Abbildung 3.11 gezeigt. Die Anregung findet mit einer Frequenz von $f' = 2$ MHz statt. Die dielektrische Kugel ist homogen mit Material gefüllt, dass den Daten von Muskelgewebe für eine Frequenz von $f = 140$ kHz nach [Gabriel, 1996a][Gabriel, 1996b] [Gabriel, 1996c] entspricht. Die Materialdaten wurden aus der Online Datenbank nach [Gabriel, Web] entnommen.

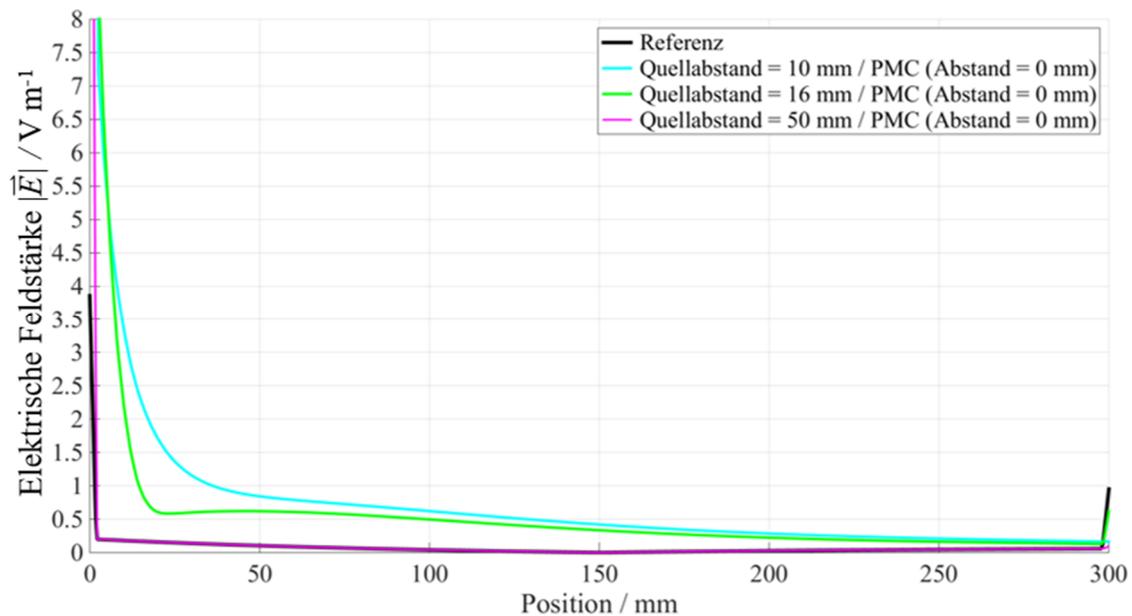


Abbildung 3.11: Betrag der elektrischen Feldstärke entlang der Auswertelinie durch die verlustbehaftete dielektrische Kugel bei Variation des Quellabstandes.

Für die Frequenzskalierung (vergleiche Kapitel 3.4) kann der Realteil der relativen Permittivität vernachlässigt werden, so dass Muskelgewebe nur noch über eine elektrische Leitfähigkeit von $\kappa_{\text{Muskel}} = 0,37043 \text{ S m}^{-1}$ in diesem Frequenzbereich repräsentiert wird. Die Ränder sind über absorbierenden Randbedingungen mit einem Reflexionsfaktor $\Gamma = 10^{-4}$ mit vier Schichten abgeschlossen.

Nach den einführenden Untersuchungen für die Ermittlung eines zweckmäßigen Abstandes der Grenzflächen, werden nun kanonische Modelle untersucht. Die Fälle a) bis d) basieren auf Kugelproblemen und e) bis h) auf Quadern. Zum Schluss wird in i) ein Menschmodell untersucht.

a) Kugel

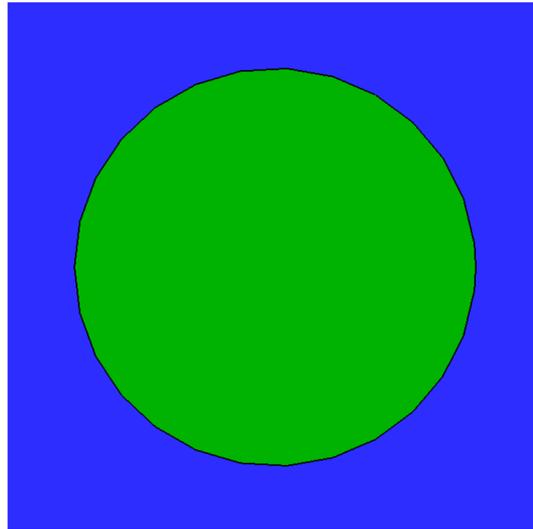


Abbildung 3.12: Mittiger Schnitt durch das Simulationsmodell. In grün eine Halbkugel gefüllt mit Muskelgewebe. In Blau ist dahinter eine Huygensfläche angedeutet.

Der DUT ist gemäß Abbildung 3.12 eine dielektrische Kugel mit einer Leitfähigkeit, die der von Muskelgewebe bei 140 kHz mit $\kappa_{\text{Muskel}} = 0,37043 \text{ S m}^{-1}$ entspricht. Die Auswertung in Abbildung 3.13 betrachtet die interne elektrische Feldstärke entlang einer Auswertelinie mittig durch die Kugel, angefangen bei $x = 450 \text{ mm}$ bis $x = 750 \text{ mm}$.

Die Rechnung wurde mit magnetischen Randbedingungen durchgeführt, an denen die tangentielle Feldkomponente verschwindet, ohne Abstand zwischen Quelle und Rand. In Abbildung 3.13 ist zu erkennen ist, dass die Lösung zu eine Überhöhung im Bereich der ersten Gitterzellen führt. Abbildung 3.14 zeigt die Ergebnisse mit Fokus auf die innenliegenden Punkte. Beide Lösungen stimmen sehr gut im Inneren der Kugel mit der Referenzlösung überein, allerdings ist die erste Gitterzelle für die Risikobewertung ungünstig, da die höchste interne elektrische Feldstärke für den Fall ohne Abstand zwischen Rand und Quelle eine völlig verzerrte Aussage treffen würde. Da die Lösungen für den Abstand von 2 mm sehr gut mit der Referenzlösung übereinstimmen, werden die folgenden Auswertungen auf diese Wahl der Randbedingungen gestützt, da es sich um ein numerisches Auswertungs-Problem handelt. Der Kurzschluss der Quellen ist durch die Vorwegnahme der Vernachlässigung der magnetischen Ströme bereits berücksichtigt, so dass bei kleinem Abstand zur Quelle die Lösungen zusammenfallen und die Theorie aus numerischer Sicht genau genug nachgebildet wird.

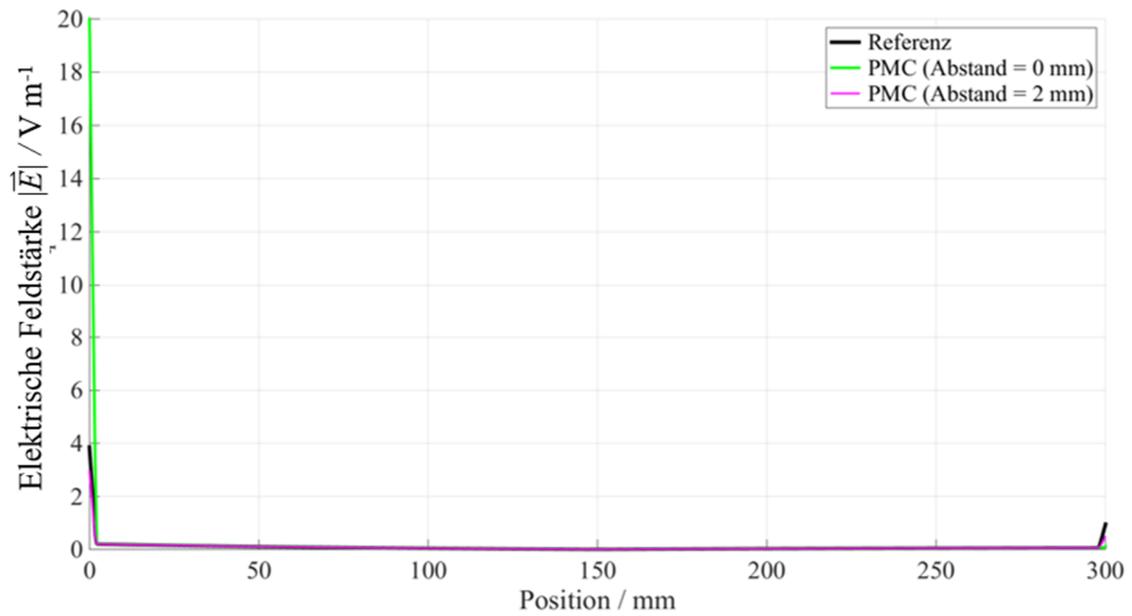


Abbildung 3.13: Betrag der internen elektrischen Feldstärke entlang einer Auswertelinie in x -Richtung.

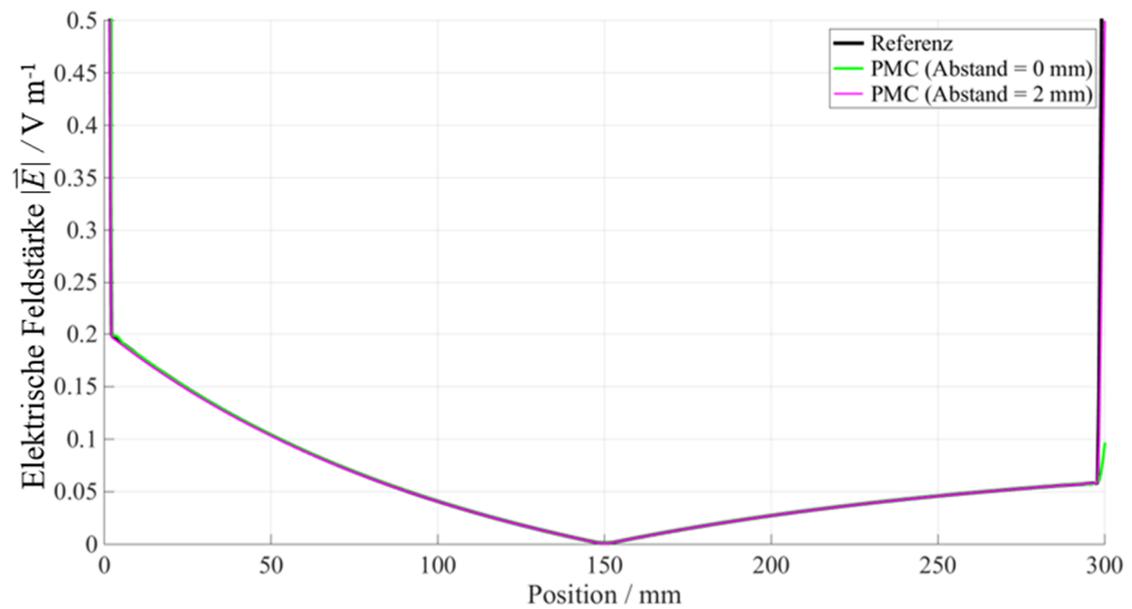


Abbildung 3.14: Betrag der internen elektrischen Feldstärke entlang einer Auswertelinie in x -Richtung mit skaliertem Darstellung zur besseren Lesbarkeit für die innenliegenden Punkte.

b) Zwei Halbkugeln

Eine Vollkugel wird gemäß Abbildung 3.15 in zwei symmetrische Halbkugeln geteilt. Die Hälfte mit kleinerem Abstand zur Spule ist mit Muskelgewebe (grün) gefüllt. Die andere Hälfte ist mit Fettgewebe (braun) mit einer Leitfähigkeit $\kappa_{\text{Fett}} = 0,024496 \text{ S m}^{-1}$ gefüllt, was der elektrischen Leitfähigkeit bei 140 kHz entspricht.

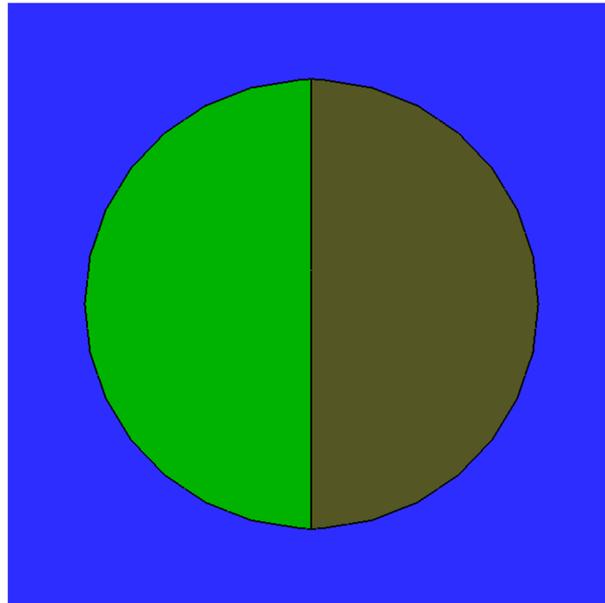


Abbildung 3.15: Schnitt mittig durch eine Kugel. In Grün eine Halbkugel gefüllt mit Muskelgewebe und in Braun mit Fettgewebe. In Blau ist dahinter eine Huygensfläche angedeutet.

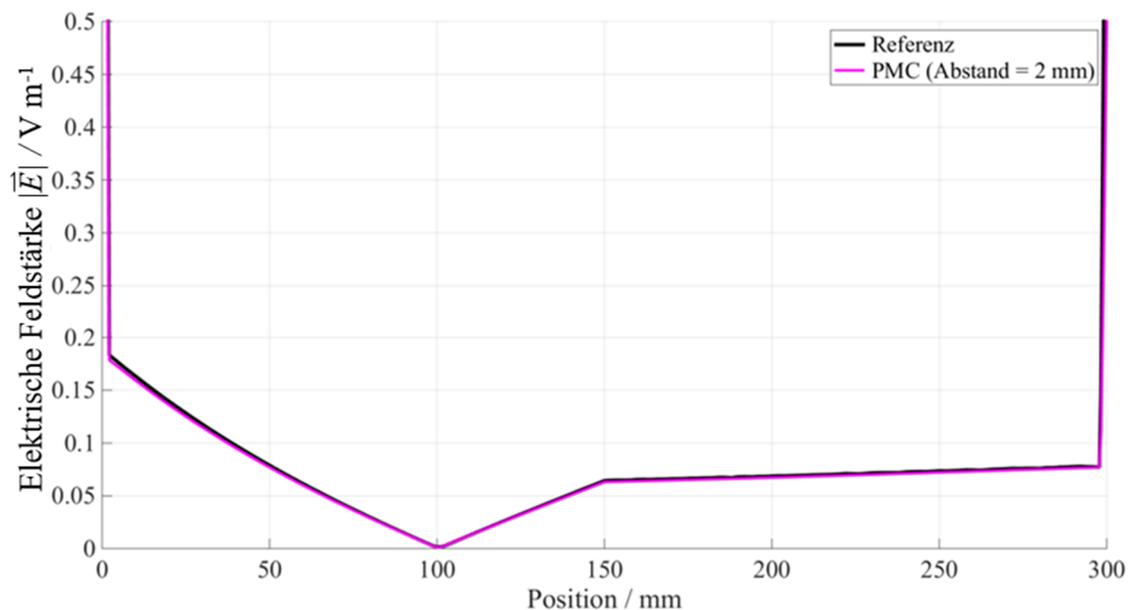


Abbildung 3.16: Betrag der internen elektrischen Feldstärke in x -Richtung mittig durch zwei Halbkugeln. Die Übereinstimmung mit der Referenzlösung ist in Abbildung 3.16 zu erkennen.

c) Geschachtelte Kugeln

Der DUT besteht aus einer Hohlkugel, die mit den Materialdaten für Muskelgewebe definiert ist. Innenliegend wird nun eine Vollkugel ergänzt, die aus Fettgewebe besteht (vgl. Abbildung 3.17).

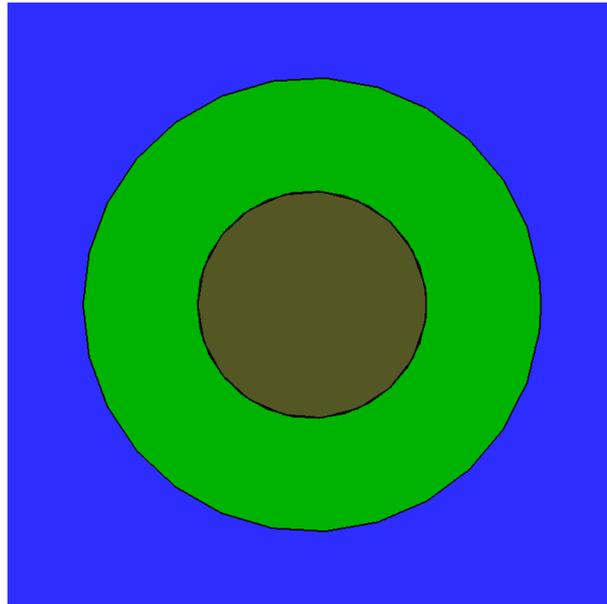


Abbildung 3.17: Mittiger Schnitt durch das Simulationsmodell. Grüne Hohlkugel gefüllt mit Muskelgewebe und innenliegend in Braun eine Vollkugel mit Fettgewebe. In Blau ist dahinter eine Huygensfläche angedeutet.

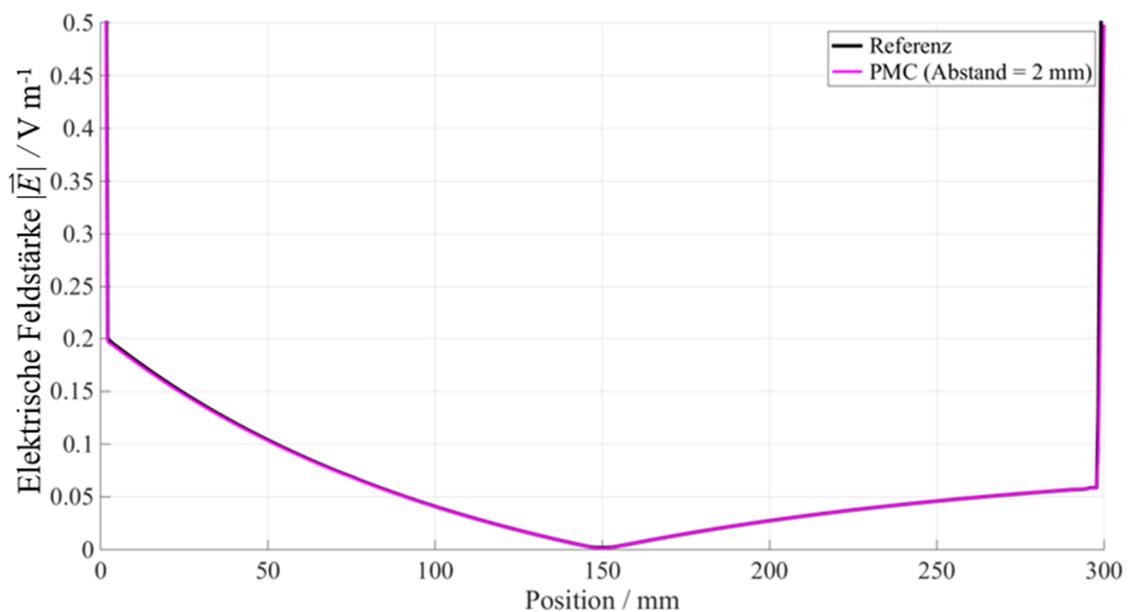


Abbildung 3.18: Betrag der internen elektrischen Feldstärke in x -Richtung mittig durch die Kugel.

Die interne elektrische Feldstärkenverteilung, dargestellt in Abbildung 3.18 stimmt sehr gut mit der monolithischen FIT Referenzrechnung überein. Bemerkenswert ist, dass der Einfluss der innenliegenden Fettkugel im Unterschied zum innenliegenden Quader f) nicht deutlicher zu erkennen ist.

d) Quader

Der DUT besteht aus einem Quader, der homogen mit Muskelgewebe gefüllt ist (vgl. Abbildung 3.19). Die Ergebnisse der Referenzlösung und der gekoppelten Rechnung sind in Abbildung 3.20 dargestellt.

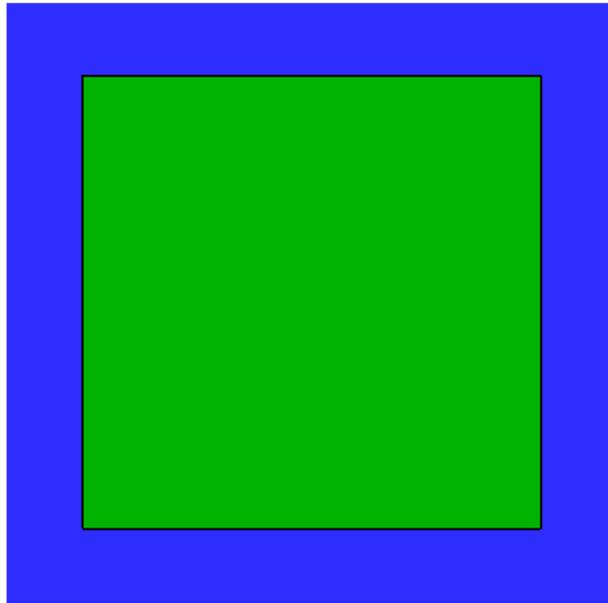


Abbildung 3.19: Mittiger Schnitt durch das Simulationsmodell. In grün ein Vollquader der mit Muskelgewebe gefüllt ist. In Blau ist dahinter eine Huygensfläche angedeutet.

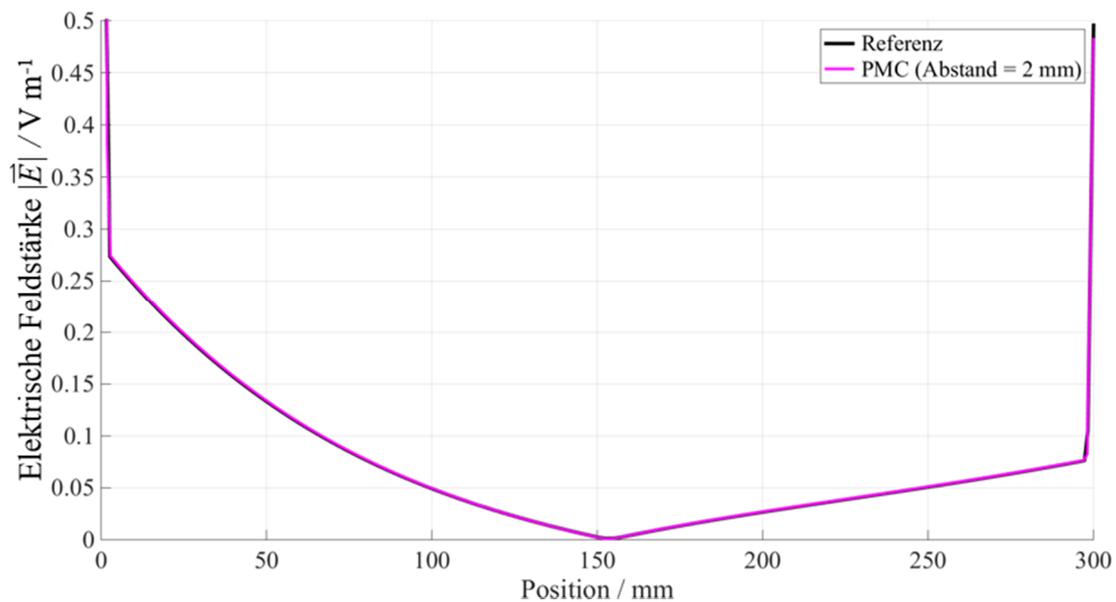


Abbildung 3.20: Betrag der internen elektrischen Feldstärke mittig in x -Richtung durch den Quader.

Die Graphen für die monolithische FIT Referenzlösung mit absorbierenden Rändern und der gekoppelten Simulation mit kurzgeschlossenen magnetischen Strömen sind nicht voneinander zu unterscheiden und drücken somit sehr gute Übereinstimmung im Bereich des Quaders aus.

e) Geschichtete Quader

Ein Würfel wird halbiert und ein Quader aus Muskel- und der andere aus Fettgewebe gemäß Abbildung 3.21 exponiert. Das Ergebnis der internen elektrischen Feldstärke ist als Diagramm in Abbildung 3.22 gezeigt.

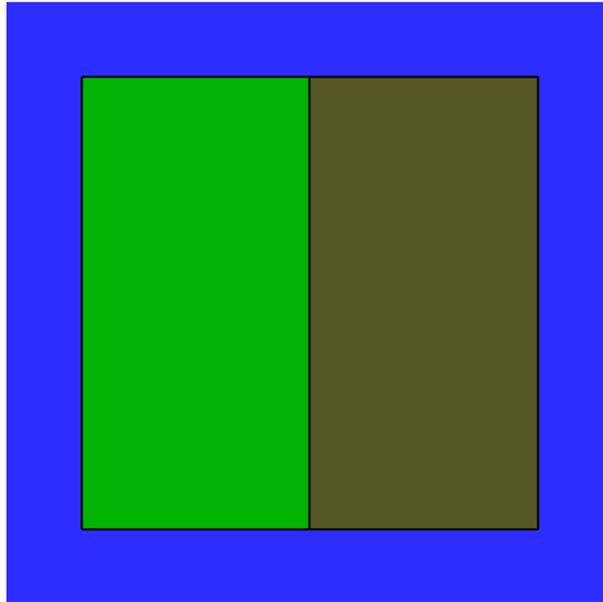


Abbildung 3.21: Mittiger Schnitt durch das Simulationsmodell. Die Quader sind gefüllt mit Muskelgewebe (grün) und innenliegend Fettgewebe (braun). In Blau ist dahinter eine Huygensfläche angedeutet.

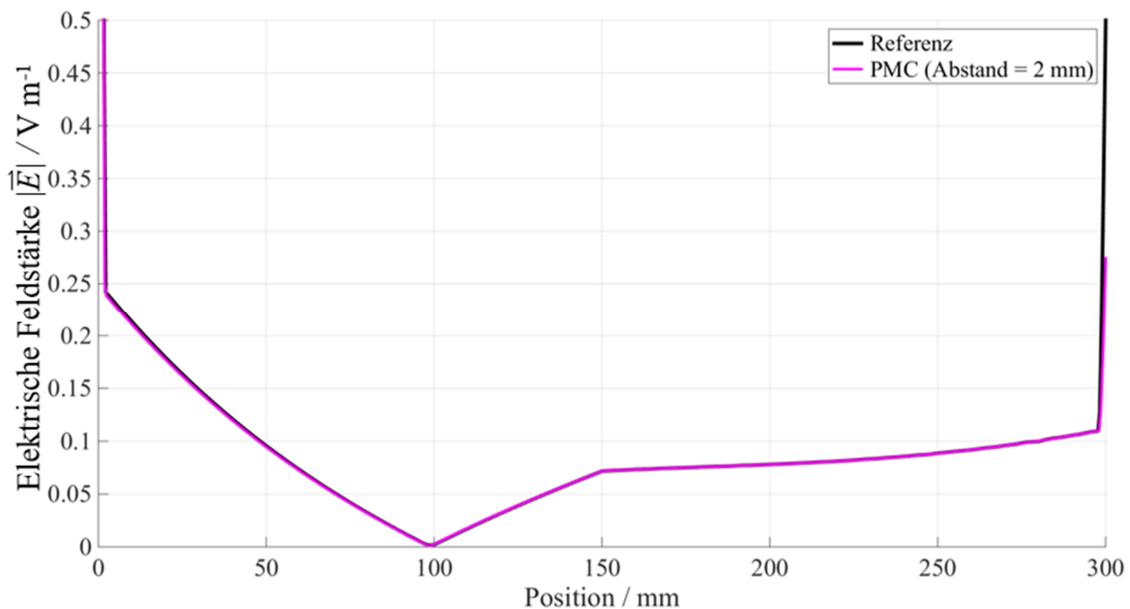


Abbildung 3.22: Betrag der internen elektrischen Feldstärke mittig in x -Richtung.

Die interne elektrische Feldverteilung der gekoppelten Simulation passt sehr gut zur monolithischen FIT Referenzlösung. Lediglich am Rand sind die Ergebnisse nicht mehr vollständig deckungsgleich.

f) Geschachtelte Quader

Der Vollquader aus c) wird mittig um einen weiteren Quader bestehend aus Fettgewebe mit einer Kantenlänge von 150 mm ergänzt (vergleiche hierzu Abbildung 3.23). Der Betrag der internen elektrischen Feldstärke ist in Abbildung 3.24 dargestellt.

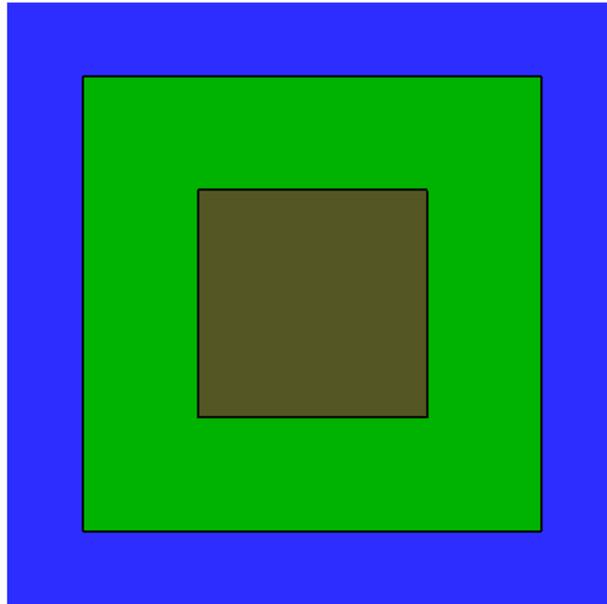


Abbildung 3.23: Mittiger Schnitt durch das Simulationsmodell. Die Quader sind gefüllt mit Muskelgewebe (grün) und innenliegend Fettgewebe (braun). In Blau ist dahinter eine Huygensfläche angedeutet.

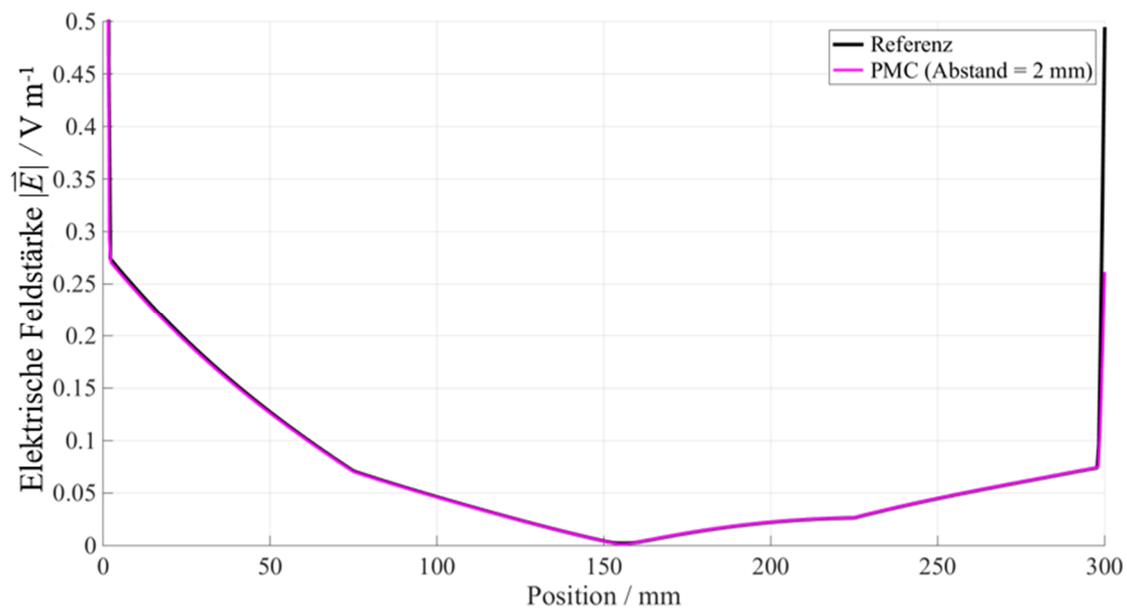


Abbildung 3.24: Betrag der internen elektrischen Feldstärke in x -Richtung durch beide Quader hindurch. Die Ergebnisse der gekoppelten Simulation zeigen eine gute Übereinstimmung mit der Referenzlösung einer monolithischen FIT Rechnung.

g) 8 Subquader

Der DUT wird nun aus 8 Quadern mit jeweils einer Kantenlänge von 150 mm aufgebaut, die abwechselnd mit Muskel- und Fettgewebe gefüllt sind, vergleiche Abbildung 3.25. Um möglichst aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten, wird die Auswertelinie von der geometrischen Innenlinie um 75 mm in y - und z - Richtung verschoben, so dass diese mittig zuerst den Muskelquader und danach den Quader aus Fett durchfährt. Die dazugehörigen Resultate sind in Abbildung 3.26 dargestellt.

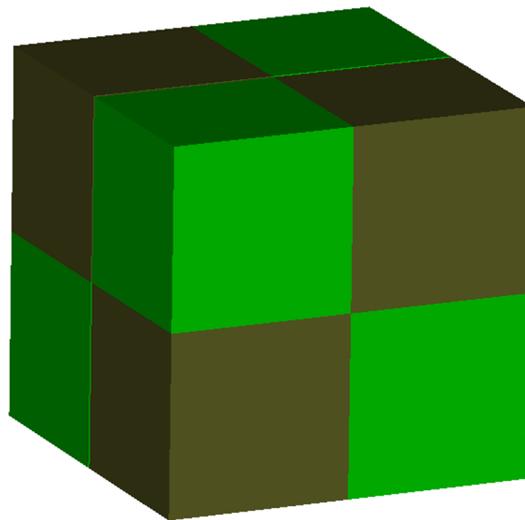


Abbildung 3.25: Mittlerer Schnitt durch das Simulationsmodell. Die Quader sind gefüllt mit Muskelgewebe (grün) und innenliegend Fettgewebe (braun).

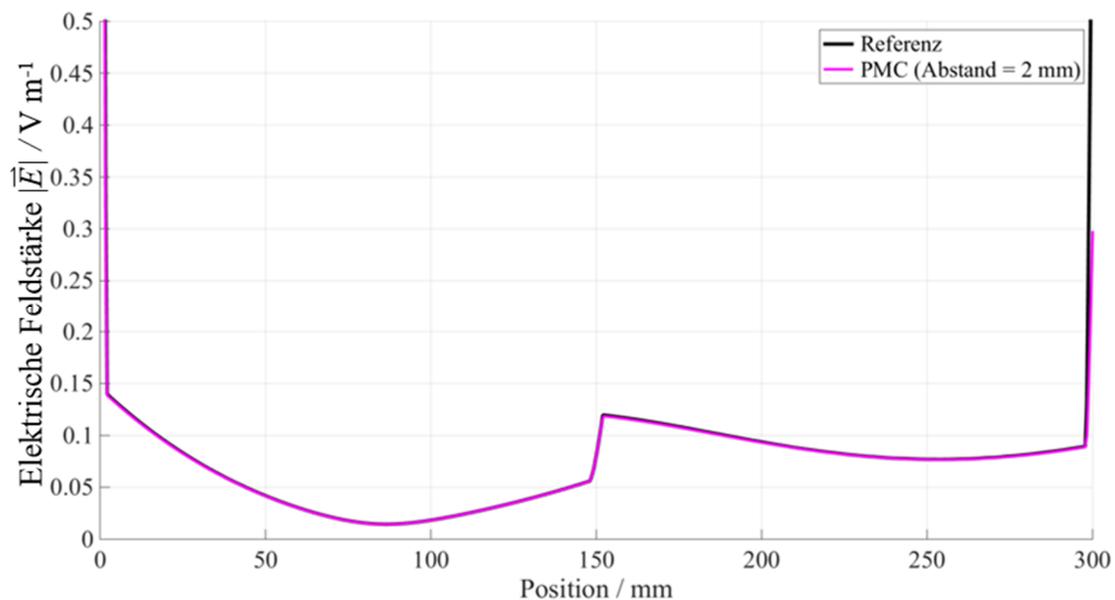


Abbildung 3.26: Betrag der internen elektrischen Feldstärke in x -Richtung durch zwei Quader.

Wie in den Beispielen zuvor gibt die gekoppelte Simulation die Verteilung der internen elektrischen Feldstärke in guter Übereinstimmung mit der monolithischen Referenzlösung wieder.

h) 4x16 Subquader

Der DUT wird nun in Anlehnung an g) aus vier Reihen mit jeweils 16 Subquadern gebildet, die jeweils nur noch eine Kantenlänge von 75 mm besitzen. In Abbildung 3.27 ist der Modellaufbau für die Referenzlösung und die Verlängerung der Auswertelinie (blau) gezeigt.

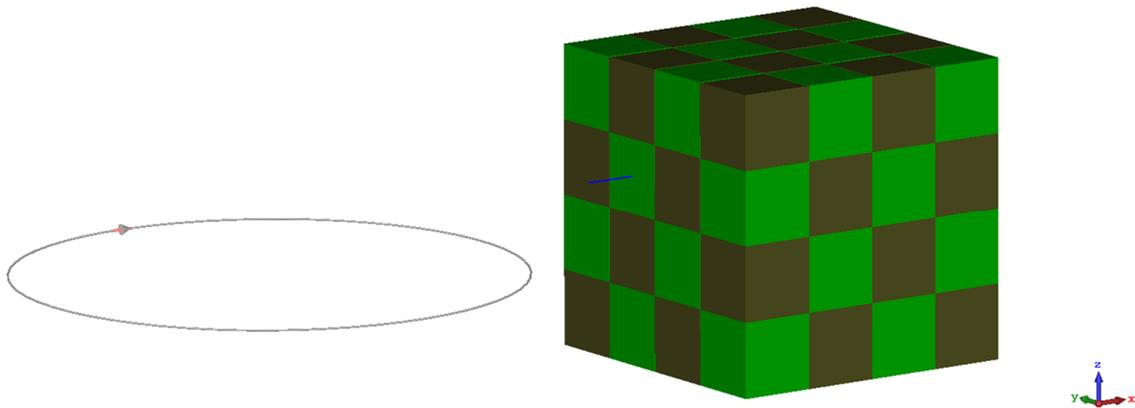


Abbildung 3.27: Ansicht des Würfels bestehend aus 64 Subquadern. Diese sind abwechselnd gefüllt mit Muskelgewebe (grün) und Fettgewebe (braun). Die Verlängerung der Auswertelinie ist in Blau angedeutet.

Im Vergleich zum Vollwürfel aus c) ist die Auswertelinie um 37,5 mm in y - und z -Richtung verschoben. Die Ergebnisse der gekoppelten Simulation sind in Abbildung 3.28 im Vergleich mit der monolithischen FIT Referenzlösung dargestellt und zeigen gute Übereinstimmung im Bereich des Würfels.

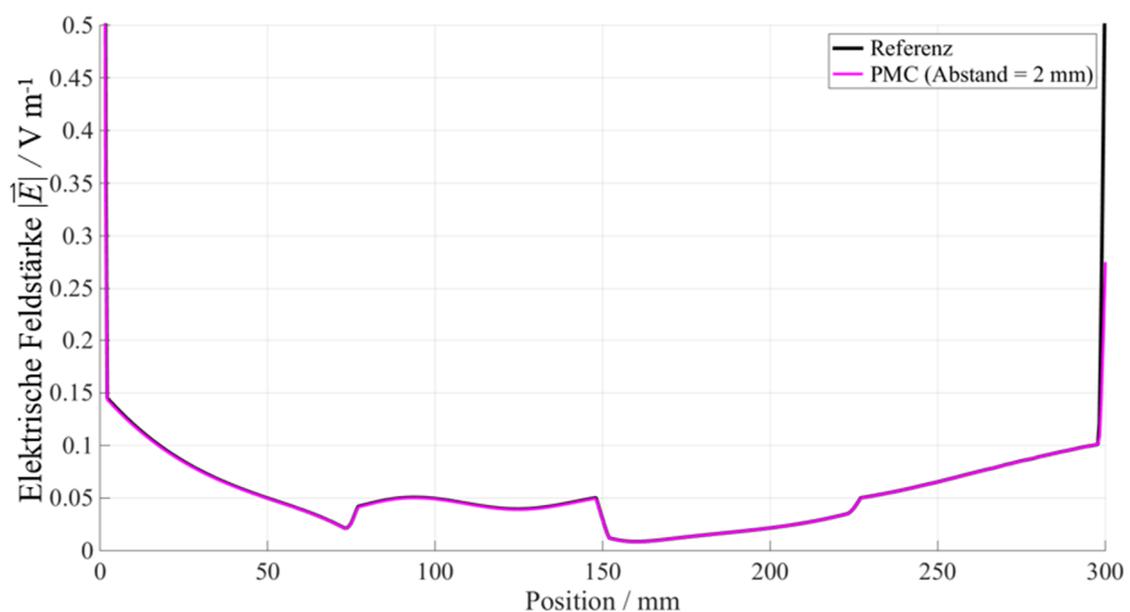


Abbildung 3.28: Betrag der internen elektrischen Feldstärke entlang einer Auswertelinie in x -Richtung durch vier Quader hindurch.

i) Menschmodell

Zur Prüfung des gekoppelten Verfahrens wird ein Szenario modelliert, in dem ein anatomisches Menschmodell (vergleiche Kapitel 4.2.2) über einem einfachen Spulendraht positioniert ist (vergleiche nachfolgende Abbildung 3.29).

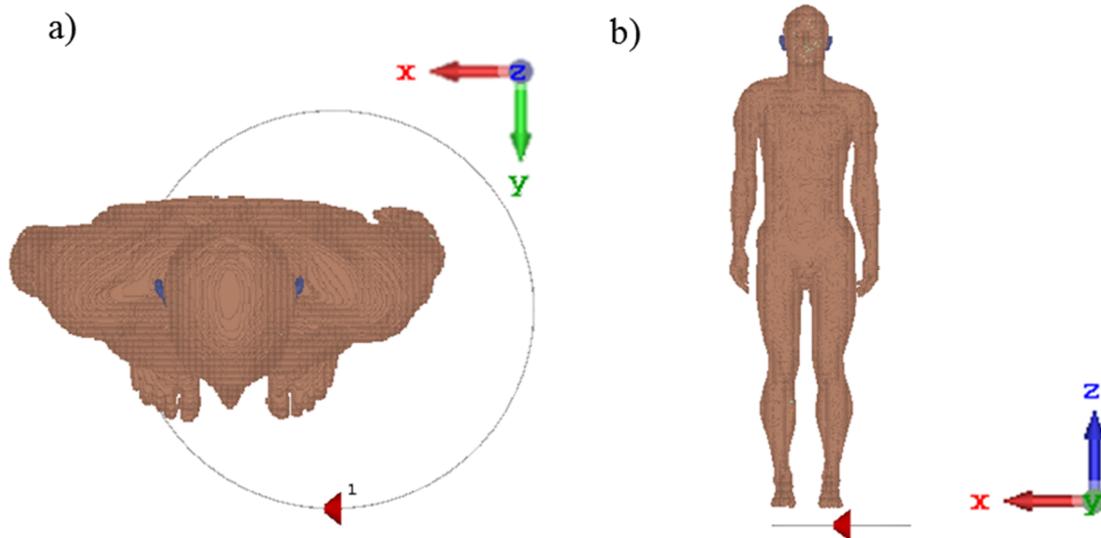


Abbildung 3.29: Menschmodell über einer Leiterschleife als a) Draufsicht und b) Frontansicht.

Zur Bewertung werden zunächst auf einer Auswertelinie der Verlauf der internen elektrischen Feldstärke in Abbildung 3.30 dargestellt. Danach wird die maximale interne elektrische Feldstärke mit Blick auf die ICNIRP Empfehlung über einem 8 mm^3 Würfel gemittelt und verglichen. Desweiteren wird die Spezifische Absorptionsrate ausgewertet.

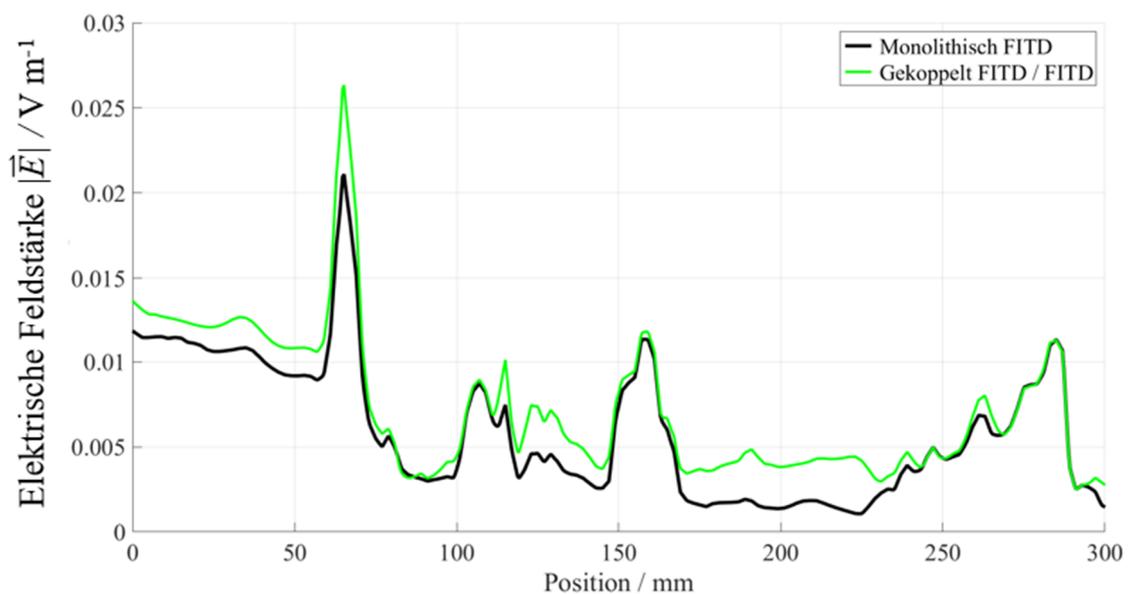


Abbildung 3.30: Elektrische Feldstärkeverteilung entlang einer Auswertelinie inmitten des Körpers.

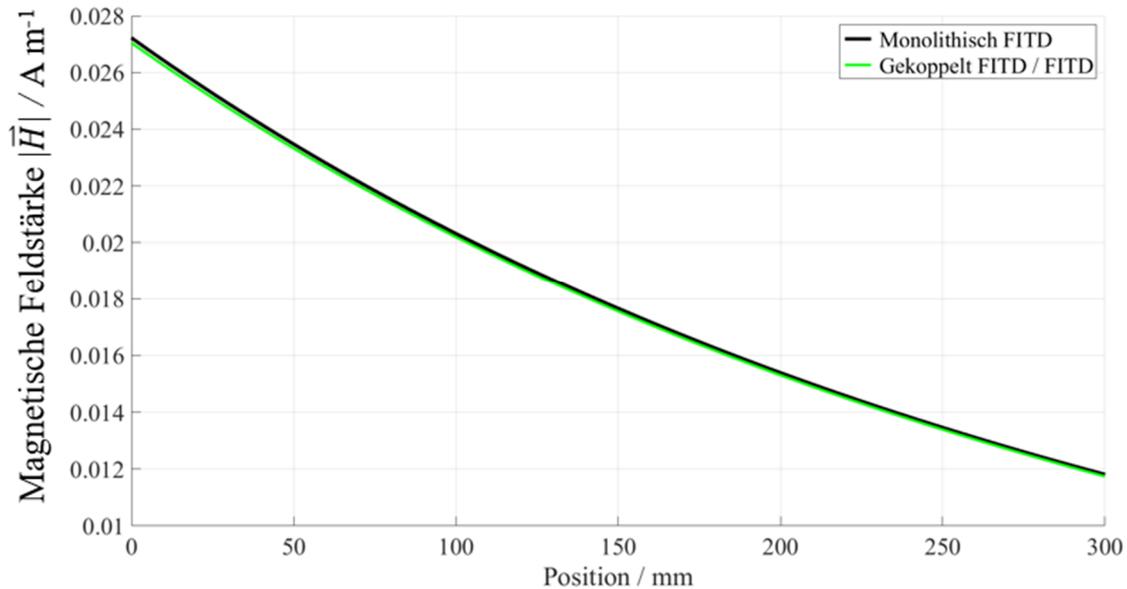


Abbildung 3.31: Magnetische Feldstärkeverteilung entlang einer Auswertelinie inmitten des Körpers.

Die Referenzlösung wurde durch eine monolithische Rechnung basierend auf der FIT bei einer Anregungsfrequenz von 2 MHz und einer Quellstromstärke von 1 A berechnet. Verglichen werden diese Ergebnisse mit einer gekoppelten FIT / FIT-Simulation, bei der die magnetischen Stromflüsse über magnetische Randbedingungen kurzgeschlossen und somit von vornherein vernachlässigt werden.

Der Verlauf der elektrischen Feldstärke in Abbildung 3.30 zeigt Abweichungen bei einzelnen Materialien. Die magnetischen Feldstärke in Abbildung 3.31 zeigt dagegen eine gute Übereinstimmung. Die für die Untersuchung wesentliche maximale interne elektrische Feldstärke beträgt für die Referenzlösung $E_{\max} = 46,203 \text{ V m}^{-1}$ und bei der über Ersatzquellen und magnetischen Randbedingungen gekoppelten Simulation beträgt $E_{\max} = 42,406 \text{ V m}^{-1}$. Dies entspricht einer Abweichung von unter 10 % und wird bei den typischen, nicht zu vermeidenden Ungenauigkeiten bei EMVU Untersuchungen, wie die von Mensch zu Mensch unterschiedliche Ausprägung der Körperform, das Körpergewicht und die Haltung als angemessen und hinnehmbar betrachtet. Diese maximalen elektrischen Feldstärkewerte treten üblicherweise am Rand beim Übergang von Luft in das Gewebe auf.

Die Spezifische Absorptionsrate gemittelt über den ganzen Körper beträgt für die Referenzlösung Ganzkörper $\text{SAR} = 9,23217 \cdot 10^{-7} \text{ W kg}^{-1}$ und die maximale über 10 g gemittelte $\text{SAR} = 0,17697 \text{ mW kg}^{-1}$. Für die gekoppelte Simulation ergibt sich die Ganzkörper $\text{SAR} = 8,76442 \cdot 10^{-7} \text{ W kg}^{-1}$ und die maximale über 10 g gemittelte

$SAR = 0,168246 \text{ mW kg}^{-1}$. Ebenfalls beträgt der Unterschied deutlich unter 10 %, so dass dies ausreichend genau für die hier notwendigen Betrachtungen ist.

Ergänzende Informationen zur Implementierung finden sich als Vorwort zum Meta-File Generator im Anhang.

4 Expositionsszenarien

Selten sind komplexe Fahrzeugmodelle zur Simulation und Bewertung des Expositionsriskos von Lebewesen Teil von numerischen Untersuchungen. Mögliche Ursachen hierfür sind die mitunter komplexen Geometrien, die in einem feinen Gitter diskretisiert werden müssen. Sehr dünne Schichten, endliche Leitfähigkeiten oder der Übergangsbereich von Niederfrequenz- und Hochfrequenzlösern erfordern häufig Vereinfachungen. Im Folgenden werden verschiedene prototypische Expositionsszenarien und die verwendeten numerischen Modelle vorgestellt. Fallabhängig wird anschließend ein Lösungsansatz basierend auf der Frequenzskalierung und einem Gebietszerlegungsverfahren nach Huygens zur numerischen Simulation vorgestellt.

4.1 Prototyp eines induktiven Ladesystems

4.1.1 Problemstellung

Eine Großzahl der Modelle in dieser Arbeit sind nach dem Vorbild eines ersten realen Prototyps aufgebaut, der in einem Labor der AG Elektromobilität (Prof. Schmülling) an der Bergischen Universität Wuppertal betrieben wird (siehe Abbildung 4.1 und 4.2).



Abbildung 4.1: Prototyp eines induktiven Ladesystems. Blick auf die Primärspule mit einer Aluminiumplatte, darauf kreisförmig verbundenen Ferritstäben aus dem Werkstoff Mannifer 198 und darauf spiralförmig verlegter und fixierter Kupferlitzendraht.



Abbildung 4.2: Prototyp eines induktiven Ladesystems. Blick auf die Sekundärspule mit einer Aluminiumplatte, darauf kreisförmig verbundenen Ferritstäben aus dem Werkstoff Mannifer 198 und darauf spiralförmig verlegt und fixiert Kupferlitzendraht. Die Abmessungen sind insgesamt etwas kleiner als bei der Primärspule.

Das numerische Modell des Koppelspulen-Laborprototypensystems ist gemäß Abbildung 4.3 und 4.4 aufgebaut und trifft zunächst einige Vereinfachungen. Es gibt keine Kompensationsschaltung, sodass lediglich die maximale Stromstärke der im Boden liegenden Spule als Feldquelle vorgegeben wird. Zudem wird anstelle einzelner Ferritstäbe eine Ferritscheibe modelliert.

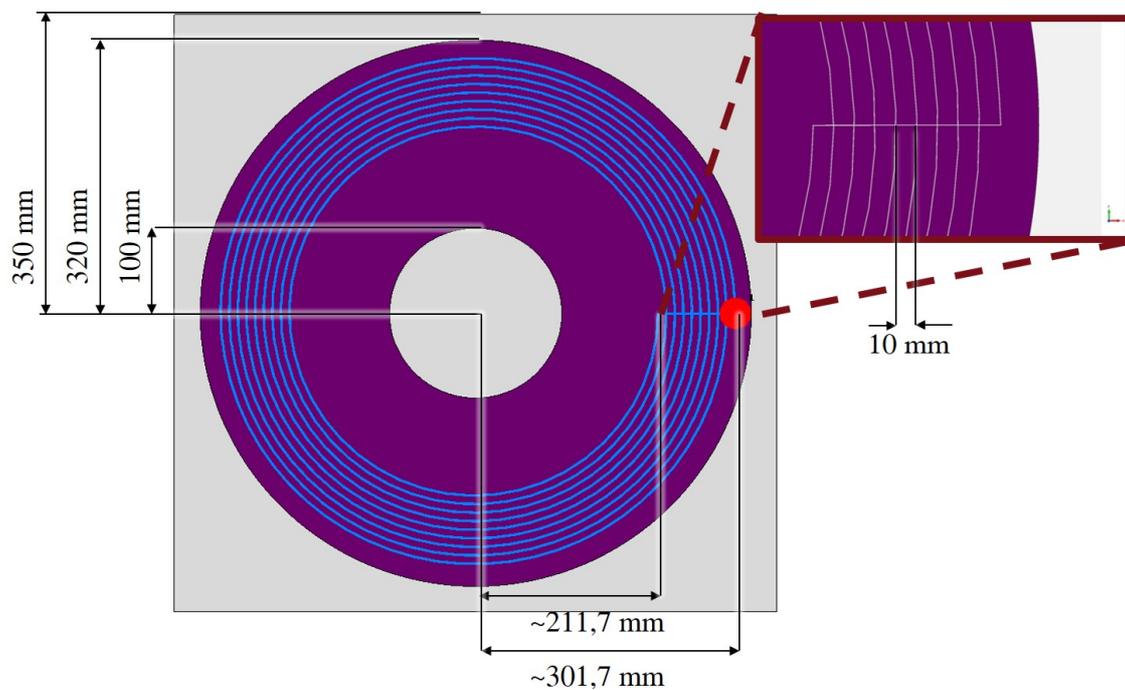


Abbildung 4.3: Aufbau der Primärspule.

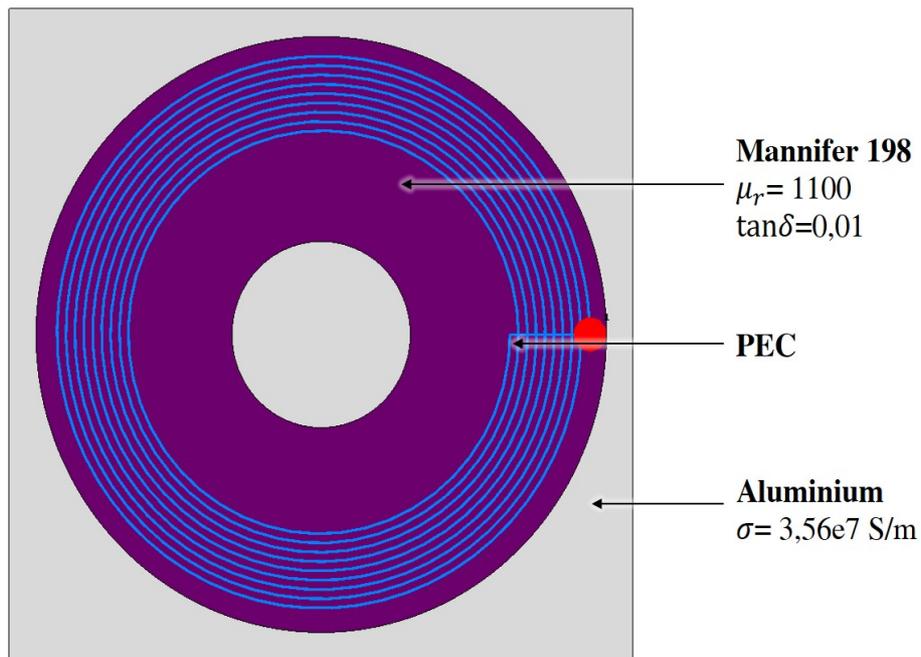


Abbildung 4.4: Materialzuordnung für die Primärspule. Der Spulendraht ist als perfekt leitender dünner Draht modelliert.

Um ein zuverlässiges Modell der realen Laboranordnung zu erhalten, wird das induktiv gekoppelte System schrittweise aufgebaut, validiert und erweitert. Hier sollen nur einige zentrale Erweiterungen beschrieben werden, die begleitet werden von einer Vielzahl an Prüfrechnungen mit unterschiedlicher Auflösung und Variationen in den Materialmodellen.

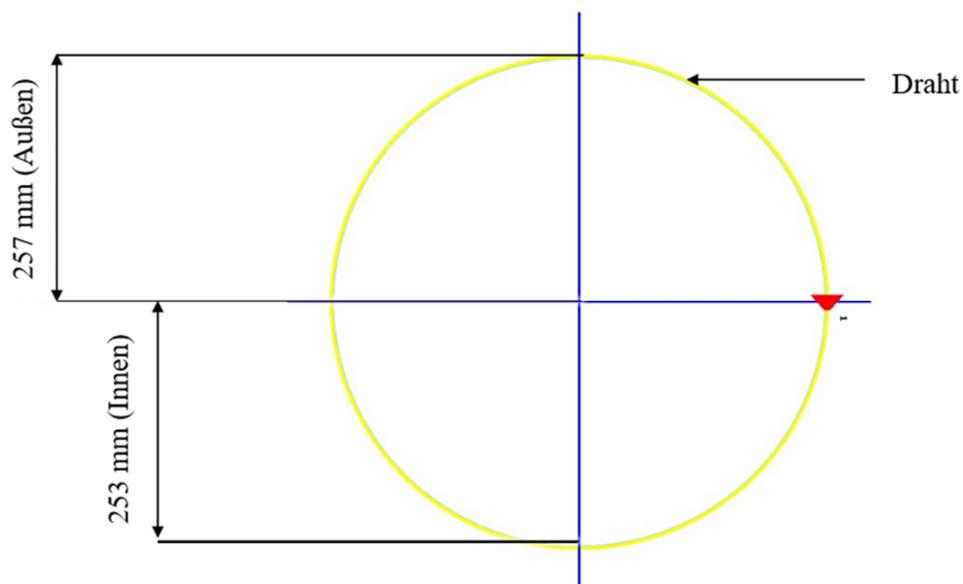


Abbildung 4.5: Einfache Leiterschleife.

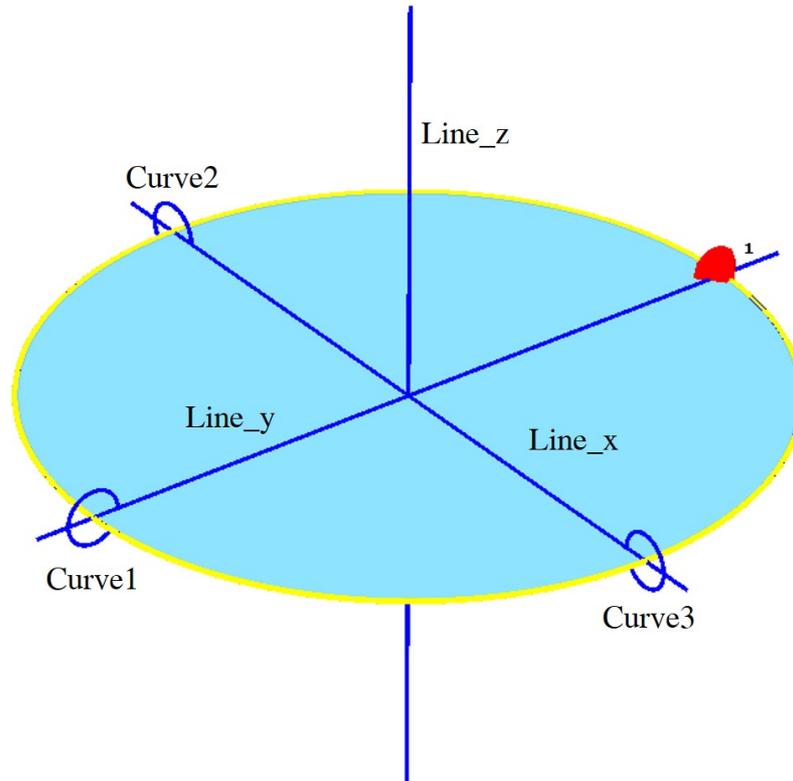


Abbildung 4.6: Auswertelinien und Ansicht der Leiterschleife mit diskreter Stromquelle (roter Kegel).

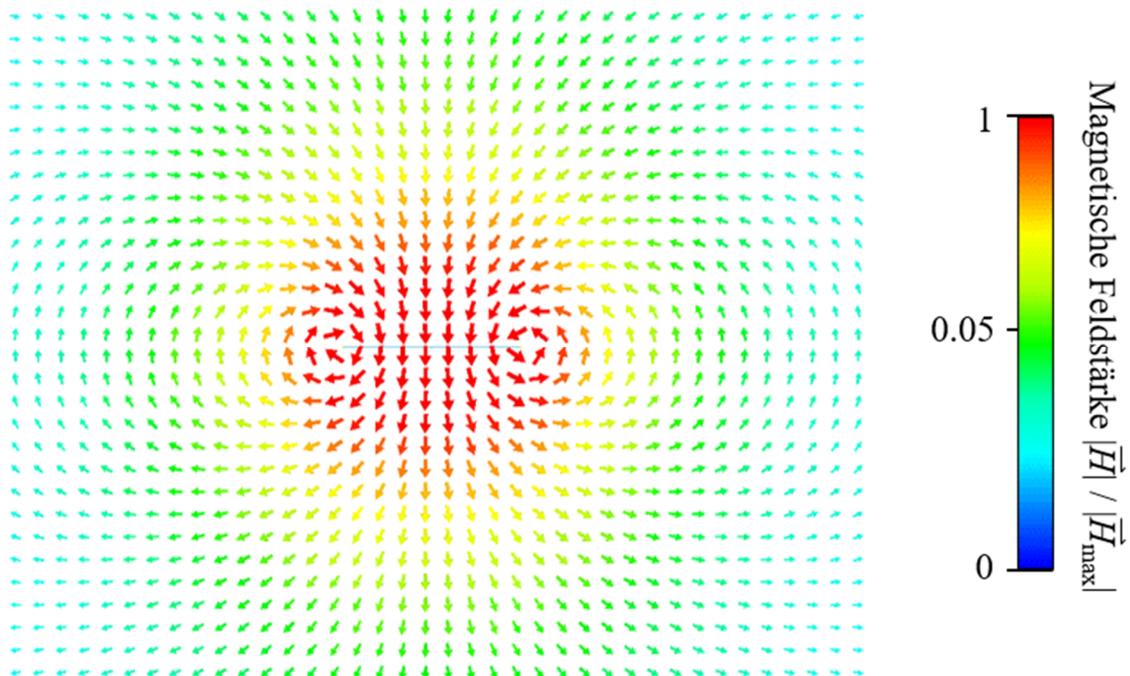


Abbildung 4.7: Normierter Verlauf des Momentanwerts der magnetischen Feldstärke auf einem Schnitt bei $y = 0$ parallel zur Flächennormalen bei einer Frequenz von 2 MHz und Phasenlage 0° für $\vec{H}_{\max} = 115 \text{ Am}^{-1}$

Zur Prüfung der Plausibilität werden bei einer Anregung mit $I_0 = 1 \text{ A}$ an den Messpunkten aus Abbildung 4.6 die Stromstärken berechnet mit $I_{\text{Curve1}} = 1,0017824 \text{ A}$, $I_{\text{Curve2}} = 1,0017358 \text{ A}$ und $I_{\text{Curve3}} = 1,001735 \text{ A}$. Unter Berücksichtigung absorbierenden Randbedingungen wird nun die Amplitude der magnetischen Feldstärke (vergleiche Abbildung 4.7) entlang der Spulenachse ermittelt und mit der analytischen Lösung einer dünnen kreisförmigen Leiterschleife gemäß

$$|\bar{H}| = \frac{I_0}{2} \left[\frac{r_q^2}{(r_q^2 + z^2)^{1,5}} \right] \quad 4.1$$

in Abbildung 4.8 verglichen. Der Radius der Leiterschleife beträgt für diese Rechnung $r_q = 0,257 \text{ m}$ (Außenradius) und entspricht damit dem mittleren Radius der verteilten Windungen aus Abbildung 4.4. Die Feldwerte werden zwischen $-300 \text{ mm} < z < 300 \text{ mm}$ ausgewertet.

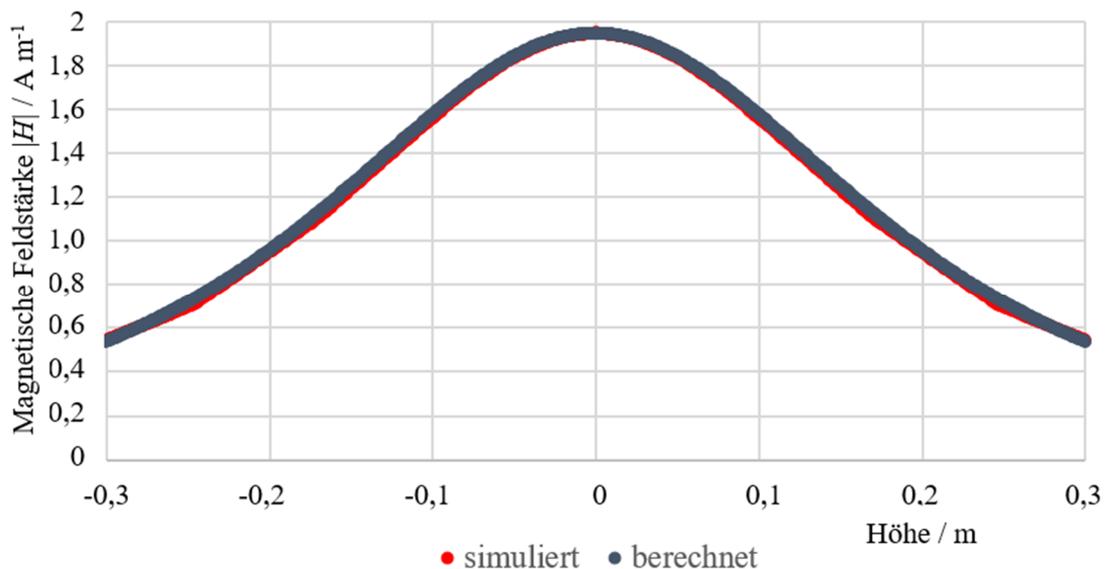


Abbildung 4.8: Amplitude der magnetischen Feldstärke entlang der Spulenachse einer kreisförmigen Leiterschleife.

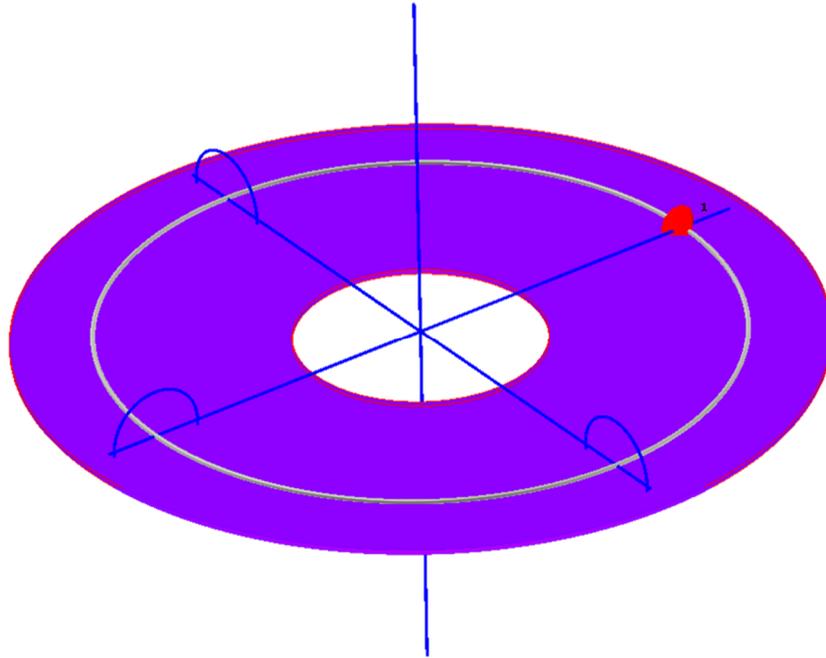


Abbildung 4.9: Kreisförmige Leiterschleife mit einem darunterliegenden Ferritzylinder mit $R_{\text{innen}} = 100 \text{ mm}$, $R_{\text{außen}} = 320 \text{ mm}$, Höhe $h = 4 \text{ mm}$ mit 2 mm Abstand zum Draht und einer relativen Permeabilität $\mu_r = 1000$.

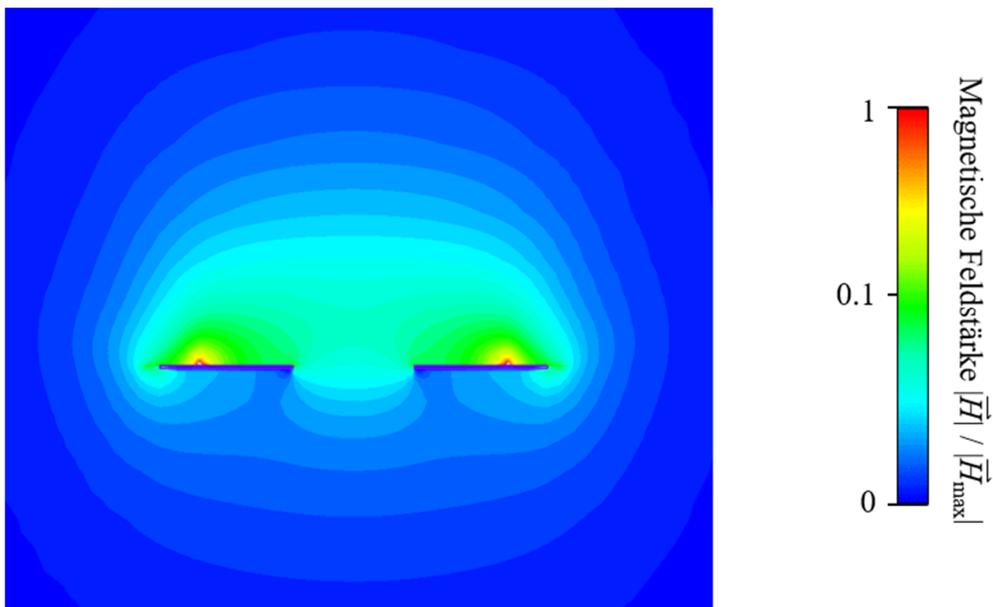


Abbildung 4.10: Verlauf der normierte Amplitude der magnetischen Feldstärke bei $y=0$ für $\bar{H}_{\text{max}} = 83,4 \text{ Am}^{-1}$.

In Abbildung 4.10 ist der Verlauf der magnetischen Feldstärke in einem mittigen Schnitt durch das Ladesystem ohne Schirmplatte gemäß Abbildung 4.9 dargestellt. Die maximale Stärke des Magnetfeldes tritt dabei unmittelbar in der Nähe der Drähte auf. Die Feldstärke nimmt stark unterhalb der Ferritstäbe ab. Dies ist in Hinblick auf die Erweiterung mittels einer Schirmplatte gemäß Abbildung 4.11 wichtig, da so wenig Feld noch die leitfähige

Aluminiumplatte durchdringt und so aufgrund von Wirbelströmen nur ein unwesentliches entgegengesetztes Feld erzeugt

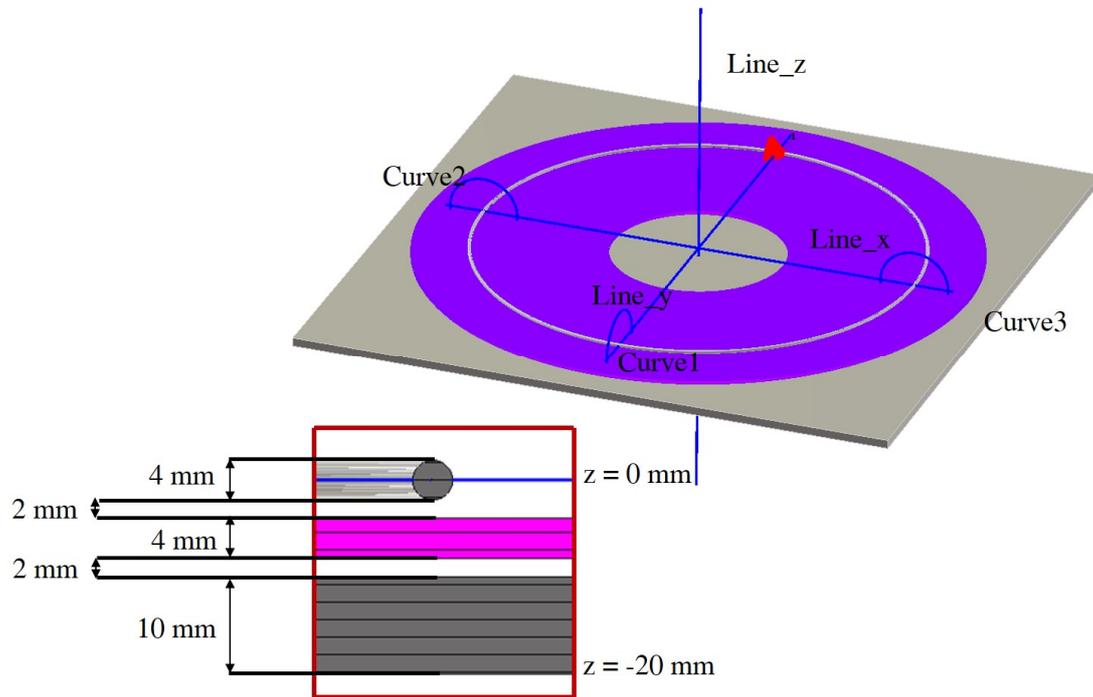


Abbildung 4.11: Ergänzung des Modells der Anregungsspule mit einer perfekt leitenden Metallplatte.

Die Spule wird nun mit einer Aluminiumplatte gemäß Abbildung 4.11 erweitert, die zur Abschirmung dient. Der sich hieraus ergebende Feldverlauf ist Absolutwert der magnetischen Feldstärke in Abbildung 4.12 gezeigt. Es ist zu erkennen, dass das Magnetfeld unterhalb der Schirmplatte erwartungsgemäß nahezu verschwunden ist.

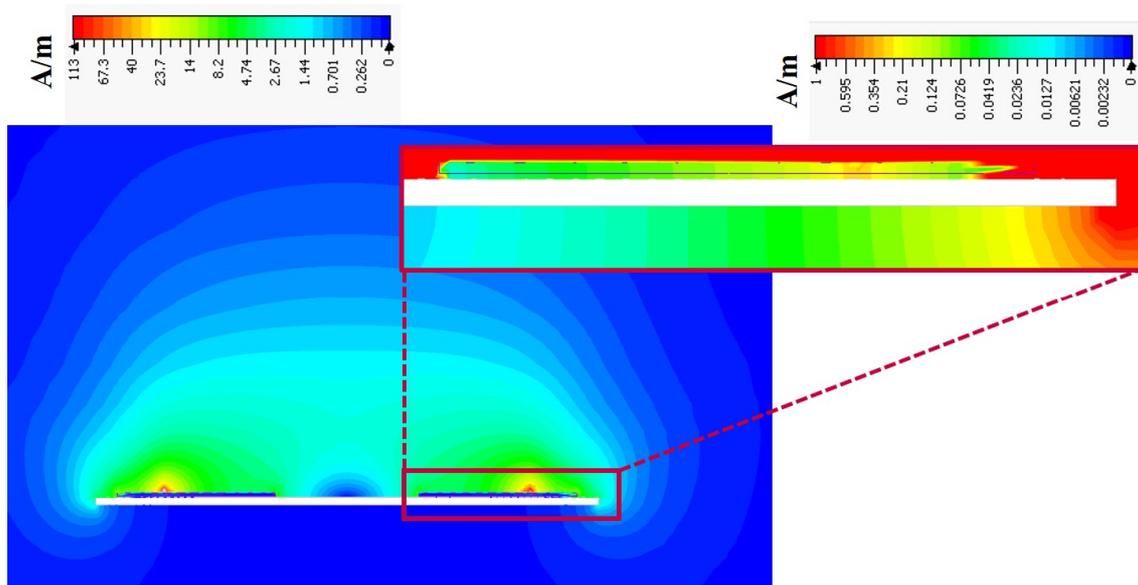


Abbildung 4.12: Amplitude der magnetischen Feldverteilung und zusätzlichem Schnitt im Bereich des Leiters.

Um die Feldverläufe genau abzubilden, wird das Spulensystem mit bis zu 1 mm Gitterlängen aufgelöst (exemplarisch Abbildung 4.13). Im Bereich des Drahtes, dessen Querschnitt in dunkelgrau dargestellt ist, beträgt die Auflösung 2 mm. In vorangegangenen numerischen Experimenten bestätigte sich, dass zur Untersuchung des Feldverlaufs diese Auflösung nachvollziehbare Ergebnisse liefert (vergleiche Abbildung 4.8).

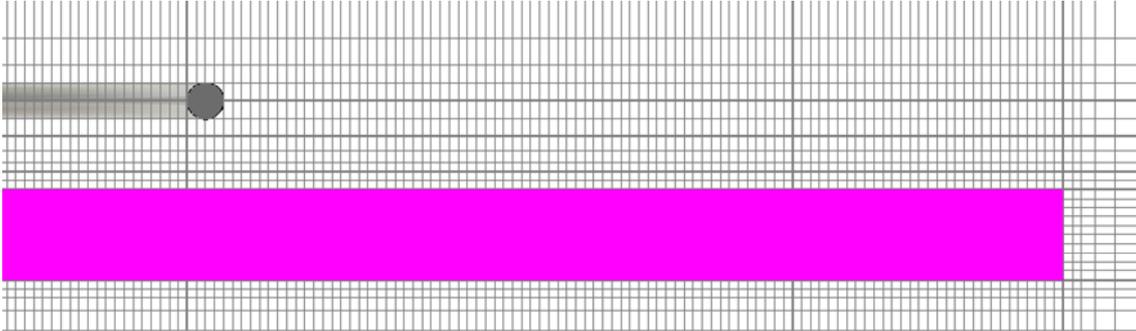


Abbildung 4.13: Ansicht des numerischen Gitters bei ausgeblendetem Ferrit mit einer kleinsten Kantenlänge von 1 mm mit ausgeblendeter Ferritscheibe.

4.1.2 Induktivität einer flachen Einzelschicht-Spiral-Spule

Zum Vergleich der skalierten FIT Simulationsergebnisse aus dem Zeitbereich mit einer Referenzsimulation mittels eines Niederfrequenz-Simulationscodes (CST EM Studio mit dem „Low Frequency“-Löser) wird ein weiteres Modell des induktiven Ladesystems aufgebaut. Um zu prüfen, ob die Modellierung den Erwartungswerten entspricht, soll die Eigeninduktivität abgeschätzt werden. Für eine Vielzahl an unterschiedlichen Formen solcher flachen Einzelschicht-Spiral-Spulen (im Englischen „Single-layer planar spiral coil“) gibt es unterschiedliche Modelle zur Ermittlung der Eigeninduktivität. Einige Beispiele werden im weiteren Verlauf kurz erläutert.

4.1.2.1 Archimedische Spirale (inverse conical) - Wheeler-Formel

In [Chen, 2003] und [Tilbury, 2008] wird eine angepasste Darstellung [Pender, 1936] der Wheeler Formel [Wheeler, 1928] vorgestellt, die wie folgt lautet:

$$L = \frac{(d_{\text{avg}})^2 N^2}{8(d_{\text{avg}}) + 11W'} \quad \text{mit} \quad d_{\text{avg}}' = \frac{d_{\text{out}} - d_{\text{in}} + d_{\text{in}}}{2} \quad 4.2$$

mit L als Induktivität der Spule in $[\mu\text{H}]$, d_{avg}' als mittleren Radius der Spule in Zoll, N als Anzahl der Windungen und W' als Breite der Windung in Zoll, berechnet aus $W' = d_{\text{avg}}' / \cos(\theta)$. Vergleiche hierzu Abbildung 4.14. Die Genauigkeit der Approximation liegt im Bereich von $\sim 5\%$ für flache Spiralspulen, solange $W' > (d_{\text{avg}}')/5$ gilt.

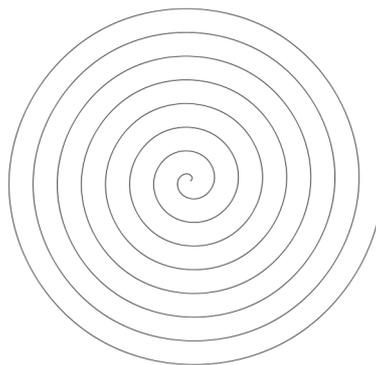


Abbildung 4.14: Die archimedische Spirale

[Quelle Wikicommons:Archimedean_spiral_8revolution.svg, letzter Zugriff 03.02.2016.]

4.1.2.2 Modifizierte Wheeler - Formel

Mohan, Hershenson, Boyd und Lee stellen in [Mohan, 1999] einige weitere Ausdrücke für die Approximation der Induktivität von flachen Spiralspulen vor, zum Beispiel die „Modified Wheeler Formula“:

$$L_{\text{mw}} = K_1 \mu_0 \frac{N^2 d_{\text{avg}}}{1 + K_2 \rho} \quad 4.3$$

Mit L_{mw} als modifizierte Wheeler Induktivität, K_i ist ein Layout-abhängiger Koeffizient, der sich aus Tabelle 4.1 bestimmen lässt und ρ als Füllungsverhältnis, wobei vollständig gefüllt $d_{\text{out}} \gg d_{\text{in}}$ und bei fast vollständig ausgehöhlt näherungsweise $d_{\text{out}} \approx d_{\text{in}}$ angenommen werden kann.

Tabelle 4.1: Koeffizienten für die modifizierte Wheeler Formulierung nach [Mohan, 1999]

Layout	K_1	K_2
Quadratisch	2,34	2,75
Hexagonal	2,33	3,82
Octagonal	2,25	3,55

4.1.2.3 „Expression Based on Current Sheet Approximation“

Nach [Mohan, 1999] ist diese Approximation geeignet für ein möglichst kleines Verhältnis aus Abstand der Drähte zur Drahtdicke der Windung (vergleiche Abbildung 4.15).

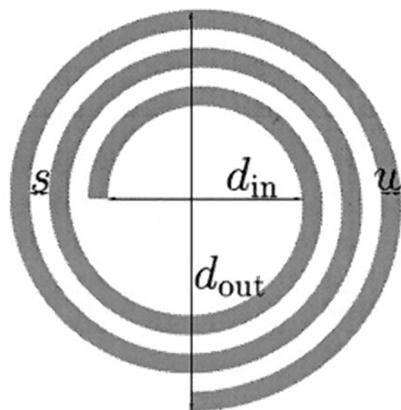


Abbildung 4.15: Schematische Darstellung der Koeffizienten für die „Expression Based on Current Sheet Approximation“ nach [Mohan, 1999]

Für ein Verhältnis aus $s \ll 3W$ geben die Autoren immerhin noch eine Genauigkeit von etwa 8% an für die Induktivität basierend auf dem mittleren geometrischen und arithmetisch Abstand der stromführenden Schichten (im Englischen „geometric mean distance“ – GMD):

$$L_{\text{gmd}} = \frac{\mu N^2 d_{\text{avg}} c_1}{2} \left(\ln\left(\frac{c_2}{\rho}\right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right), \quad 4.4$$

wobei die geometrieabhängigen Koeffizienten c_i in der nachfolgenden Tabelle 4.2 aufgestellt sind. Der mittlere Abstand der Spulenwindungen zur Achse d_{avg} und ρ als Füllungsverhältnis orientieren sich an Kapitel 4.1.1.

Tabelle 4.2: Koeffizienten für die „Expression based and Sheet Current“-Formulierung [Mohan, 1999]

Layout	c_1	c_2	c_3	c_4
Quadratisch	1,27	2,07	0,18	0,13
Hexagonal	1,09	2,23	0	0,17
Octagonal	1,07	2,29	0	0,19
Kreisförmig	1	2,46	0	0,20

4.1.2.4 „Data Fitted Monomial Expression“ - Methode

Die Gleichung aus [Mohan, 1999] wurde aus einer Sammlung und Auswertung von Messergebnissen aus einer Vielzahl von unterschiedlichen Spulentypen erzeugt und verspricht daher für die Praxis eine hohe Genauigkeit für die Approximation der Induktivität mit

$$L_{\text{mon}} = \beta d_{\text{out}}^{\alpha_1} w^{\alpha_2} d_{\text{avg}}^{\alpha_3} n^{\alpha_4} s^{\alpha_5} \quad 4.5$$

mit L_{mon} als monomiale Induktivität und α_i, β als Layout-abhängige Koeffizienten, die in Tabelle 4.3 dargestellt sind.

Tabelle 4.3: Koeffizienten für die „Data Fitted Monomial Expression“-Formulierung [Mohan, 1999]

Layout	β	$\alpha_1 (d_{\text{out}})$	$\alpha_2 (w)$	$\alpha_3 (d_{\text{avg}})$	$\alpha_4 (n)$	$\alpha_5 (s)$
Quadratisch	$1,62 \cdot 10^{-3}$	-1,21	-0,147	2,40	1,78	-0,030
Hexagonal	$1,28 \cdot 10^{-3}$	-1,24	-0,174	2,47	1,77	-0,049
Octagonal	$1,33 \cdot 10^{-3}$	-1,21	-0,163	2,43	1,75	-0,049

4.1.2.5 Grover- / Wheeler - Formulierung

Grover greift in [Grover, 2004] die Wheeler Formel noch einmal auf und konvertiert von Zoll in m ergibt sich die handliche Formel, die folgend für die Abschätzung der Induktivität verwendet wird. Der physikalische Aufbau des Prototypen mit

- der unregelmäßigen manuellen Verlegung und Fixierung der Drähte und Ferrite,
- der Variationen in den Materialien wie beispielsweise Lufteinschlüsse,
- dem diffizile manuelle Ätzprozesse zur gemeinsamen Entfernung der Isolierung der Litzendrähte und
- der damit verbundene ungleichmäßige Gesamtkontaktierung

eine größeren Einfluss auf die elektromagnetischen Eigenschaften als der zu erwartende Unterschied zwischen Approximationsformel und der numerischen Modellierung.

Die Gleichung

$$L = 31,33\mu_0 N^2 \frac{(d_{\text{avg}})^2}{8(d_{\text{avg}}) + 11W} \quad 4.6$$

mit L als die Induktivität, d_{avg} als mittlerer Radius der Spule gemessen, N als Anzahl der Windungen der Spule und W als Breite der Windung, nimmt Bezug auf die schematische Darstellung in Abbildung 4.16.

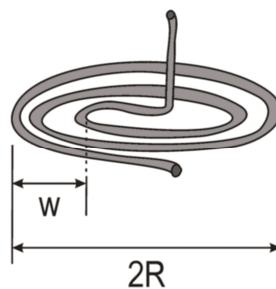


Abbildung 4.16: Darstellung der Eingabeparameter für die Grover-Formulierung [Grover, 2004]

4.1.3 Kopplungsfaktoren des induktiven Ladesystems gemäß der Laboranordnung

Zur Untersuchung des Übertragungssystems aus Kapitel 4.1.1 werden nun unterschiedliche hohe Vollzylinder mit einer relativen Permeabilität $\mu_r = 2000$ in der Spulennachse eingebracht. Mit Hilfe dieser Szenarien sollen verschiedene Maßnahmen zur Verbesserung des Kopplungsgrades bewertet werden. Die Unterseite des Vollzylinders steht auf der Aluplatte der Primärspule und der Normalenvektor der Stirnseiten zeigt parallel zum Normalenvektor der Aluminiumplatte auf deren größten Fläche (vgl. Abbildung 4.17). Der Radius des Zylinders beträgt $R_{\text{Zylinder}} = 100$ mm und verbindet auf diese Weise alle ferromagnetischen Bauteile.

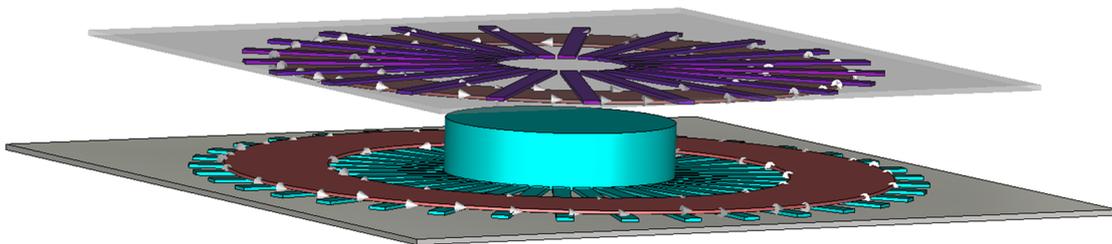


Abbildung 4.17: Seitliche Ansicht des magnetostatischen geometrischen Modells bestehend aus Primär- und Sekundärspule mit einem in der Höhe variablen Ferritblock, hier $z = 50$ mm.

Berechnet werden die Einzel- und Koppellinduktivitäten für die verschiedenen Höhen. Um die geometrische Änderung zu bewerten, werden hieraus die Koppelfaktoren k nach [Kalwar, 2015] bestimmt. Die Ergebnisse werden in Tabelle 4.4 dargestellt, wobei „0“ der Höhe für die Untersuchungen in den folgenden Teilkapiteln entspricht.

Tabelle 4.4: Induktivitäten der Spulen durch Einfügen eines in der Höhe veränderlichen ferromagnetischen Blocks zwischen Primär- und Sekundärspule beginnend von $z = 0$ mm (nicht vorhanden) bis $z = 100$ mm (durchgehend).

Höhe / mm	$L_P / \mu\text{H}$	$L_S / \mu\text{H}$	$M / \mu\text{H}$	$k = M (L_S L_P)^{-0,5}$
0	81,80	31,51	18,38	0,362
3	83,12	32,22	19,34	0,374
25	84,46	32,94	20,34	0,386
50	87,21	34,51	22,43	0,409
75	92,06	37,66	26,34	0,447
100	107,24	48,59	39,24	0,544

Zur Reduzierung der Feldbelastung werden unterschiedliche geometrische Formen aus ferromagnetischem Material modelliert und deren Auswirkungen auf die Feldverteilung untersucht. Zur quantitativen Abschätzung werden die Induktivitäten berechnet und in einem festen Abstand zum Mittelpunkt auf der achsenorientierten Fläche die Veränderung der maximalen Feldstärke ausgewertet. Im Folgenden werden die Modelle beschrieben und die Ergebnisse in der unteren Tabelle 4.5 zusammengeführt. Ergänzend wird die maximale magnetische Feldstärke auf einer ebenen Fläche bei konstantem Abstand zur Spulenachse $x = \text{konst.} = 650 \text{ mm}$ angegeben.

Tabelle 4.5: Induktivitäten der Spulen nach Einfügen verschiedener ferromagnetischer Bauteile.

	$L_P / \mu\text{H}$	$L_S / \mu\text{H}$	$M / \mu\text{H}$	$k = M (L_S L_P)^{-0,5}$	$H_{\text{max},650} / \text{mA m}^{-1}$
Fall 1	108,35	49,24	40,07	0,549	85,67
Fall 2	120,48	57,12	43,25	0,521	97,54
Fall 3	119,85	56,71	40,77	0,495	102

a) Beispiel 1 - ***Mittig angeordneter, durchgehender und hohler Ferritzylinder***

Das IPT wird um einen Hohlzylinder erweitert. Die Wandstärke beträgt 5 mm, die Höhe sowie der Außenradius betragen 100 mm. Der Hohlzylinder schließt damit an die Ferritstäbe auf der Primärseite knapp an und durchtritt die Ferritstäbe auf der Sekundärseite völlig (siehe Abbildung 4.18).

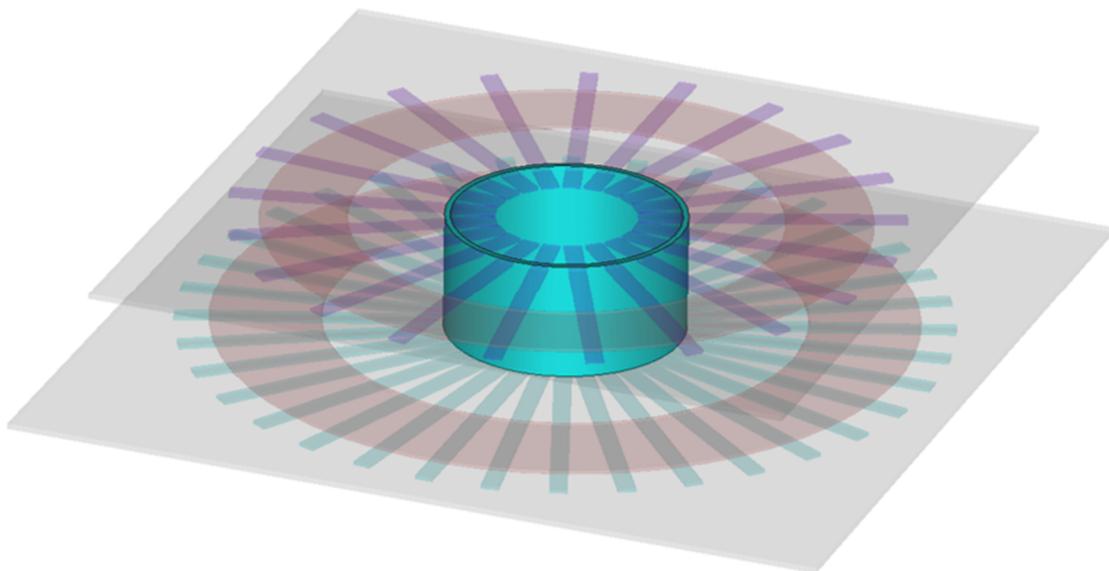


Abbildung 4.18: Ansicht des IPTs mit hohlem durchgehendem Ferritzylinder

b) Beispiel 2 - *Mittig angeordneter, durchgehender Ferritkonus*

Das IPT wird um einen ferromagnetischen Konus erweitert, der vollständig gefüllt ist. Mit einem Radius von $R_{\text{Boden}} = 195 \text{ mm}$ und $R_{\text{Deckel}} = 175 \text{ mm}$ schließt die Mantelfläche sehr nah an dem Spulenmodell an (vergleiche Abbildung 4.19). Eine normierte Verteilung der magnetischen Feldstärke ist in Abbildung 4.20 dargestellt.

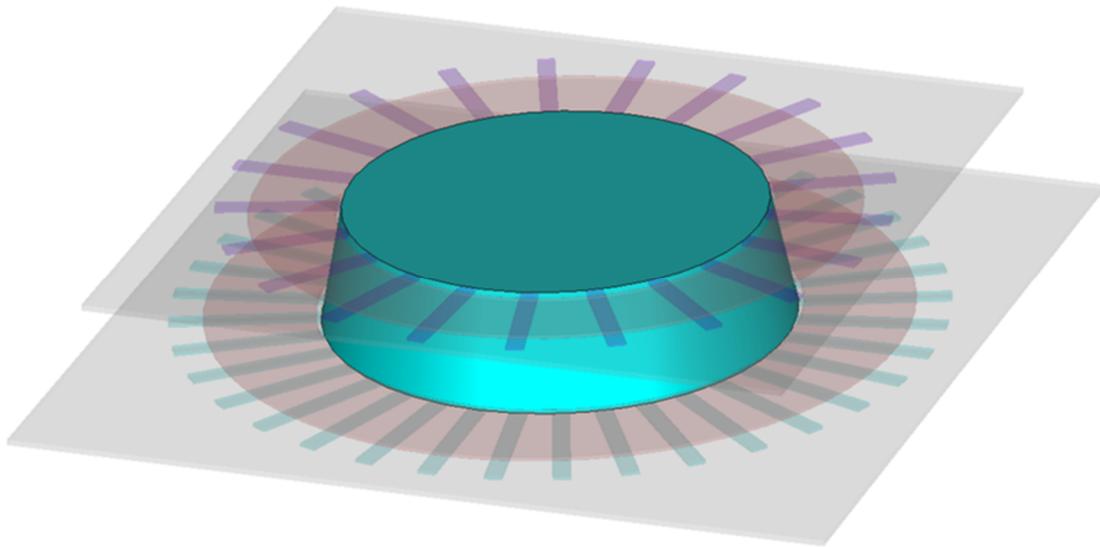


Abbildung 4.19: Ansicht des IPTs mit durchgehenden Ferritvollkonus

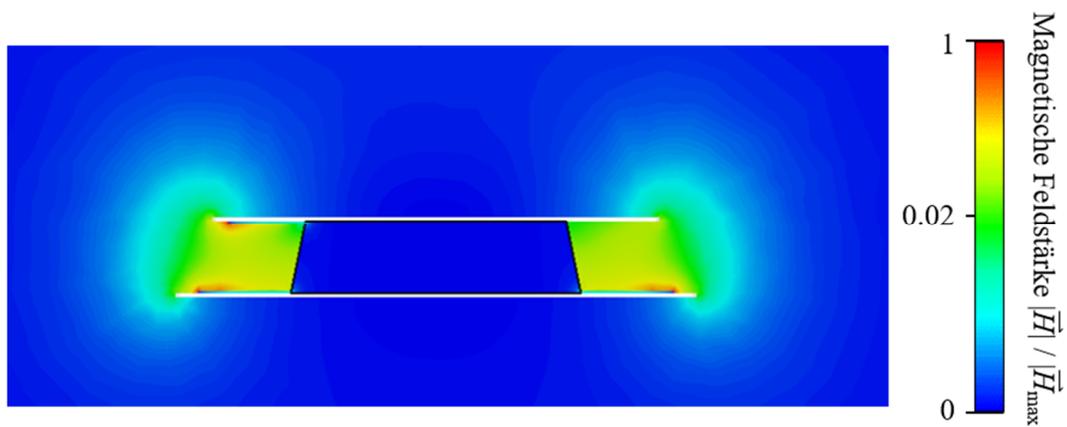


Abbildung 4.20: Verteilung der normierten magnetischen Feldstärke bei $x = \text{konst.} = 0 \text{ mm}$
für $|\vec{H}_{\text{max}}| = 577 \text{ A m}^{-1}$

c) Beispiel 3 - *Mittig angeordneter, durchgehender und hohler Ferritkonus*

Die Anordnung hier gleicht der von Beispiel 2, allerdings ist der Konus hohl mit einer Wanddicke von 5 mm (siehe Abbildung 4.21).

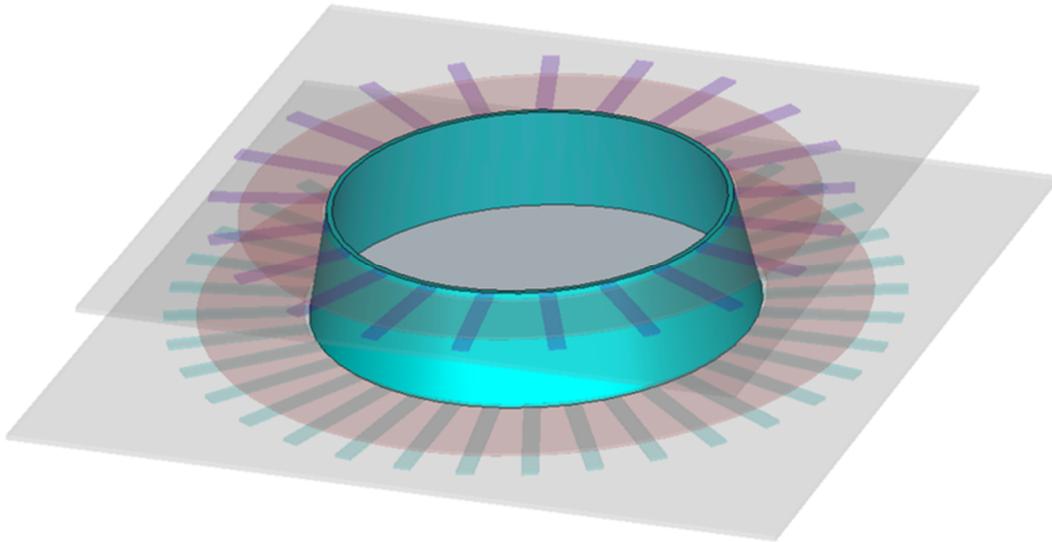


Abbildung 4.21: Ansicht des IPTs mit hohlem durchgehendem Ferritkonus

4.1.4 Erweiterte Spule gemäß der Laboranordnung

Die Untersuchungen der Induktivität werden mittels magneto-quasistatischen Modellen in der Software CST EMS aufgebaut und untersucht. Das magneto-quasistatische Modell der Primärspule besteht aus 9 Windungen und einem mittleren Radius $R = 245$ mm. Die relative Permeabilität der Ferrite beträgt $\mu_r = 2000$ und orientiert sich dabei am Datenblatt des Werkstoffes Manifer 198 aus der Laboranordnung. Die Stäbe sind 3 mm hoch. Die Schirmplatte besitzt eine Kantenlänge von 700 mm und einer Höhe von 5 mm. Weitere Abmessungen sind in Abbildung 4.22 dargestellt. Das Layout „Spule mit Ferritstäben“ spiegelt hier am besten die realen Laboranordnung wieder.

Für eine Spule mit 9 Windungen, einem mittlerem Radius von 0,245 m und einer Drahtbreite von 0,09 m berechnet sich nach [Grover, 2004] die Induktivität L zu 64,89 μH und die Simulation ergab eine Induktivität von 63,15 μH . Bezogen auf die Approximationslösung besteht eine Ungenauigkeit von etwa 2,68%, die als vernachlässigbar betrachtet wird.

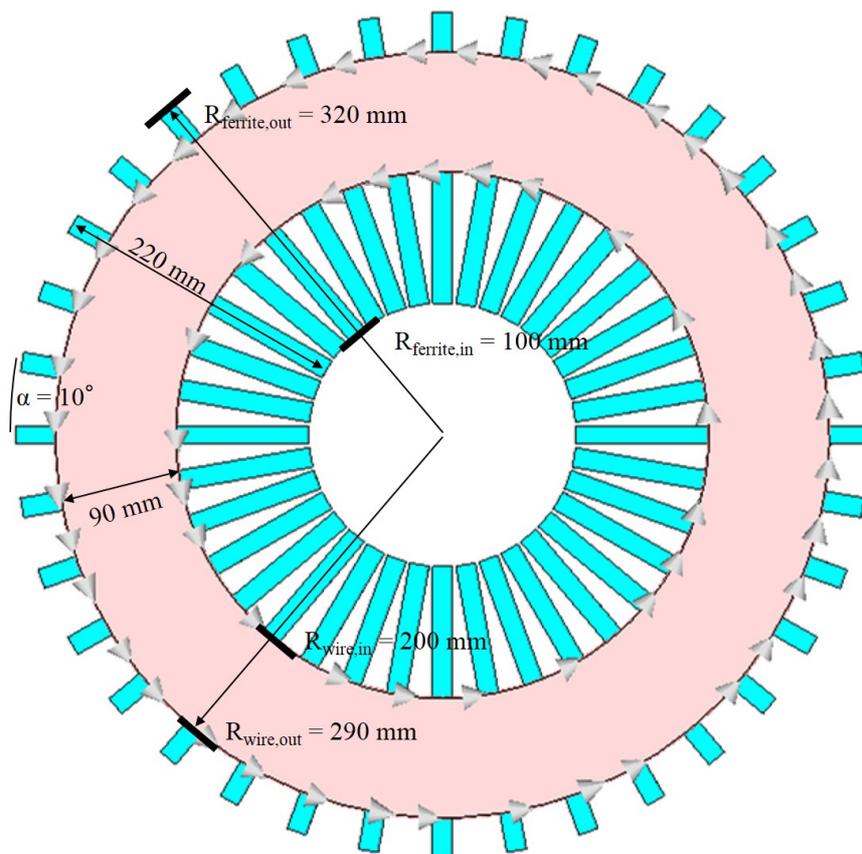


Abbildung 4.22: Abmessungen der Primärspule mit ausgeblendeter Schirmplatte.

Tabelle 4.6: Induktivitäten berechnet aus der schrittweise erweiterten Primärspulen-Simulation

Layout	$L / \mu\text{H}$
Nur Spule (nach Grover)	64,89
Nur Spule	63,15
Spule mit Ferritring	109,70
Spule mit Ferritstäben	101,85
Vollständig Spule mit Schirmplatte	85,37

Das magneto-quasistatische Modell der Sekundärspule besteht aus 6 Windungen mit mittleren Radius $d_{\text{avg}} = 0,215 \text{ m}$. Die Permeabilität der Ferrite beträgt $\mu_r = 2000$ und diese Stäbe sind 3 mm hoch. Die Schirmplatte hat einer Kantenlänge von 600 mm und eine Höhe von 5 mm. Weitere Abmessungen sind in Abbildung 4.23 dargestellt.

Eine Spule mit 6 Windungen, einem mittleren Radius von 0,215 m und einer Drahtbreite von 0,07 m berechnet sich nach [Grover, 2004] die Induktivität L zu 26,31 μH und die Simulation ergab eine Induktivität von 25,61 μH . Bezogen auf die Approximationslösung entsteht hier eine Ungenauigkeit von etwa 2,66%, die als vernachlässigbar betrachtet wird.

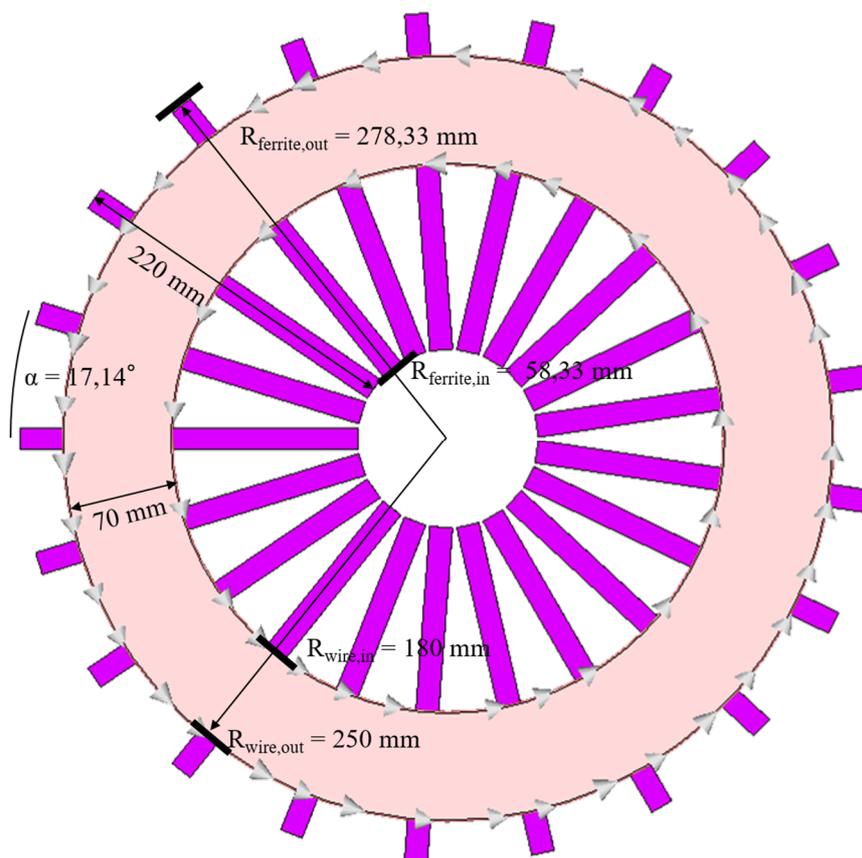


Abbildung 4.23: Abmessung der Sekundärspule.

Tabelle 4.7: Induktivitäten berechnet aus der schrittweise erweiterten Sekundärspulen-Simulation

Layout	$L / \mu\text{H}$
Nur Spule (nach Grover)	26,31
Nur Spule	25,61
Spule mit Ferritring	44,78
Spule mit Ferritstäben	38,62
Vollständig Spule mit Schirmplatte	29,88

Das induktive Ladesystem (siehe Abbildung 4.24) wird aus der Primär- und Sekundärspule zusammengesetzt. Die bisher fehlenden Ohm'schen Verluste, die beim Prototypen vor allem durch Kupferverluste hervorgerufen werden, werden nun ergänzt.

Die mittlere Drahtlänge der Primärspule wird ermittelt über $l_p \approx N_p \cdot 2\pi \cdot d_{\text{avg},p} = 13,85 \text{ m}$ mit dem mittlerer Radius $d_{\text{avg},p} = 0,245 \text{ m}$, Anzahl der Windungen $N_p = 9$ und der Drahtdicke $d_{\text{Draht},p} = 3 \text{ mm}$.

Analog berechnet sich die mittlere Drahtlänge der Sekundärspule mit $l_s \approx N_s \cdot 2\pi \cdot d_{\text{avg},s} = 8,105 \text{ m}$ mit dem mittlerer Radius $d_{\text{avg},s} = 215 \text{ mm}$, Anzahl der Windungen $N_s = 6$ und der Drahtdicke $d_{\text{Draht},s} = 3 \text{ mm}$.

Zur Berechnung des effektiven Widerstandes wird der Kehrwert der Leitfähigkeit von Kupfer $\kappa_{\text{Cu}} = 58 \cdot 10^6 \text{ S m}^{-1}$ als spezifischer Widerstand $\rho_{\text{Cu}} = 1,724 \cdot 10^{-2} \Omega \text{ mm}^2 \text{ m}^{-1}$ ermittelt. In der Praxis wird aufgrund von Unreinheiten oft eine Leitfähigkeit von $56 \cdot 10^6 \text{ S m}^{-1}$ angewendet. Aus der Drahtdicke ergibt sich die Querschnittsfläche des

Drahtes zu $A = \frac{d_{\text{Draht},p}^2}{4} \cdot \pi = 7,069 \text{ mm}^2$.

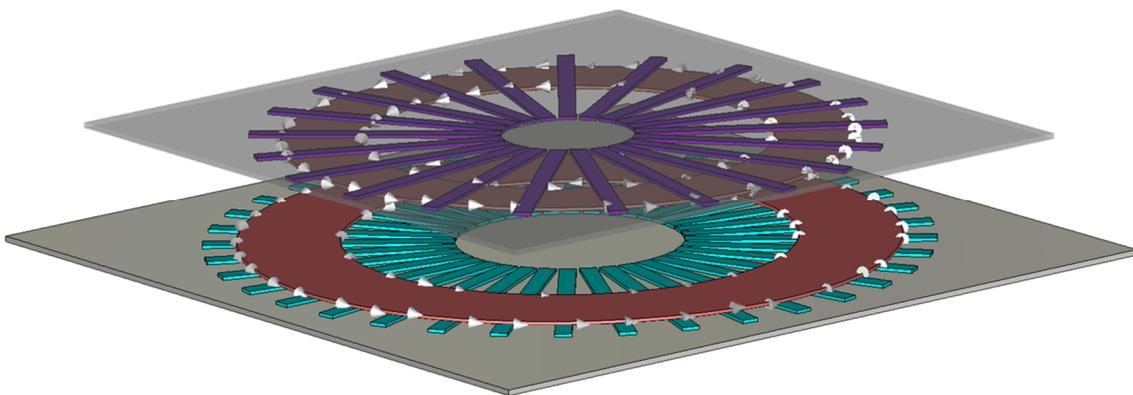


Abbildung 4.24: Ansicht der Primär- und Sekundärspule in halb-transparenter Darstellung.

Für den Kupferwiderstand eines Drahtes bei 20°C wird der Zusammenhang

$$R_{\text{Draht},20^{\circ}\text{C}} = \rho_{\text{Cu}} \frac{l_{\text{Draht}}}{A} \quad 4.7$$

angenommen, sodass sich für die Primärspule ein Widerstand von 33,78 mΩ und für die Sekundärspule 19,768 mΩ errechnet.

Die Primär- und Sekundärspule werden in einem Abstand von 100 mm positioniert, gemessen von den innenliegenden Schirmplattenseiten. Für das Modell kann davon ausgegangen werden, dass sich die Induktivitäten mit höherer Stromstärke nicht verändern, wie es etwa durch Verformung durch Wärmeverluste geschehen kann. Zur Bestromung wird eine Stromstärke von $I = 1$ A angesetzt. Die berechneten Induktivitäten werden in Tabelle 4.8 aufgelistet und zusätzlich die Kopplungsfaktoren der Spulensysteme angegeben.

Tabelle 4.8: Induktivitäten des schrittweise erweiterten induktiven Ladesystems bei einem Abstand von 100 mm zwischen den Schirmplatten.

Layout	$L_P / \mu\text{H}$	$L_S / \mu\text{H}$	$M / \mu\text{H}$	$k = M (L_S L_P)^{-0,5}$
Nur Spulen	63,05	25,58	15,49	0,386
Spulen mit Ferritstäben	108,92	43,16	33,70	0,492
Spulen mit Schirmplatten	5,80	2,81	0,11	0,027
Vollständiges IPT	80,87	31,01	17,89	0,357
Abgerundete Kanten	82,29	33,35	19,37	0,37

Nach [Kalwar, 2015] berechnet sich der Kopplungsfaktor k mit

$$k = M (L_S L_P)^{-0,5} \quad 4.8$$

mit M als gemeinsame Induktivität (im Englischen „Mutual Inductance“) welche vor allem eine Funktion der Abmessungen, Anzahl der Windungen jeder Spule, relativen Position zueinander und der magnetische Materialeigenschaften des Kerns, um den die Spulen gewunden werden, ist. L_P und L_S sind die Eigeninduktivitäten der Primär- und entsprechend der Sekundärspule. Für das eng gekoppelte System ist $k > 0,5$ und für das lose gekoppelte System nimmt k Werte kleiner als 0,5 an.

Abgerundete Kanten

Das Modell wird daraufhin geprüft, in wie weit sich Abrundungen der Kanten auf die Feldverteilung auswirken (vergleiche Abbildung 4.27), wodurch die Auflösung des Rechengebiets durch die deutlich feinere Kantenauflösung von ca. 300.000 – 500.000 Tetraeder auf über 2,1 Millionen Tetraeder steigt. Die Rechenzeit wird so nahezu

verneunfacht. Die Induktivitäten sind in Tabelle 4.8 unter „Abgerundete Kanten“ dargestellt. Im Vergleich mit der sonst gewählten Auflösung ändern sich die Induktivitäten nicht mehr als 10% zueinander. Wie in Abbildung 4.27 zu sehen ist, unterscheiden sich qualitativ die Feldverteilungen nur sehr gering. Die maximale Feldstärke tritt im Bereich des Tripelpunktes zwischen dem ferromagnetischen Werkstoff, Luft und der Metallplatte auf. Die maximale lokale Feldstärke im gewählten Schnitt ist im abgerundeten Fall mit $819,3 \text{ A m}^{-1}$ sogar höher. Die maximale Feldstärke des Magnetfeldes in einer Fläche mit konstantem Abstand von 650 mm zur Spulennachse beträgt für den Fall mit abgerundeten Kanten $97,34 \text{ mA m}^{-1}$ und mit eckigen Kanten $92,3 \text{ mA m}^{-1}$. Ebenfalls liegt der Unterschied deutlich unter 10 %.

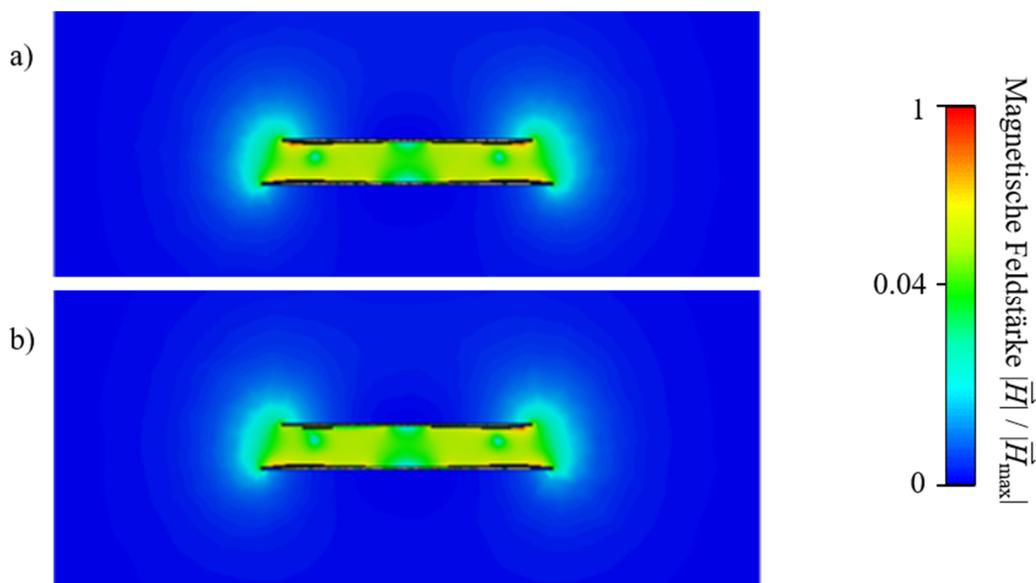


Abbildung 4.25: Magnetfeld als Feldstärke für a) die abgerundeten Kanten und b) mit Kanten. Normierung wurde für das 2D Maximum der magnetisches Feldstärke für den Fall mit Kanten durchgeführt ($H_{2D, \max} = 635 \text{ A m}^{-1}$).

4.2 Exposition unterhalb des Fahrzeugs

Die Inhalte dieses Abschnitts orientieren sich an der Veröffentlichung „High-Resolution magnetic-field exposure simulations of automotive inductive power-transfer systems using a scaled frequency finite difference time domain approach with multi-GPU acceleration“, welche auf der EMF 2016 in Lyon vorgestellt wurde [Cimala, 2016b].

4.2.1 Problemstellung

Ein induktives Ladesystem gemäß Kapitel 4.1 (siehe Abbildung 4.26) wird unter ein Kleinwagenmodell (siehe Kapitel 4.2.3) positioniert. Um eine realitätsnähere Befeldung zu erreichen, werden die Spulensysteme auf beiden Seiten durch dicke Aluminiumplatten mit einer skalierten Leitfähigkeit von $\kappa'_{Al} = 2,561 \cdot 10^6 \text{ S m}^{-1}$ geschirmt. Die Stromstärke der Primärspule, als Produkt aus der approximierten Windung N und der Stromstärke I , wird mit $NI = 144 \text{ A}$ angesetzt und entspricht einem Worst-Case Szenario.

Das geometrisch komplexe Fahrzeugmodell besteht in diesem Fall vollständig aus carbonverstärktem Plastik (zu Englisch „carbon fiber reinforced plastic“ – CFRP). Als elektrische Leitfähigkeit wird $\kappa_{carbon} = 1 \cdot 10^5 \text{ S m}^{-1}$ angenommen. Die daraus resultierende Skintiefe entspricht in etwa $\delta_{carbon} = 4,25 \text{ mm}$. Um den gleichen qualitativen Verlauf der elektrischen Feldverteilung bei Berechnungs- und Zielfrequenz sicherzustellen, wird das Carbonmaterial bei $f' = 2 \text{ MHz}$ mit der skalierten Leitfähigkeit $\kappa'_{carbon} = 7 \cdot 10^3 \text{ S m}^{-1}$ definiert.

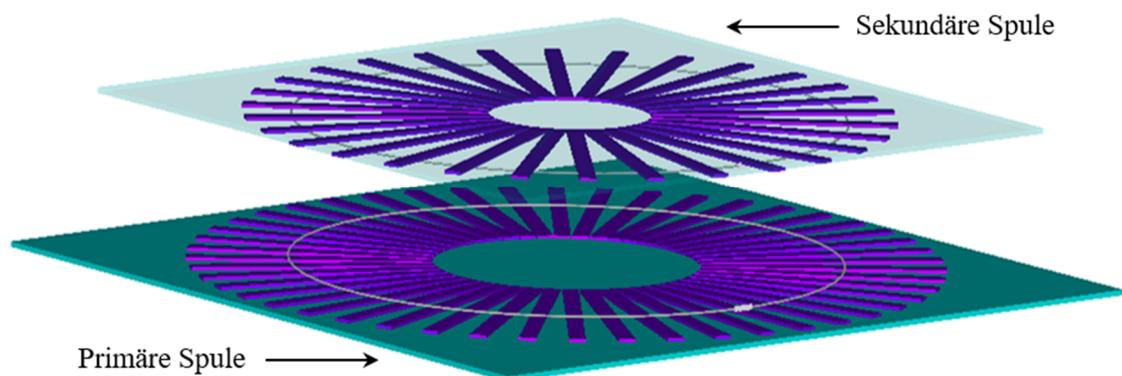


Abbildung 4.26: Ansicht eines vereinfachten geometrischen IPT Modells mit Aluminium Schirmung (grün), Ferritstäben (lila) und Spulendraht (silber).

Abbildung 4.27 zeigt das gesamte numerische Modell, bei dem der „Duke“ (siehe Kapitel 4.2.2) neben dem Auto liegt und mit ausgestreckter Hand in den Luftspalt des IPTs im Bereich der Fahrertür greift (ergänzende Ansichten in Abbildung 4.32 und 4.33 aus Kapitel 4.2.3). Dabei reicht die rechte Hand des anatomischen Menschmodells bis über den Spulendraht und wird dort direkt potentiell exponiert. Das Simulationsmodell wird bis auf den Boden mit absorbierenden Randbedingungen mit einem Reflektionskoeffizienten $\Gamma = 10^{-4}$ abgeschlossen. Der Boden, als der Rand des Rechengebietes unterhalb der rechten Schulter des Menschen, ist mit elektrischen Randbedingungen abgeschlossen, so dass dort die tangentielle Komponente des elektrischen Feldes verschwinden muss.

Das Modell wurde mit 758 Million FITD Gitterzellen diskretisiert und wurde auf einem High-Performance Computing Cluster System mit der Unterstützung von 30 Nvidia K20 GPGPUs und einem Infiniband FDR Backbone durchgeführt.

Da die potentielle Exposition vor allem von der Schirmung durch die bodennahen Fahrzeugteile beeinflusst wird, wird der Bereich durch ein feineres Gitter als die obere Sektion diskretisiert. Die Gitterkantenlängen variieren dabei in der Höhe der IPT Komponenten im Bereich von 0,5 mm bis 5 mm. Für die Auflösung des Voxelmodells für den anatomischen Menschen wird eine Kantenlänge von mindestens 2 mm benötigt [ICNIRP, 2010].



Abbildung 4.27: Ansicht des Kleinwagenmodells mit einem daneben liegenden anatomischen Menschmodell. Auf der rechten Schulter liegend greift er in den Luftspalt des IPTs mit der Hand auf Höhe der Spulendrähte [Cimala, 2016b].

4.2.2 Anatomische Simulationsmodell eines Menschen

Das in dieser Arbeit verwendete anatomische Menschmodell basiert auf dem ‐Duke‐ aus der Gruppe ‐Virtual Population 2.0‐, die von der Firma ITIS (Foundation for Research on Information Technologies in Society) bereitgestellt werden. Es gibt insgesamt 13 verschiedene Modelle im Alter von 5 bis 84 Jahren und einer Größe von 109 bis 182 cm. Das Gewicht variiert zwischen 17,8 und 119,6 kg und es gibt modellabhängig zwischen 66 bis zu 84 Gewebetypen [ITIS][Streckert, 2015].

Um die Menschmodelle für die Simulation verschiedenener Szenarien einsetzen zu können, wurde der an sich liegend aufgenommene Korpus als stehend interpretiert. Eine Einschränkung entsteht lediglich bei den Betrachtungen, in denen der Mensch mit leitenden Ebenen kontaktiert sein soll, die nicht Teil dieser Untersuchungen sind und einen eher seltenen Anwendungsfall auf der Straße darstellen. Mittels einer, von Martin Zang eigens entwickelten, Applikation wurde ein Modell eines Insassen erzeugt, der mit leicht gebeugten Armen auf dem Fahrersitz oder abgewinkelten Armen als Beifahrer in einem Fahrzeugmodell Platz nehmen kann (vergleiche Abbildung 4.28).

Für die Simulationen bei niedrigen Frequenzen in den hier betrachteten Szenarien werden nicht mehr die vollständigen elektrischen Eigenschaften benötigt, sondern bei quasistationären Verhältnissen reicht die Kenntnis der elektrischen Leitfähigkeitsverteilung als Imaginärteil der relativen Permittivität aus. Die entsprechenden Modellparameter werden so manipuliert, dass der Realteil der jeweiligen dielektrischen Permittivität zu exakt ‐1‐ wird [Gandhi, 1992].

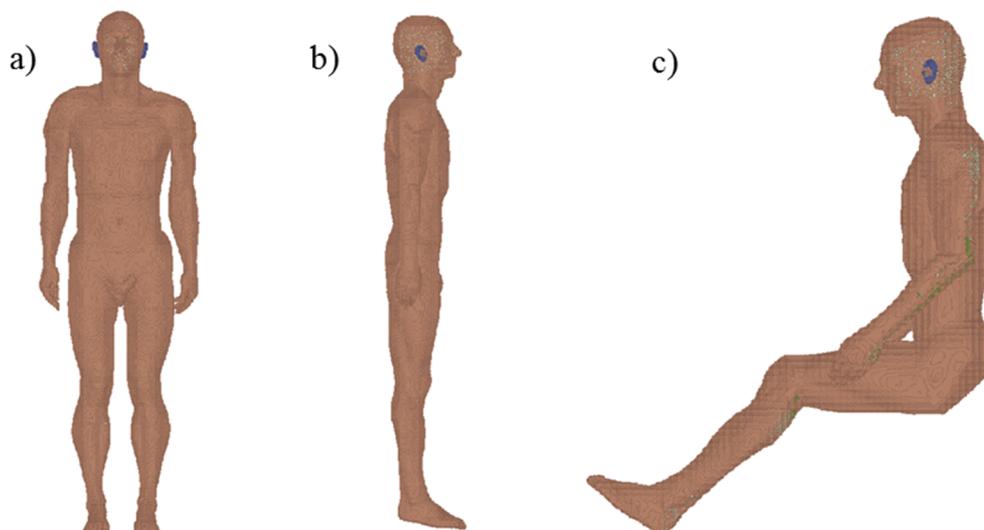


Abbildung 4.28: Anatomische Menschmodelle für Passanten in a) Frontalansicht, b) Seitenansicht und c) als Insasse, hier als Beifahrer mit abgewinkelten Armen dargestellt.

4.2.3 Modell eines Kleinwagens

Das Modell eines Kleinwagens aus Abbildung 4.29 wurde aufgrund der verfügbaren Elektromobile aufgebaut. Kleine Fahrzeuge können den Einstieg in die Elektromobilität darstellen, die zur Gewichtsreduzierung mehrheitlich wenige aktuelle Komfortfunktionen aus dem Limousinenbereich eingebaut bekommen, dafür jedoch meist vollelektrisch funktionieren und sich für die kurzen innerstädtische Fahrten eignen.

Das Oberflächenmodell repräsentiert eine generelle Klasse an Kleinfahrzeugen, wobei der Sitz als Volumenmodell ausgestaltet ist, so dass mit diesem Modell Simulationen mit Insassen durchgeführt werden können.

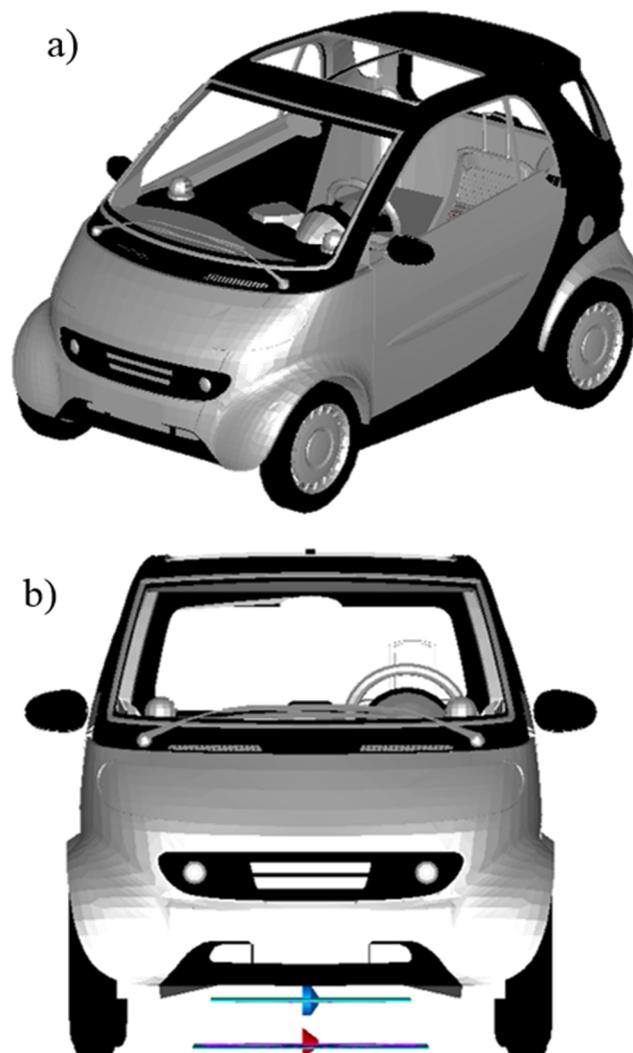


Abbildung 4.29: Kleinwagenmodell in einer a) perspektivischen Ansicht und b) frontalen Ansicht mit IPT unter dem Fahrzeugboden.

4.2.4 Ergebnisse

Das interne elektrische Körperfeld wurde mittels frequenzskaliertem FITD Verfahren berechnet und ist Abbildung 4.30 im Bereich der Hand dargestellt. Die elektrische Feldstärke ist dabei gemäß den Vorgaben aus [ICNIRP, 2010] über ein 8 mm^3 Würfelvolumen gemittelt. Dieser Würfel muss ausschließlich aus einem einzigen Gewebetyp bestehen. Die höchste elektrische Feldstärke entsteht erwartungsgemäß im Bereich der Hand, da dort die Abstände zu den stromführenden Drähten am kleinsten sind. Die Verteilung der durch die dielektrischen Verluste im Körper entstehende Erwärmung bezogen auf das Körpergewicht, bewertet über die Spezifische Absorptionsrate (SAR), ist in Abbildung 4.31 bezogen auf die maximal auftretende SAR normiert dargestellt. Für dieses speziell als Beispiel einer Exposition an der Feldquelle gewählte Szenario wird die Basisgrenzwert in Hinblick auf die interne elektrische Feldstärke um den Faktor 7,68 überhöht festgestellt und damit der Basisgrenzwert überschritten.

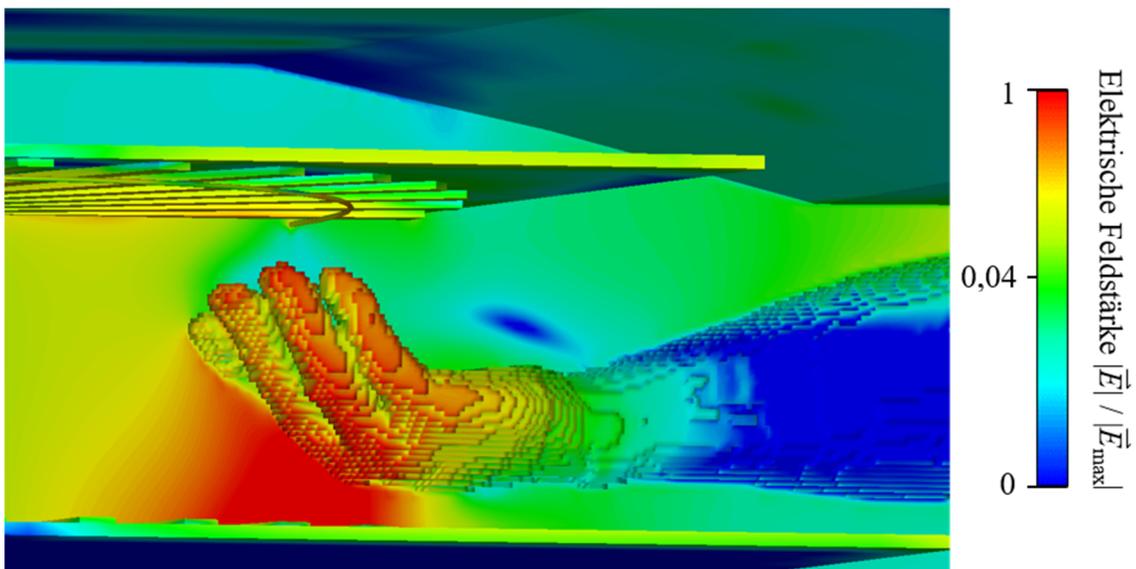


Abbildung 4.30: Ansicht auf den rechten Arm, der in den Luftspalt des IPTs greift. Die normierte elektrische Feldstärke ist an der Körperoberfläche und auf einer den Arm durchtretenden Fläche dargestellt. Die maximale elektrische Feldstärke $|\bar{E}_{\text{HandMax}}| = 142,74 \text{ V m}^{-1} (\text{rms})$ tritt im Bereich der Hand auf [Cimala, 2016b].

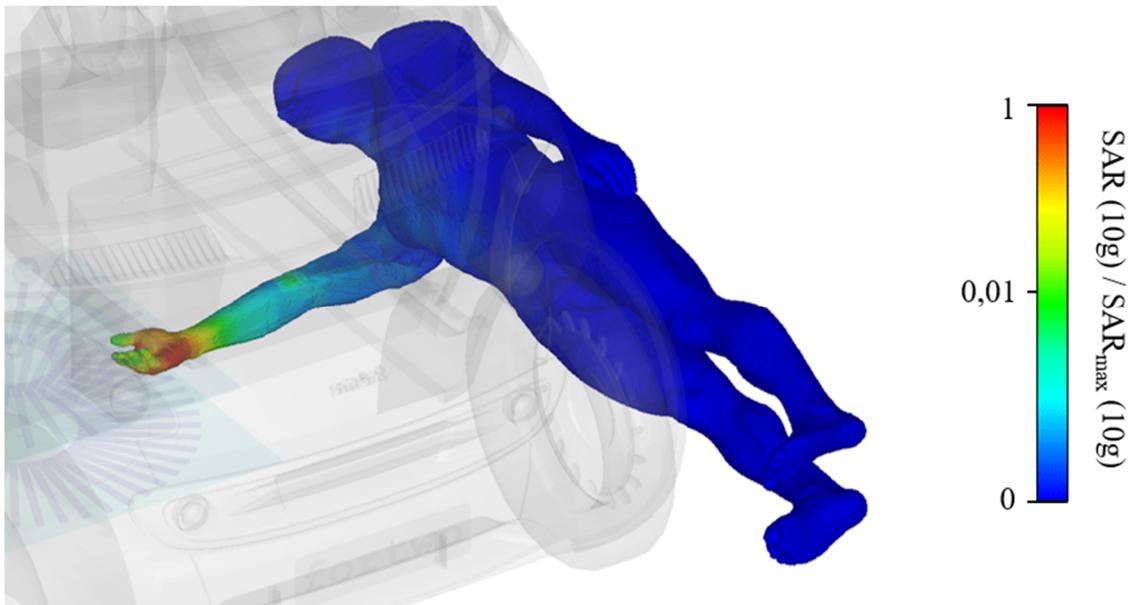


Abbildung 4.31: Perspektivische Ansicht der normierten SAR Verteilung mit einer maximalen $\text{SAR}_{\text{max}}(10\text{ g}) = 11,26\text{ mW kg}^{-1}$ [Cimala, 2016b].

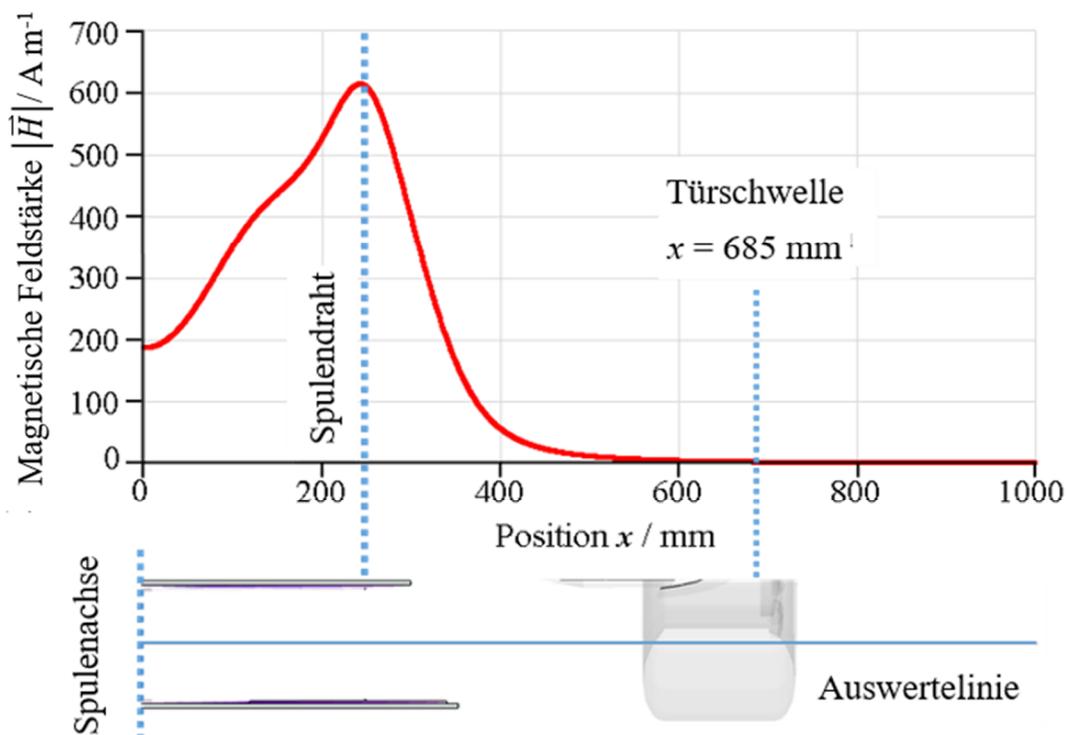


Abbildung 4.32: Magnetische Feldstärke entlang einer Auswertelinie, beginnend von der Spulennachse mittig durch das IPT führend ($0\text{ mm} < x < 1000\text{ mm}$), erzeugt durch eine Spulenstromstärke von 144 A [Cimala, 2016b].

Die in Abbildung 4.31 dargestellte Verteilung der Spezifischen Absorptionsrate und deren Auswertung in Tabelle 4.9 liegt deutlich innerhalb der ICNIRP Grenzwerte.

In Abbildung 4.32 ist der Betrag der magnetische Feldstärke $|\overline{H}|$ entlang einer Auswertelinie dargestellt. Die Auswertelinie hat ihren Startpunkt auf Höhe der Spulenachse und führt mittig durch das IPT parallel zum Boden neben das Auto. Der Referenzwert empfohlen in [ICNIRP, 2010] von 5 A m^{-1} (rms) für das Magnetfeld $|\overline{H}|$ tritt im Bereich der Türschwelle für ein NI Produkt von 318,67 A auf.

Tabelle 4.9: Vergleich der Ergebnisse mit den Basisgrenzwert-Empfehlungen für die Exposition von Menschen in der Öffentlichkeit durch elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder für einem Spulenstrom $NI = 144$ bei einer Anregungsfrequenz $f = 140 \text{ kHz}$.

	Basisgrenzwert	Auswertung im Körper
Maximale elektrische Feldstärke in V m^{-1} <i>Gemittelt über einen $2 \times 2 \times 2 \text{ mm}^3$ Würfel bestehend aus einem Gewebetyp</i>	18,90 (effektiv)	142,74 (effektiv)
Ganzkörper SAR in W kg^{-1}	0,08	$22,14 \cdot 10^{-6}$
Maximale Teilkörper SAR in W kg^{-1} <i>Gemittelt über 10 g Gewebe</i>	4,00	$11,26 \cdot 10^{-3}$

4.3 Insassenexposition

Die Ergebnisse dieses Abschnittes stützen sich auf die Veröffentlichung „Numerical Schemes for High-Resolution Dosimetry Simulations of Automotive Low Frequency Inductive Power Transfer Systems“, die auf der ICEAA 2015 präsentiert wurde [Cimala, 2015].

4.3.1 Beschreibung des Expositionsszenarios

Ein geometrisch komplexes Fahrzeugmodell (siehe Kapitel 4.3.2) wird über gut leitenden Teile repräsentiert. Die Einkopplung über den Bereich der Tür in den Innenraum kann vernachlässigt werden. Ein sitzendes anatomisches Menschmodell (vergleiche Kapitel 4.2.2) wird in einem geometrisch komplexen Szenario gemäß Abbildung 4.33 durch ein IPT gemäß Kapitel 4.1 exponiert, wobei die Aluminiumplatte der Sekundärspule entfernt wurde und der Insasse allein durch das etwa 1 mm dicke Bodenblech geschirmt wird. Die Leitfähigkeit orientiert sich an gut leitendem Carbon mit einer Leitfähigkeit von $\kappa_{\text{Carbon}} = 7000 \text{ S m}^{-1}$. Der Abstand von Primärspule und Bodenplatte beträgt ca. 200 mm.

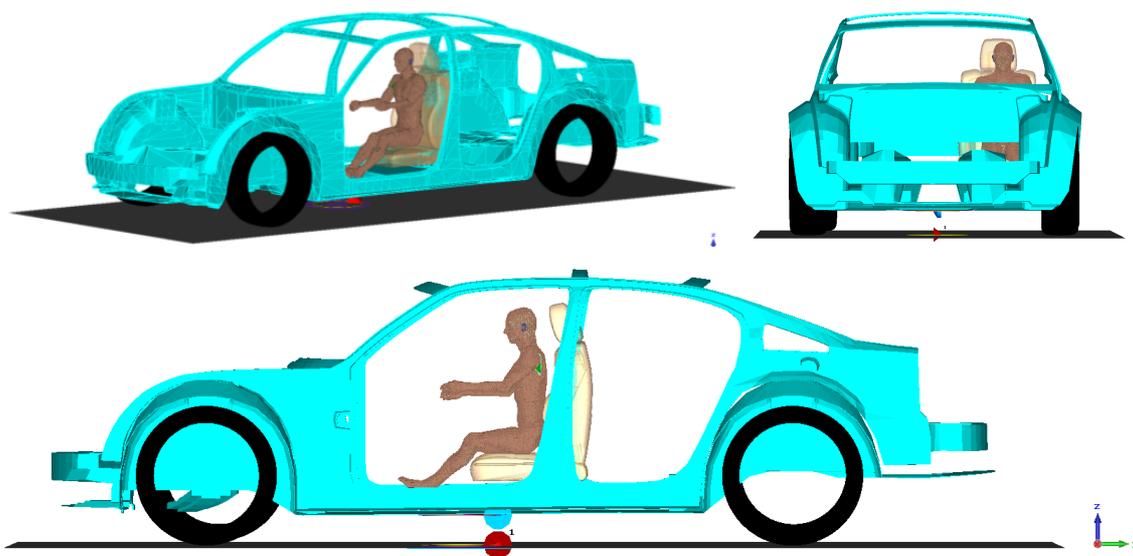


Abbildung 4.33: Computermodell einer Limousine, reduziert auf die relevanten elektrisch gut leitenden Teilkörper und in schwarz die Reifen zur Positionierung. Ein anatomisches Menschmodell als sitzender Insasse wird potentiell von einem IPT exponiert [Cimala, 2015].

4.3.2 Modell einer Limousine

Als Alternative zum Kleinwagen aus Kapitel 4.2.3 ist in Abbildung 4.35 ein Modell eines Dodge Charger dargestellt. Dieses Volumenmodell basiert auf einem Oberflächenmodell der Firma Evermotion [Evermotion] und eignet sich zur elektromagnetischen Simulation. Insbesondere die Sitze wurde komplett überarbeitet und gegen detaillierte Modelle ersetzt, um realitätsnähere Simulationen mit Insassen und deren Exposition durch IPTs zu ermöglichen (siehe Abbildung 4.36).

Das Modell des Dodge Charger wurde bereits für numerische Simulation elektromagnetischer Fragestellungen verwendet, zum Beispiel [Cimala, 2012b], [Cimala, 2015] und [Cimala, 2014a]. Das Volumenmodell des Fahrzeugs entstand im Rahmen der Arbeiten von [Runke, 2012] am Lehrstuhl für Theoretische Elektrotechnik (siehe Abbildung 4.35).

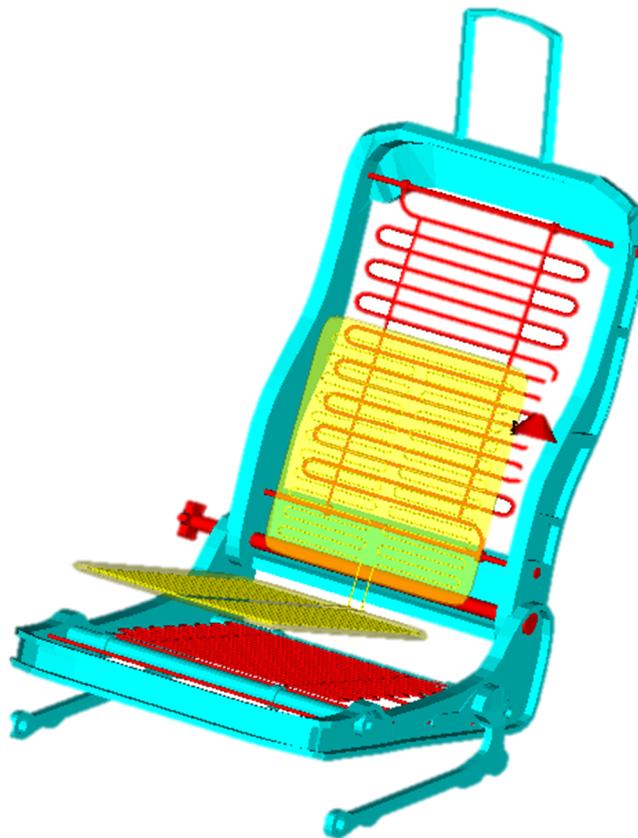


Abbildung 4.34: Detailansicht des Volumenmodells eines typischen Sitzes bei ausgeblendeten Polstern.

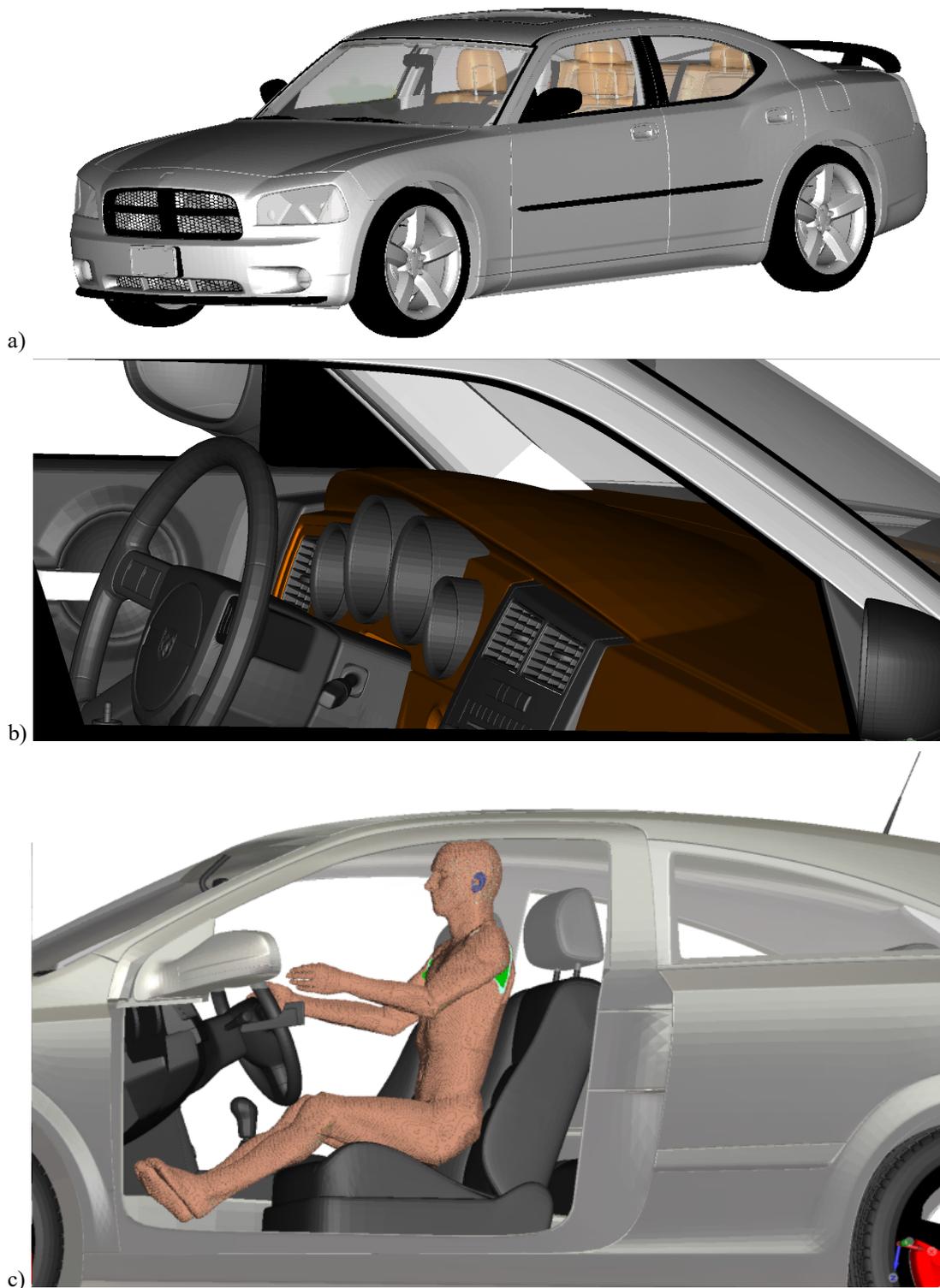


Abbildung 4.35: Limousinenmodell in einer a) perspektivischen Ansicht, b) Innenansicht der Konsole und c) Ansicht mit Fahrermodell und ausgeblendeten Details.

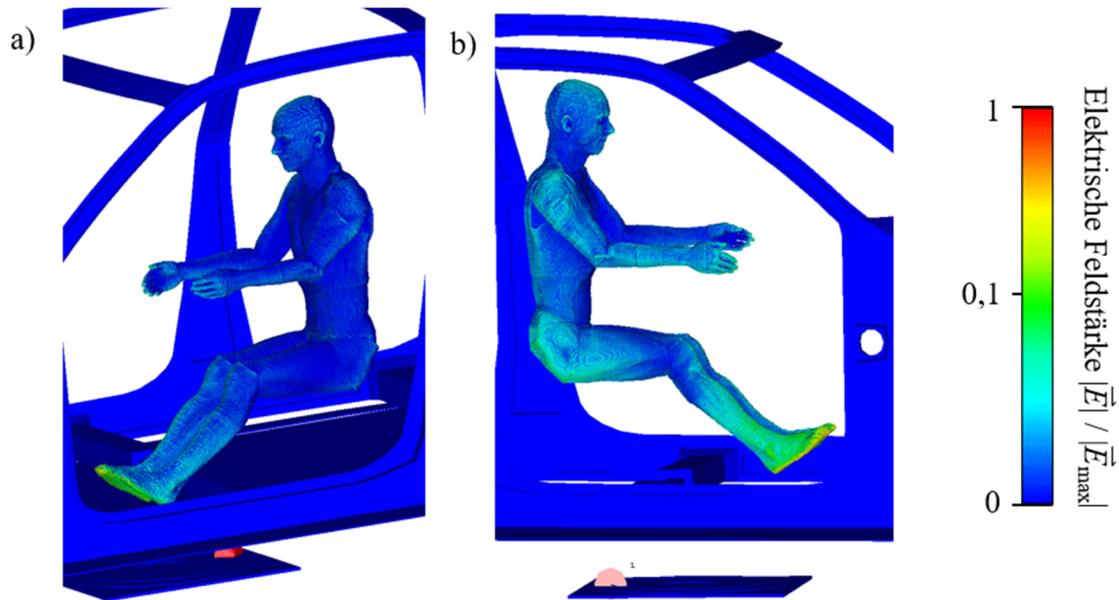


Abbildung 4.36: Vollständige 3D Lösung der elektrischen Feldverteilung beschränkt auf das Körpergewebe in einer Ansicht von außerhalb (links) und vom Beifahrer aus gesehen (rechts) mit einem maximalen Betrag der elektrischen Feldstärke von 22 V m^{-1} [Cimala, 2015].

4.3.3 Ergebnisse

Die Simulation wurde mittels frequenzskalierter monolithischer FITD durchgeführt. Dabei wird das Quellfeld von einer kreisförmigen Leiterschleife erzeugt, welche mit Wechselstrom bei einer Frequenz von 2 MHz und einer Stromstärke von $I = 144 \text{ A}$ als sogenanntes NI -Produkt, also dem Produkt aus 9 Windungen und einem Spitzenstrom von 16 A, durchflossen wird.

Die Ergebnisse werden anschließend auf 140 kHz unter der Vernachlässigung des Verschiebungsstromes skaliert. Die Leitfähigkeit der Bodenbleche werden entsprechend der Ansätze aus Kapitel 3.5 über $\delta_{1/e} = \delta_{1/e} \cdot \sqrt{\frac{f'}{f}}$ verändert, sodass durch die höhere

Rechenfrequenz und der damit veränderten Wirbelstromkonstanten keine Veränderung am qualitativen Verlauf der elektrischen Feldstärke entsteht. Die Verteilung der induzierten körperinternen elektrischen Feldstärke ist in Abbildung 4.36 dargestellt.

Tabelle 4.10: Ergebnisse der Insassensimulation skaliert für eine Anregungsfrequenz von 140 kHz.

Interne elektrische Feldstärke, gemittelt über ein Volumen von $(2 \times 2 \times 2) \text{ mm}^3$ und jeweils nur einem einzigen Material	$1,09 \text{ V m}^{-1} \text{ (rms)}$
Ganzkörper SAR	$2,52 \text{ nW kg}^{-1}$
Teilkörper SAR über 10 g gemittelt im Bereich von Kopf und Rumpf	$30,5 \text{ nW kg}^{-1}$
Teilkörper SAR über 10 g gemittelt im Bereich der Gliedmaßen	$96,7 \text{ nW kg}^{-1}$

Die Ergebnisse aus Tabelle 4.10 sind mit Blick auf die in Kapitel 2 vorgestellten Grenzwerte für dieses Szenario als unbedenklich zu bewerten.

4.4 Passantenexposition

Die Ergebnisse, Bilder und Texte dieses Abschnittes sind an die Veröffentlichung "Simulation of Inductive Power Transfer Systems Exposing a Human Body with a Coupled Scaled-Frequency Approach" angelehnt, die auf der IEEE CEFC 2016 eingereicht [Cimala, 2016a] und veröffentlicht wurde [Zang, 2017b] vorgestellt wurde.

4.4.1 Beschreibung des Expositionsszenarios

Im Folgenden wird das Szenario eines Passanten modelliert, der sich in der Nähe eines Hybridfahrzeugs während des Ladevorgangs befindet. Hierzu wird das Kfz-Modell des Kleinwagens (Kapitel 4.2.3) oberhalb des induktiven Ladesystems (Kapitel 4.1), bestehend aus primärer und sekundärer Spule, positioniert. Der Passant wird durch ein anatomisches Menschmodell (Kapitel 4.2.2) in dem numerischen Modell repräsentiert. Er steht seitlich an der Fahrertür, den Blick zum Auto gewandt. Die Zehen liegen auf der Höhe der Primärspule, die gleichzeitig das Bodenniveau repräsentiert. Der Abstand ist so gewählt, dass noch eine günstige geschlossene Hüllfläche um den Körper definieren werden kann (vergleiche Kapitel 3.6 und siehe Abbildung 4.37).

Die zweite Schirmplatte wurde vernachlässigt, da das Auto aus leitfähigem Carbon modelliert wurde ($\kappa_{\text{Carbon}} = 7000 \text{ S m}^{-1}$). Die in Abbildung 4.38 gezeigten Spulen sind mit verlustlosen Ferritstäben (lila) unterlegt, die eine relative Permeabilität von $\mu_r = 2000$

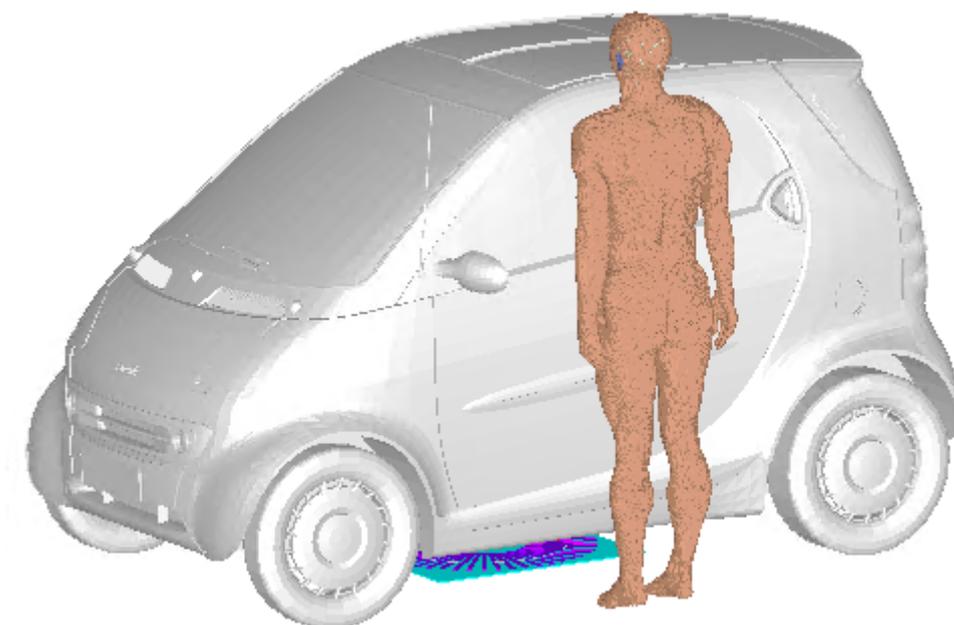


Abbildung 4.37: Induktives Ladesystem unter dem Fahrzeug positioniert und einem anatomischen Menschmodell seitlich daneben.

besitzen. Im Unterschied zu den bisherigen Modellen fehlt hier die Abschirmplatte auf der Sekundärseite. Die untere Schirmplatte (türkis) besitzt eine elektrische Leitfähigkeit von $\kappa = 3,7 \cdot 10^7 \text{ S m}^{-1}$. Der Luftspalt zwischen beiden Spulen beträgt 129 mm. Der Drahtdurchmesser beträgt 2 mm und der Radius beider Spulen beträgt 249 mm. Durch den Draht wird mittels einer diskreten Stromquelle ein Wechselstrom mit einer Stromstärke von $I_{\text{Quelle}} = 144 \text{ A}$ bei einer Frequenz von 140 kHz eingeprägt. Der Draht besteht aus perfekt elektrisch leitfähigem Material (PEC). Das anatomische Menschmodell „Duke“ der Firma IT’IS wird mit mindestens 2 mm Kantenlänge des hexagonalen Gitters aufgelöst. Im Bereich der Füße kann es lokal zu einer kleineren Auflösung (kleinere Kantenlängen) kommen, da sich dort die Auflösung der dünneren Schichten im Bereich der Spulenordnung fortsetzen.

Das Szenario wird mit einem Zwei-Schritt-Kopplungsansatz gerechnet und mit einer monolithischen Berechnung verglichen. Beim gekoppelten Ansatz wird zunächst das magnetostatische Quellfeld in Abwesenheit des Menschmodells berechnet. Die Berechnung findet bei einer Frequenz von 2 MHz mittels CST Microwave Studio statt. Das Szenario wird hierbei mit etwa 324 Millionen Gitterzellen aufgelöst. Gemäß den in Kapitel 3.5 und 3.6 vorgeschlagenen Ansätzen wird so die elektrische und magnetische Feldstärke im Bereich des Menschen kalkuliert. Es genügt dabei die sechs Flächen eines Quaders um den Menschen herum zu berechnen, um daraus für die nachfolgende Simulation die Ersatzquellen zu erzeugen.

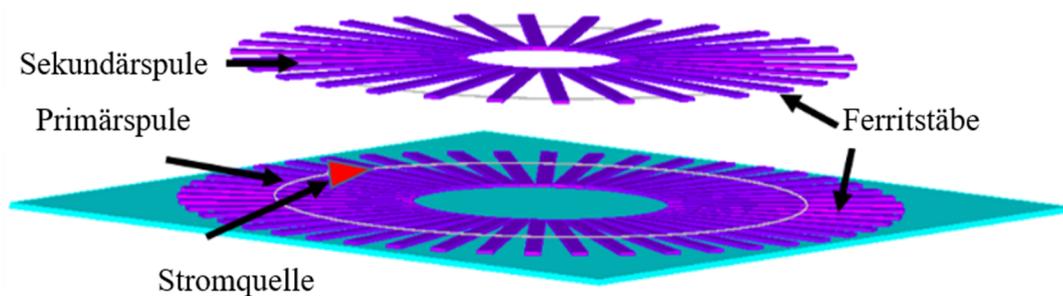


Abbildung 4.38: Spulenaufbau unterhalb des Autos im Unterschied zur bereits eingeführten Spulenordnung hier ohne zusätzliche Schirmplatte.

4.4.2 Ergebnisse

Die Ansätze aus Kapitel 3.6 werden nachfolgend miteinander verglichen. Die Verteilung der magnetischen Feldstärke in einem Querschnitt ist in Abbildung 4.72 dargestellt. In Abbildung 4.73 ist die Verteilung der tangentialen magnetischen und tangentialen elektrischen Feldstärke der Huygensbox dargestellt.

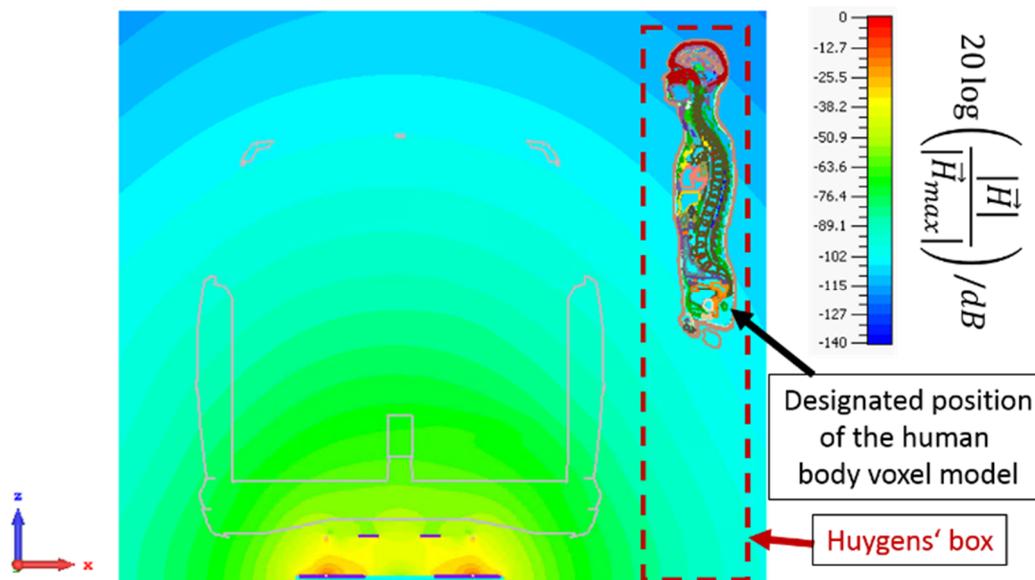


Abbildung 4.39: Magnetische Feldstärke eines IPTs im Querschnitt eines Kraftfahrzeugs mit dem im Feldbild angedeuteten Voxelmodell eines anatomischen Menschen und Huygensbox.

In Abbildung 4.39 ist zu erkennen, dass die Karosserie und der menschliche Körper kaum Einfluss auf das Magnetfeld ausüben. Die mangelnde Rückwirkung des Körpers ist nach Kapitel 3.6 eine notwendige Voraussetzung für das Co-Simulationsverfahren für das frequenzkalierte FDTD Verfahren (Cosim-SF-FITD).

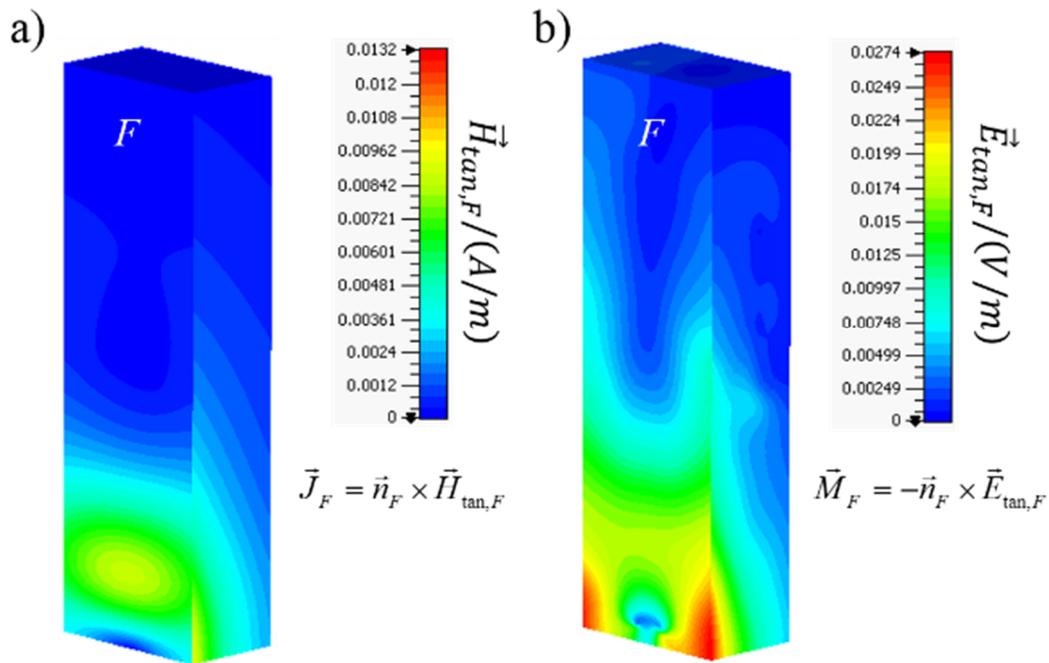


Abbildung 4.40: Verteilung der a) tangentialen magnetischen- und b) tangentialen elektrischen Feldstärke an der Oberfläche der Huygensbox.

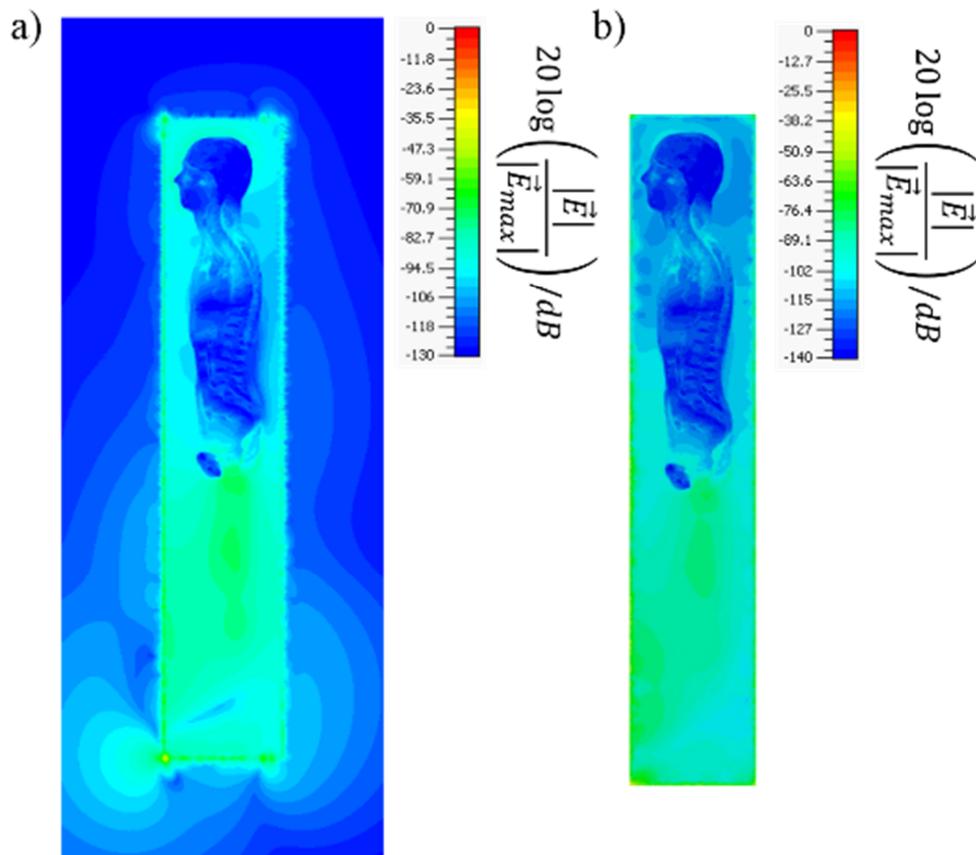


Abbildung 4.41: Verteilung der elektrischen Feldstärke im mittigen Schnitt des Voxelmodells des Menschen. Simuliert wurde a) mittels gekoppelten Frequenzskalierter FIT und b) mittels einer frequenzskalierten FIT Co-Simulation (entsprechend ohne elektrische Feldinformationen zur Bildung der Ersatzquellen).

Mittels der Finiten Integrationstechnik im Zeitbereich, wurde das neue Modell aus Ersatzquellen und Menschmodell mit 43 Millionen Gitterzellen aufgelöst und die elektromagnetische Feldverteilung innerhalb dieser „Huygens-Box“ ausgewertet. Die Ergebnisse sind dargestellt für die Berechnungsfrequenz f' (vergleiche Kapitel 3.4) und müssen noch für die Zielfrequenz herunter auf $f = 140$ kHz skaliert werden.

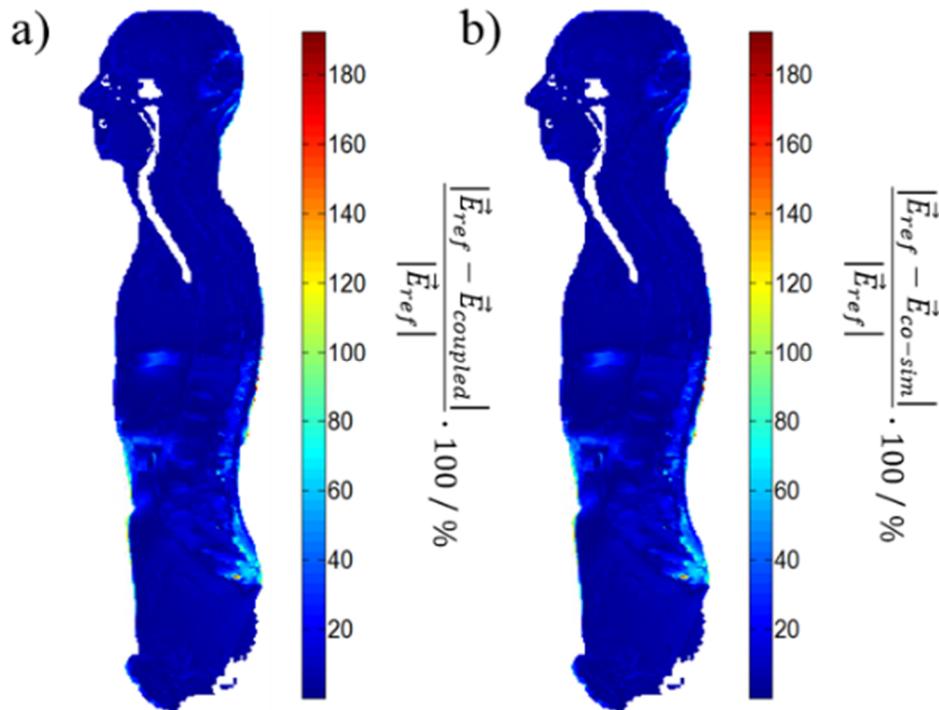


Abbildung 4.42: Relativer Fehler der körperlernen elektrischen Feldstärke, berechnet mittels a) dem gekoppelten Frequenzskalierungsverfahren mit elektrischen und magnetischen Ersatzstromquellen und b) der frequenzskalierten FIT Co-Simulation ohne magnetische Stromquellen, verglichen mit einer monolithischen Referenzsimulation mittels FIT.

Die monolithische Referenzsimulation besteht aus einem großen Modell, welches mit 906 Millionen Gitterzellen aufgelöst wurde, und lässt sich somit nur noch nach aktuellem Stand der Technik auf High Performance Computing Hardware in einem Schritt berechnen. Der in Abbildung 4.42 dargestellte relative Fehler basiert auf Untersuchungen von [Zang, 2017b] und ist in der gewählten Schnittebene überall kleiner als 3 %. In Bereichen, in denen der Fehler höher liegt, ist die absolute elektrische Feldstärke aber so niedrig, dass dies in Hinblick auf die Auswertung der maximalen gemittelten elektrischen Feldstärke, als Maß für die Belastung des Körpers, vernachlässigt werden kann.

5 Fazit

5.1 Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit ist die Erforschung numerischer Methoden zur Simulation von Magnetfeldexpositionen bei induktiven Ladevorgängen in automobilen Szenarien und zur rechnergestützten EMVU-Analyse. Hierzu konnte ein Werkzeug für die numerische Feldsimulation elektromagnetischer niederfrequenter Fragestellungen bereit gestellt werden, mit dem sich unter magneto-quasistationäre Bedingungen komplexe dielektrische Materialverteilungen berücksichtigen lassen. Dies wurde anhand von induktiven Ladevorgängen in Anwesenheit eines Menschen dargestellt. Teilaspekte dieser Betrachtung bildeten zum einen ein Frequenzskalierungsverfahren nach Gandhi und Chen, mit dem sich unter bestimmten Bedingungen Simulationen bei einer höheren Frequenz berechnen lassen als die eigentliche Expositionsfrequenz. Zum anderen war ein weiterer Aspekt die Kombination mit einem Gebietszerlegungsverfahren, welches das Huygensprinzip aufgreift und über elektrische und magnetische Ersatzquellen die Möglichkeit schafft, weitere Lösungsverfahren miteinander zu kombinieren. Diese Eigenschaft ist nicht auf solche Verfahren limitiert, die von sich aus für die Berechnung komplexer dielektrischer Verteilungen geeignet sind. Das Oberflächen-Äquivalenz-Prinzip, welches maßgeblich von Schelkunoff weiterentwickelt wurde, ist untersucht worden und in diesem Zusammenhang wurde dessen Verwendbarkeit für die vorliegende Fragestellungen dargestellt.

Zur numerischen Feldsimulation elektromagnetischer Verträglichkeitsuntersuchungen mit Umweltaspekten wurden Modelle von Fahrzeugen und prototypischen Ladesystemen für diese Untersuchung herangezogen bzw. entworfen. Zum Abgleich mit berechneten Induktivitäten wurden verschiedene Verfahren zur Approximation planarer Spiralspulen vorgestellt. Die resultierenden Kopplungsfaktoren stimmten mit den Erwartungswerten für schwach gekoppelte induktive Systeme überein, wenngleich die Kopplungen für reale Spulensysteme teilweise noch deutlich niedriger ausfallen können. Auf diesem Wege wurde eine Quelle modelliert, die mit Erfahrungswerten aus der Praxis mittels Approximationsformeln belegbar ist.

Um die frequenzabhängige Wirbelstromkonstante und die resultierende bessere Schirmwirkung durch leitende Fahrzeugkarosserieteile und Schirmungsbleche in Simulationen

mit potentiell exponierten Insassen mittels Frequenzskalierungsverfahren zu berücksichtigen, wurde eine Adaption der Leitfähigkeit solcher dünner Schichten eingeführt.

Die Riskobewertung für Menschmodelle wurde anhand aktuelle Empfehlung der ICNIRP durchgeführt. Die die Arbeit berührenden Punkte wurden vorgestellt und die verschiedene Einschränkungen durch den Übergang von Nieder- zur Hochfrequenz heraus gestellt. Ein wichtiger Punkt ist beispielweise die alleinige Bewertung nach Basisgrenzwerten, wenn eine Exposition zu einem nicht gleichförmigen Magnetfeld im Bereich des Menschen führt und Referenzwerte in solchen Fällen nicht mehr zulässig sein können.

Es wurden mehrere Verfahren in neuer Art und Weise kombiniert, um damit Probleme zu berechnen, die vorher so nicht gelöst werden konnten. Hierzu wurden monolithische Rechnungen von hochkomplexen Modellen durchgeführt und mit Verfahren wie der Co-Simulation mittels SPFD-Verfahren und der gekoppelt Simulation nach dem Oberflächen-Äquivalenz-Prinzips verglichen. Darüber hinaus wurde die Co-Simulation mit rein magnetischen Feldern und entsprechend resultierenden elektrischen Strömen untersucht.

5.2 Ausblick

Die neuartige Kombination verschiedener Verfahren und Ansätze lässt sich auf die dargestellten Fälle anwenden. Da für die Simulation mit noch höheren Auflösungen mit zum Beispiel Gitter-Kantenlängen im Bereich von 1 mm und kleiner, die nach [Schmid, 2013] in besonders kritischen Fällen vorzuziehen sind, reicht die aktuelle Implementation voraussichtlich nicht aus. Die Simulationen unter Berücksichtigung der resultierenden großen Modelle sind kaum noch in sinnvoller Zeit durchzuführen. Ursache hierfür ist unter anderem die komplexere Approximation des Quellfeldes und die noch ausbaufähige Beschleunigung der Lösungsverfahren mittels Grafikkarten, wie der FITD. Untersuchungen haben gezeigt, dass durch die Verwendung von GPUs die Berechnung der Lösung in CST MWS sogar langsamer werden lassen kann. Die ungenaue Formulierung für den vektoriellen Mittelwert in der ICNIRP Empfehlung von 2010 lässt unterschiedliche Lesearten zu und sollte in einer neuen Fassung genauer sein, um vergleichbarere Ergebnisse zu erlangen. Eine wichtige Betrachtung ist ebenfalls die bessere Erkennung von Feldwerten, die nicht mehr zum Körperinnern gehören. So kann in manchen Simulationen der Eindruck entstehen, als seien die induzierten Feldstärken teilweise enorm hoch, diese sind aber in Wahrheit unphysikalisch. Diesem Umstand könnte mit einer Verschiebung des Subvolumens der Auswerteroutine begegnet werden und sollte bei weiterführenden Arbeiten berücksichtigt werden.

Anhang

Literatur

- [Abd-Alhameed, 2004] Abd-Alhameed, R.A. / Excell, P.S. / Mangoud, M.A., "A Hybrid Computational Electromagnetics Formulation for Simulation of Antennas Coupled to Lossy and Dielectric Volumes", *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 50, No. 3, Seite 253 bis 259, 2004.
- [Albanese, 1990] Albanese, R. / Rubinacci, G., "Magnetostatic field computations in terms of two-component vector potentials", *International Journal of Numerical Methods England*, Vol. 29, Seite 515 bis 532, 1990.
- [Balanis, 1989] Balanis, C., "*Advanced Engineering Electromagnetics*", John Wiley & Sons, Inc., 1989.
- [Barchanski, 2005] Barchanski, A. / Clemens, C. / De Gerssem, H. / Steiner, T. / Weiland, T., "Using domain decomposition techniques for the calculation of low-frequency electric current densities in high-resolution 3D human anatomy models", *COMPEL*, Vol. 24, No. 2, 2005.
- [BImSchV1] 26. Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes
http://www.gesetze-im-internet.de/bimschv_26/index.html
Letzter Zugriff: 02.01.2018
- [BImSchV2] Verordnung zur Änderung der Vorschriften über elektromagnetische Felder und das telekommunikationsrechtliche Nachweisverfahren
<http://dipbt.bundestag.de/dip21/btd/17/123/1712372.pdf>
Letzter Zugriff: 02.01.2018

- [Bitz, 2004] Bitz, A., "Numerische Feldberechnung im biologischen Gewebe: Exposition von Personen, Tieren und isolierten biologischen Systemen in elektromagnetischen Feldern", *Dissertation*, Bergische Universität Wuppertal, eingereicht 2003, verteidigt 2004.
- [Bohnert, 2008] Bohnert, J. / Gleich, B. / Weizenecker, J. / Borgert, J. / Dössel, O., "Evaluation of Induced Current Densities and SAR in the Human Body by Strong Magnetic Fields around 100 kHz", *4th European Conference of the International Federation for Medical and Biological Engineering*, Proceedings 22, Seite 2532 bis 2535, 2008.
- [Bohnert, 2010] Bohnert, J. / Dössel, O., "Effects of time varying currents and magnetic fields in the frequency range of 1 kHz to 1 MHz to the human body - a simulation study", *2010 Annual International Conference of the IEEE in Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, Seite 6805 bis 6808, 2010.
- [Bolz, 2009] Bolz, T. / Bahr, A. / Gustrau, F. / Eichhorn, K.F. / Hille, S. / Hentschel, K., "Modellierung bipolarer Herzschrittmacher-Elektrodenanordnungen (10 Hz bis 1 MHz)", Abschlussbericht des Forschungsprojekts F 2090 im Auftrag der Bundesanstalt für Arbeitsschutz und Arbeitsmedizin (BAUA), 2009.
- [Cerri, 1998] Cerry, G. / Russo, P. / Schiavoni, A. / Tribellini, G. / Bielli, P., "MoM-FDTD hybrid technique for analyzing scattering problems", *Electronics Letters*, Vol. 34, No. 5, Seite 438 bis 440, 1998.
- [Chen, 2003] Chen, W.-K., "Analog Circuits and Devices", CRC Press, 2003.
- [Cimala, 2011] Cimala, C. / Clemens, M. / Gödel, N. / Streckert, J. / Wolfheimer, F. / Zang, M., "GPU-Accelerated Time Domain Electromagnetic Field Simulations for Numerical EMC Testing Applications", Invited paper. *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 2011)*, Turin, Italien, 2011.

- [Cimala, 2012a] Cimala, C. / Clemens, M. / Kaufmann, K. / Rucks, M. / Urbaniak, A. / Plinta, T., "Numerical Analysis and Optimization of a High Speed Data Connector with Starquad Transmission Line", *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2012)*, Rom, Italien, 2012.
- [Cimala, 2012b] Cimala, C. / Clemens, M., "GPU-beschleunigte, elektromagnetische FDTD Feldsimulation für numerische EMV Untersuchungen im Kfz", *Band Proceedingsband der Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV 2012)*, Düsseldorf, Deutschland, Seite 127 bis 131, Herausgeber: Hrs. H. Garbe, VDE Verlag, Berlin, Offenbach, 2012, ISBN: 978-3-8007-3405-4.
- [Cimala, 2013] Cimala, C. / Clemens, M. / Hansen, V. / Spathmann, O. / Streckert, J. / Timm, T., "High Resolution Numerical Electromagnetic Dosimetry Simulations Using a Coupled Two-Step MOM / FITD Approach", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 49, No. 5, Seite 1633 bis 1636, 2013.
DOI: 10.1109/TMAG.2013.2241040.
- [Cimala, 2014a] Cimala, C. / Clemens, M., "Challenges for Large-Scale GPU Cluster Computing", *9th CST Europe-an User Conference*, Berlin, Deutschland, 2014. Vortrag.
- [Cimala, 2014b] Cimala, C. / Spathmann, O. / Runke, S. / Zang, M. / Clemens, M., "Coupled Two-Step MoM / FITD Method for Calculation of Electrically Large Problems in Urban Areas", Chapter in *Scientific Computing in Electrical Engineering SCEE 2014* (Andreas Bartel, Carsten Cimala, Markus Clemens, Michael Günther, E. Jan W. ter Maten, eds.), *Mathematics in Industry*, Springer, Berlin, 2016.
- [Cimala, 2015] Cimala, C. / Zang, M. / Clemens, M. / Feng, J. / Schmuelling, B. / Streckert, J., "Numerical Schemes for High-Resolution Dosimetry Simulations of Automotive Low Frequency Inductive Power Transfer Systems", *International Conference on*

- Electromagnetics in Advanced Applications & IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (ICEAA IEEE-APS 2015)*, Turin, Italien, 2015.
- [Cimala, 2016a] Zang, M. / Clemens, M. / Cimala, C. / Streckert, J. / Schmuelling, B., "Simulation of Inductive Power Transfer Systems Exposing a Human Body with a Coupled Scaled-Frequency Approach", *17th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC 2016)*, Miami, USA, 13.-16.11.2016.
- IEEE Transactions on Magnetics*, early access title. 2017.
DOI: 10.1109/CEFC.2016.7816316.
- [Cimala, 2016b] Cimala, C. / Clemens, M. / Streckert, J. / Schmuelling, B., "High-Resolution Magnetic Field Exposure Simulations of Automotive Inductive Power Transfer Systems Using a Scaled Frequency FDTD Approach with Multi-GPU Acceleration", *10th International Symposium on Electric and Magnetic Fields (EMF 2016)*, Lyon, 12.-14.04.2016.
- [Clemens, 1999] Clemens, M. / Weiland, T., "Transient Eddy-Current Calculation with the FI-Method", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 35, No. 3, 1999.
- [Clemens, 2001] Clemens, M. / Weiland, T., "Discrete Electromagnetism with the Finite Integration Technique", *Progress in Electromagnetics Research*, PIER 32, Seite 65 bis 87, 2001.
- [Clemens, 2002a] Clemens, M. / Weiland, T., "Magnetic Field Simulation Using Conformal FIT Formulations", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 38, No. 2, 2002.
- [Clemens, 2002b] Clemens, M. / Drobny, S. / Weiland, T., "Numerical Analysis of a Magnetic Recording Write Head Benchmark Problem Using Finite Integration Technique", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 38, No. 2, 2002.
- [Clemens, 2012a] Clemens, M. / Cimala, C. / Fiedler, T. / Gödel, N. / Hansen, V. / Runke, S. / Scholz, E. / Spathmann, O. / Streckert, J. / Timm, T.

- / Zang, M., "Numerical Methods for High-Fidelity Electromagnetic RF-Field Simulations", *AntennEMB 2012 Symposium (AntennEMB2012)*, Stockholm, Schweden, 2012.
- [Clemens, 2012b] Clemens, M. / Cimala, C. / Fiedler, T. / Gödel, N. / Hansen, V. / Runke, S. / Scholz, E. / Spathmann, O. / Streckert, J. / Timm, T. / Ye, H. / Zang, M., "Large-scale Simulations in Electromagnetic Compatibility Testing and Numerical Field Dosimetry Using Multiple GPU-Acceleration", *European CST User Group Meeting (EUC 2012)*, Mannheim, Deutschland, 2012.
- [Clemens, 2014] Clemens, M. / Cimala, C. / Runke, S. / Streckert, J. / Zang, M., "The Coupled MoM/FITD Approach for Electrically Large Problems in Numerical EMC Testing", *Invited. Ninth International Conference on the Computation in Electromagnetics (CEM 2014)*, London, England, 2014.
- [Conductix] Conductix-Wampfler GmbH – Inductive Power Transfer
<http://www.conductix.de/de/produkte/inductive-power-transfer-iptr>
Letzter Zugriff 14.12.2015
- [Courant, 1928] Courant, R. / Friedrichs, K. / Lewy, H., "Über die partiellen Differenzgleichungen der mathematischen Physik", *Mathematische Annalen*, Band 100, Seite 32 bis 74, 1928.
- [CST] www.cst.com – Computer Simulation Technology AG, Bad Nauheimer Str. 19, 64289 Darmstadt.
- [Covic, 2013] Covic, G.A. / Boys, J.T., "Modern Trends in Inductive Power Transfer Transportation Applications", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 1, No. 1, Seite 28 bis 41, 2013.
- [Dawson, 1996] Dawson, T. W. / Stuchly, M. A., "Comparison of magnetically induced ELF fields in humans computed by FDTD and scalar potential FD codes", *ACES Journal*, Vol. 11, Seite 63 bis 71, 1996.

- [EP2, 2016] Bundesministerium für Wirtschaft und Energie
<https://www.bmwi.de/Redaktion/DE/Publikationen/Industrie/elektromobilitaet-positionierung-der-wertschoepfungskette.pdf>
Letzter Zugriff 13.04.2017
- [Evermotion] Evermotion
www.evermotion.org ,
Letzter Zugriff 28.03.2017
- [EU, 1999] EU Ratsempfehlung 1999 – 519 - EG
- [EU, 2013] EU Ratsempfehlung 2013 – 35 - EU
- [Gandhi, 1992] Gandhi, O. P. / Chen, J.-Y., "Numerical dosimetry at power-line frequencies using anatomically based models", *Bioelectromagnetics*, Vol. 13, Issue Supplement S1, Seite 43 bis 60, 1992.

DOI: 10.1002/bem.2250130706
- [Gabriel, 1996a] Gabriel, C. / Gabriel, S. / Corthout, E., "The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey", *Physics in Medicine & Biology*, Vol. 41, Seite 2231 bis 2249, 1996.
- [Gabriel, 1996b] Gabriel, S. / Lau, R. W. / Gabriel, C., "The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz", *Physics in Medicine & Biology*, Vol. 41, Seite 2251 bis 2269, 1996.
- [Gabriel, 1996c] Gabriel, S. / Lau, R. W. / Gabriel, C., "The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues", *Physics in Medicine & Biology*, Vol. 41, Seite 2271 bis 2293, 1996.
- [Gabriel, Web] Datensammlung dielektrischer Materialparameter,
Online: <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>,
Letzter Zugriff 28.08.2015
- [Gustrau, 2003] Gustrau, F. / Bahr, A. / Goltz, S. / Eggert, S. / Hentschel, K., "Numerische Modellierung elektronischer Implantate und

- Berechnung der Störspannung am Implantateingang", Bremerhaven: *Wirtschaftsverlag NW 2003* (Schriftenreihe der Bundesanstalt für Arbeitsschutz und Arbeitsmedizin: Forschung 988).
- [Guy, 1982] Guy, A.W. / Davidow, S. / Yang, G.Y., Chou C.K., "Determination of electric current distributions in animals and humans exposed to a uniform 60-Hz high intensity electric field", *Bioelectromagnetics*, Vol. 3, No. 1, Seite 47 bis 71, 1982.
- [Grover, 2004] Grover, F.W., "*Inductance Calculations*", Dover Publications, Mineola, 2004.
- [Halo] Qualcomm Halo Wireless Vehicle Charging
<https://www.qualcomm.com/products/halo>
Letzter Zugriff 13.04.2017
- [Heaviside, 1893] Heaviside, O., "Electromagnetic Theory Vol. I", "*The Electrician*" Printing and Publishing Company: London, 1893.
- [Huang, 1999] Huang, Z. / Demarest, K. / Plumb, R.G., "An FDTD/MoM hybrid technique for modeling complex antennas in the presence of heterogeneous grounds", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 37, No. 6, Seite 2692 bis 2698, 1999.
- [Huygens, 1690] Huygens, C., "*Traité de la Lumière*", Leiden: Pieter van der Aa, 1690.
- Huygens, C. (übersetzt von Silvanus P. Thompson), "*Treatise on Light*", London: Macmillan, 1912.
- [ICNIRP, 2010] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, "Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric and Magnetic Fields (1 Hz to 100 kHz)", *Health Physics*, Vol. 99, No. 6, Seite 818 bis 836, 2010.
- [ICNIRP, 1998] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric,

- magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz)", *Health Physics*, Vol. 74, No. 4, Seite. 494 bis 522, 1998.
- [IISB, 2015a] Fraunhofer-Institut für integrierte Systeme und Bauelementtechnologie,
http://www.iisb.fraunhofer.de/content/dam/iisb2014/en/Documents/iisb-aktuell/2015/iisb_aktuell_3_2015.pdf
Letzter Zugriff 14.12.2015
- [IISB, 2015b] Fraunhofer-Institut für integrierte Systeme und Bauelementtechnologie,
<https://www.fraunhofer.de/de/presse/presseinformationen/2015/August/elektrofahrzeuge-kabellos-laden-und-entladen.html>.
Letzter Zugriff 26.11.2015
- [Indion] Abschlussbericht zum Verbundvorhaben "Kontaktloses Laden von batterieelektrischen Fahrzeugen", BMW AG und Siemens AG, Oktober 2011

http://www.erneuerbar-mobil.de/sites/default/files/publications/abschlussbericht-indion_1.pdf
Letzter Zugriff 07.06.2017
- [ISI, 2010] Fraunhofer ISI – Working Paper Sustainability and Innovation
http://www.isi.fraunhofer.de/isi-wAssets/docs/e-x/working-papers-sustainability-and-innovation/WP8-2010_Induktive-Ladung-EV.pdf
Letzter Zugriff 13.04.2017
- [ITIS] IT'IS Foundation, Zeughausstraße 43, CH-8004 Zürich, Schweiz.
<http://www.itis.ethz.ch>
Letzter Zugriff 07.10.2015
- [Jordan, 1968] Jordan, C.E. / Balmain, K.G., "*Electromagnetic Waves and Radiating Systems*", 2. Auflage, Prentice Hall, 1968.
- [Kalwar, 2015] Kalwar, K.A. / Aamir, M. / Mekhilef, S., "*Inductively coupled power transfer (ICPT) for electric vehicle charging - A review*",

- ScienceDirect, Power Electronics and Renewable Energy Research Laboratory (PEARL), Department of Electrical Engineering, University of Malaya, Kuala Lumpur, Malaysia.
- [Kaden, 2006] Kaden, H., "*Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik*", Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2. Auflage 2006, ursprünglich veröffentlicht 1959.
- [Kaune, 1981] Kaune, WT. / Gillis, MF., "General properties of the interaction between animals and ELF electric fields", *Bioelectromagnetics*, Vol. 2, No. 1, Seite 1 bis 11, 1981.
- [Love, 1901] Love, A.E.H., "The Integration of Equations of Propagation of Electric Waves", *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, Series A, Vol. 197, Seite 1 bis 45, 1901.
- [MacDonald, 1902] MacDonald, H.M., "*Electric Waves*", University Press of Cambridge, Seite 16, 1902.
- [MacDonald, 1911] MacDonald, H.M., "The Integration of the Equations of Propagation of Electric Waves", *Proceedings London Mathematical Society*, Series E, Vol. 10, Seite 91 bis 95, 1911.
- [Mangoud, 2000] Mangoud, M.A. / Abd-Alhameed, R.A. / Excell, P., "Simulation of Human Interaction with Mobile Telephones Using Hybrid Techniques over Coupled Domains", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, No. 11, Seite 2014 bis 2021, 2000.
- [Mangoud, 2010] Mangoud, M. / Abd-Alhameed, R. / Excell, P., "*Numerical Electromagnetics for Personal Dosimetry of Cellular Phones*", LAP Lambert, Saarbrücken 2010.
- [Maxwell, 1865] Maxwell, J.C., "A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field", *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, Vol. 155, Seite 459 bis 512, 1865.

- [Mohan, 1999] Mohan, S.S. / Hershenson, M.d.M. / Boyd, S.P. / Lee, T.H., "Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances", *IEEE Journal of Solid-state Circuits*, Vol. 34, No. 10, 1999.
- [NOZ] Neue Osnabrücker Zeitung
<http://www.noz.de/deutschland-welt/wirtschaft/artikel/585924/regierung-halt-an-zielen-fur-e-autos-fest>
Letzter Zugriff 07.10.2015
- [OASIS-Heise] Heise-Zeitungsartikel zur Präsentation des OASIS Konzeptautos
<https://www.heise.de/newsticker/meldung/Harman-praesentiert-Rinspeed-E-Mobil-Oasis-3590692.html>
Letzter Zugriff 13.04.2017
- [OASIS-AMS] Auto-Motor-Sport-Artikel anlässlich der CES 2017
<http://www.auto-motor-und-sport.de/news/rinspeed-oasis-elektroauto-fuer-die-stadt-730574.html>
Letzter Zugriff 13.04.2017
- [Pender, 1936] Pender, H. / Del Mar, W.A., "*Electrical Engineer's Handbook*", 3rd Edition, John Wiley&Sons, Inc., (Air Core Inductors) Seite 4–17 bis 4–18, 1936.
- [Ping, 2014] Ping-Ping Ding / Bernard, L. / Pichon, L. / Razek, A., "Evaluation of Electromagnetic Fields in Human Body Exposed to Wireless Inductive Charging System", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 50, No. 2, Seite 1037 bis 1040, 2014.
- [Rajakaruna, 2014] Rajakaruna, S. / Shahnian, F. / Ghosh, A., "Plug In Electric Vehicles in Smart Grids", Seite 33ff, Springer Verlag, 2014.
- [Rengarajan, 2000] Rengarajan, S.R. / Rhmat-Samii, Y., "The Field Equivalence Principle: illustration of the Establishment of the Non-Intuitive Null Fields", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 42, No. 4, 2000.
- [Runke, 2012] Runke, S., "Entwicklung von CAD Modellen für numerische elektromagnetische Feldsimulationen und Untersuchung der Feld-

- /Kabelkopplung in hoch aufgelösten Kraftfahrzeugmodellen",
Master Thesis, Bergische Universität Wuppertal, 2012.
- [SAE, 2012] Society of Automotive Engineers International TIR J2954
http://www.sae.org/smartgrid/sae-j2954-status_1-2012.pdf
Letzter Zugriff 13.04.2017
- [SAE, 2016] Society of Automotive Engineers International Standard
<https://www.sae.org/news/3391/>
Letzter Zugriff 13.04.2017
- [Schelkunoff, 1936] Schelkunoff, S.A., "Some Equivalence Theorems of Electromagnetics and Their Application to Radiation Problems", *Bell System Technical Journal*, Vol. 15, No. 1, Seite 92 bis 112, 1936.
- [Schelkunoff, 1951] Schelkunoff, S.A., "Kirchhoff's Formula, Its Vector Analogue, and Other Field Equivalence Theorems", *Communication in Pure and Applied Mathematics*, Vol. 4, No. 1, Seite 43 bis 59, 1951.
- [Schelkunoff, 1952] Schelkunoff, S.A. / Friis, H.T., "Antennas: Theory and Practice", *New York: Wiley; London: Chapman & Hall*, Vol. 116, No. 3010, Seite 263 bis 264, 1952.

DOI: 10.1126/science.116.3010.263-a
- [Schmid, 2013] Schmid, G. / Cecil, S. / Überbacher, R., "The role of skin conductivity in a low frequency exposure assessment for peripheral nerve tissue according to the ICNIRP 2010 guidelines", *Physics in Medicine and Biology*, Vol. 58, Seite 4703 bis 4716, 2013.

DOI: 10.1088/0031-9155/58/13/4703.
- [Singh, 2017] Singh, V., "Electronics Cooling"
<https://www.electronics-cooling.com/2017/01/inductive-wireless-charging-now-thermal-design-problem/>
Letzter Zugriff 15.04.2017

- [Steinmetz, 2011] Steinmetz, T. / Kurz, S. / Clemens, M., "Domains of Validity of Quasistatic and Quasistationary Field Approximations", *COMPEL*, Vol. 30, No. 5, Seite 1237 bis 1247, 2011.
DOI: 10.1108/03321641111133154
- [Stratton, 1939] Stratton J.A. / Chu, L. J., "Diffraction Theory of Electromagnetic Waves", *Physical Review*, Vol. 56, Seite 99 bis 107, 1939.
- [Streckert, 2015] Streckert, J. / Hansen, V. , "Fragestellungen der elektromagnetischen Verträglichkeit unter Umweltaspekten (EMVU) ", *CCG-Seminar „Elektromagnetische Verträglichkeit*, 24.-26.11.2015.
- [Taflove, 1995] Taflove, A., "*Computational electrodynamics, the finite-difference time-domain method*", Artech House Books, 1995.
- [Tilbury, 2008] Tilbury, M. "*The Ultimate Tesla Coil Design and Construction Guide*", The McGraw-Hill Companies, 2008.
- [Timm, 2011] Timm, T., "Verknüpfung der MoM mit dem FDTD-Verfahren für eine effiziente Berechnung der Feld- und SAR-Verteilung in Menschmodellen im Feld von Kommunikationsantennen", Bachelor-Thesis, Bergische Universität Wuppertal, 2011.
- [Thiel, 2003] Thiel, W. / Sabet, K.F. / Katehi, L.P.B., " A hybrid MoM/FDTD approach for an efficient modeling of complex antennas on mobile platforms," *33rd European Microwave Conference*, München, Deutschland, Seite 719 bis 722, 2003.
DOI: 10.1109/EUMA.2003.341054
- [V2G] National Renewable Energy Laboratory
<https://www.nrel.gov/transportation/project-ev-grid-integration.html>
Letzter Zugriff 13.04.2017
- [VDI] VDI Nachrichten, "Luftspalt ersetzt Ladekabel", Ausgabe 42, 17. Oktober 2014

- <http://www.vdi-nachrichten.com/Technik-Wirtschaft/Luftspalt-ersetzt-Ladekabel>
Letzter Zugriff 07.06.2017
- [Vorst, 2006] Vorst, A.V. / Rosen, A. / Kotsuka, Y., "*RF/Microwave Interaction with Biological Tissues*", John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [WEVC] Qualcomm Halo, "*Compliance Assessment of Human Exposure from Wireless Electric Vehicle Charging (WEVC) System*", 2014.
- [Weiland, 1977] Weiland, T., "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields", *Electronics and Communication*, Vol. 31, Seite 116 bis 120, 1977.
- [Weiland, 1996] Weiland, T., "Time Domain Electromagnetic Field Computation with Finite Difference Methods", *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, Vol. 9, No. 4, Seite 295 bis 319, 1996.
- [Weiland, 2003] Weiland, T., "Finite Integration Method and Discrete Electromagnetism", In Monk, P. / Carstensen, C. / Funken, S. / Hackbusch, W. / Hoppe, R.H.W. (eds) *Computational Electromagnetics, Lectures in Computational Science and Engineering*, Vol. 28, Berlin, Heidelberg.
- [Wheeler, 1928] Wheeler, H.A., "Simple inductance formulas for radio coils", *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, Vol. 16, No. 10, Seite 1398 bis 1400, 1928.
- [Wolfsperger, 2008] Wolfsperger, H.A., "*Elektromagnetische Schirmung – Theorie und Praxisbeispiele*", Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Seite 101ff., 2008.
- [Zang, 2017a] Zang; M. / Cimala; C. / Clemens; M. / Dutiné, J. / Schmuelling, B., "A Co-Simulation Scalar-Potential Finite Difference (SPFD) Approach for the Simulation of Human Exposure to Magneto-Quasistatic Fields", *17th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC 2016)*, Miami, USA, 13.-16.11.2016.

IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 53, No. 6, Seite 1 bis 4, 2017.

DOI: 10.1109/TMAG.2017.2657819.

[Zang, 2017b]

Zang, M. / Clemens, M. / Cimala; C. / Streckert; J. / Schmuelling, B., "Simulation of Inductive Power Transfer Systems Exposing a Human Body with a Coupled Scaled-Frequency Approach", *17th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC 2016)*, Miami, USA, 13.-16.11.2016.

IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 53, No. 6, Seite 1 bis 4, 2017.

DOI: 10.1109/TMAG.2017.2654798.

Liste eigener Veröffentlichungen

- Cimala, C. / Clemens, M. / Gödel, N. / Streckert, J. / Wolfheimer, F. / Zang, M., **"GPU-Accelerated Time Domain Electromagnetic Field Simulations for Numerical EMC Testing Applications"**, *Invited paper. International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 2011)*, Turin, Italien, September 2011.
- Cimala, C. / Clemens, M. / Kaufmann, K. / Rucks, M. / Urbaniak, A. / Plinta, T., **"Numerical Analysis and Optimization of a High Speed Data Connector with Starquad Transmission Line"**, *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2012)*, Rom, Italien, September 2012.
- Clemens, M. / Schöps, S. / Cimala, C. / Gödel, N. / Runke, S. / Schmidhäusler, D., **"Aspects of Coupled Problems in Computational Electromagnetics Formulations"**, *Invited technical Article. ICS Newsletter (International Compumag Society)*, Vol. 19, No. 2, Seite 3 bis 12, November 2012. ISSN: 1026-0854.
- Cimala, C. / Clemens, M., **"GPU-beschleunigte, elektromagnetische FDTD Feldsimulation für numerische EMV Untersuchungen im Kfz"**, *Band Proceedingsband der Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV 2012)*, Düsseldorf, Deutschland, Seite 127 bis 131, Herausgeber: Hrs. H. Garbe, VDE Verlag, Berlin, Offenbach, Februar 2012, ISBN: 978-3-8007-3405-4.
- Cimala, C. / Clemens, M. / Hansen, V. / Spathmann, O. / Streckert, J. / Timm, T., **"High Resolution Numerical Electromagnetic Dosimetry Simulations Using a Coupled Two-Step MOM / FITD Approach"**, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 49, No. 5, Seite 1633 bis 1636, Mai 2013, DOI: 10.1109/TMAG.2013.2241040.
- Cimala, C. / Clemens, M., **"Challenges for Large-Scale GPU Cluster Computing"**, *9th CST Europe-an User Conference*, Berlin, Deutschland, 2014.
- Cimala, C. / Spathmann, O. / Runke, S. / Zang, M. / Clemens, M., **"Coupled Two-Step MoM / FITD Method for Calculation of Electrically Large Problems in Urban Areas"**, *Chapter in Scientific Computing in Electrical Engineering SCEE*

- 2014 (Andreas Bartel, Carsten Cimala, Markus Clemens, Michael Günther, E. Jan W. ter Maten, eds.), series Mathematics in Industry, Springer, Berlin, 2016.
- Cimala, C. / Zang, M. / Clemens, M. / Feng, J. / Schmuelling, B./ Streckert, J., "**Numerical Schemes for High-Resolution Dosimetry Simulations of Automotive Low Frequency Inductive Power Transfer Systems**", *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications & IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (ICEAA IEEE-APS 2015)*, Turin, Italien, September 2015.
 - Clemens, M. / Cimala, C. / Fiedler, T. / Gödel, N. / Hansen, V. / Runke, S. / Scholz, E. / Spathmann, O. / Streckert, J. / Timm, T. / Zang, M., "**Numerical Methods for High-Fidelity Electromagnetic RF-Field Simulations**", *AntennEMB 2012 Symposium (AntennEMB2012)*, Stockholm, Schweden, März 2012.
 - Clemens, M. / Cimala, C. / Fiedler, T. / Gödel, N. / Hansen, V. / Runke, S. / Scholz, E. / Spathmann, O. / Streckert, J. / Timm, T. / Ye, H. / Zang, M., "**Large-scale Simulations in Electromagnetic Compatibility Testing and Numerical Field Dosimetry Using Multiple GPU-Acceleration**", *European CST User Group Meeting (EUC 2012)*, Mannheim, Deutschland, Mai 2012.
 - Clemens, M. / Cimala, C. / Runke, S. / Streckert, J. / Zang, M., "**The Coupled MoM/FITD Approach for Electrically Large Problems in Numerical EMC Testing**", Invited. *Ninth International Conference on the Computation in Electromagnetics (CEM 2014)*, London, England, März 2014.
 - Cimala, C. / Clemens, M. / Hansen, V. / Spathmann, O. / Streckert, J. / Timm, T., "**High Resolution Numerical Electromagnetic Dosimetry Simulations Using a Coupled Two-Step Approach**", *15th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation 2012 (CEFC 2012)*, Oita, Japan, November 2012.
 - Zang; M. / Cimala; C. / Clemens; M./ Dutiné, J. / Schmuelling, B., "**A Co-Simulation Scalar-Potential Finite Difference (SPFD) Approach for the Simulation of Human Exposure to Magneto-Quasi-Static Fields**", *17th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation 2016 (CEFC 2016)*, Miami, USA, November 2016.

IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 53, No. 6, Seite 1 bis 4, Juni 2017.
DOI: 10.1109/TMAG.2017.2657819.

- Zang, M. / Clemens, M. / Cimala, C. / Streckert, J./ Schmuelling, B., "**Simulation of Inductive Power Transfer Systems Exposing a Human Body with Two-Step Scaled-Frequency FDTD Methods**", *Presented at 17th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation 2016 (CEFC 2016)*, Miami, USA, November 2016.

IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 53, No. 6, Seite 1 bis 4, Juni 2017.
DOI: 10.1109/TMAG.2017.2654798

- Zang, M. / Cimala, C. / Clemens, M. / Schmuelling, B., "**Comparison of Two Novel Approaches for the Simulation of Magneto-Quasistatic Human Exposure**", *17th International IGTE Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering (IGTE 2016)* , Graz, Austria, September 2016. Book of Abstracts, Seite 56, September 2016.

- Cimala, C. / Clemens, M. / Streckert, J. / Schmuelling, B., "**High-Resolution Magnetic Field Exposure Simulations of Automotive Inductive Power Transfer Systems Using a Scaled Frequency FDTD Approach with Multi-GPU Acceleration**", *10th International Symposium on Electric and Magnetic Fields (EMF 2016)*, Lyon, April 2016, *International Journal of Numerical Modelling: Electric Networks, Devices and Fields*, Februar 2017.

DOI: 10.1002/jnm.2231.

Meta-File Generator

Hinweis zur Implementierung der Cosim-SF-FITD Methode

Die Nahfeldquellen können im proprietären FSM Format eingelesen werden. Um im Klartext vorliegende Datenstrukturen zu erhalten, die die Bearbeitung vereinfachen, wird auf das offene „nearfield scan data exchange format“, kurz NFS Format, zurückgegriffen. Dieses Format greift auf eine Liste im XML Format zu und kann größtenteils in einem einfachen Editor betrachtet werden. Um die Quellen aus der CST Simulation in eine importierbare Anordnung zu wandeln, wird ein selbsterstelltes Matlab Skript genutzt. Zunächst müssen sogenannte metafiles erstellt werden, also solche die dem Feldsimulator die Informationen mitteilen, wie die eigentliche Datenstruktur aufgebaut ist (vergleiche Anhang Meta-File Generator).

Als nächstes müssen die Simulationsdaten neu angeordnet und in das entsprechende Format gebracht werden. Hierzu dient ein weiteres selbsterstelltes Skript, welches die flächenweise ausgelesenen magnetischen Feldstärkewerte einliest und neu formatiert (vergleiche Anhang Data Converter).

Nach erfolgreichem Durchlauf beider Skripte erhält man so eine importierbare Nahfeldquelle, die für die Exposition des Menschen im zweiten Schritt benutzt werden kann. Es kann hierbei davon ausgegangen werden, dass es genügt, lediglich die H-Felder auszuwerten, die später in der Ersatzanordnung zu elektrischen Strömen führen. Dieser Gedanke ist naheliegend, da sich aus einer magnetostatischen Simulation mit entsprechenden Niederfrequenzalgorithmen nicht immer auch die elektrische Feldstärkeverteilung bestimmen lässt. Zur Kompensation wird gemäß eine magnetische Randbedingung gewählt, dass dort die tangentielle Feldkomponente des H -Feldes verschwindet. Dadurch können die magnetischen Ströme virtuell kurzgeschlossen werden und eine weitere Auswertung der elektrischen Feldstärke zur Bestimmung der Ersatzquellenanordnung wird obsolet.

Meta-File Generator

```

%Würfel
xmin = 0.4;
xmax = 0.8;
ymin = -0.2;
ymax = 0.2;
zmin = -0.2;
zmax = 0.2;

grid = 0.002; %Abstand der Gitterlinien beim Export in Millimeter
counterz = 1;
country = 1;
counterx = 1;
gridlines_x = 1;
gridlines_y = 1;
gridlines_z = 1;
frq = 10000000;

    for index=xmin:grid:xmax
        gridlines_x(counterx,1) = index;
        counterx=counterx+1;
    end

    for index=ymin:grid:ymax
        gridlines_y(country,1) = index;
        country=country+1;
    end

    for index=zmin:grid:zmax
        gridlines_z(counterz,1) = index;
        counterz=counterz+1;
    end

%data_Hx_ymax
fc1 = 'x'; % H-Komponente
fc2 = 'y'; % auf Fläche
fc3 = 'max'; % min oder max
fc0 = sprintf('H%s_%s%s', fc1, fc2, fc3);
filename = sprintf('%s.xml', fc0);
fid = fopen( filename, 'wt' ) ;
    fprintf(fid, '<?xml version="1.0"?>\n');
    fprintf(fid, '<EmissionScan><Nfs_ver>1</Nfs_ver>');
    fprintf(fid, '<Filename>%s</Filename>', filename);
    fprintf(fid, '<File_ver>1</File_ver><Date>August 18,
2016</Date><Source>Generated by CC</Source><cst:box
xmlns:cst="http://www.cst.com/2014/export/nfs/20140228">');
    fprintf(fid, '<cst:size xmin= "%s" ', xmin);
    fprintf(fid, 'xmax="%s" ', xmax);
    fprintf(fid, 'ymin="%s" ', ymin);
    fprintf(fid, 'ymax="%s" ', ymax);
    fprintf(fid, 'zmin="%s" ', zmin);
    fprintf(fid, 'zmax="%s"', zmax);
    fprintf(fid, '</><cst:face type="cartesian" direction="%s" ', fc1);
    fprintf(fid, 'position="max"><cst:gridlines axis="z">');
    fprintf(fid, ' %f ', gridlines_z);
    fprintf(fid, '</cst:gridlines><cst:gridlines axis="y">');
    fprintf(fid, ' %f ', gridlines_y);

```

```

        fprintf(fid, '</cst:grid-
lines></cst:face></cst:box><Probe><Field>H%s</Field>', fc1); %Kompo-
nente einstellen
        fprintf(fid, '</Probe><Data><Coordinates>xyz</Coordinates><Fre-
quencies><List>%i</List></Frequencies><Measurement><Format>ri</For-
mat><Unit>A/m</Unit>', frq);
        fprintf(fid, '<Data_files>%s </Data_files></Measure-
ment></Data></EmissionScan>', sprintf('data_%s.dat', fc0));
fclose (fid);

%data_Hx_ymin
fc1 = 'x'; % H-Komponente
fc2 = 'y'; % auf Fläche
fc3 = 'min'; % min oder max
fc0 = sprintf('H%s_%s%s', fc1, fc2, fc3)
filename = sprintf('%s.xml', fc0);
fid = fopen( filename, 'wt') ;
    fprintf(fid, '<?xml version="1.0"?>\n');
    fprintf(fid, '<EmissionScan><Nfs_ver>1</Nfs_ver>');
    fprintf(fid, '<Filename>%s</Filename>', filename);
    fprintf(fid, '<File_ver>1</File_ver><Date>August 18,
2016</Date><Source>Generated by CC</Source><cst:box
xmlns:cst="http://www.cst.com/2014/export/nfs/20140228">');
    fprintf(fid, '<cst:size xmin= "%s" ', xmin);
    fprintf(fid, 'xmax="%s" ', xmax);
    fprintf(fid, 'ymin="%s" ', ymin);
    fprintf(fid, 'ymax="%s" ', ymax);
    fprintf(fid, 'zmin="%s" ', zmin);
    fprintf(fid, 'zmax="%s"', zmax);
    fprintf(fid, '/><cst:face type="cartesian" direction="%s" ', fc1);
    fprintf(fid, 'position="max"><cst:gridlines axis="z">');
    fprintf(fid, ' %f ', gridlines_z);
    fprintf(fid, '</cst:gridlines><cst:gridlines axis="y">');
    fprintf(fid, ' %f ', gridlines_y);
    fprintf(fid, '</cst:grid-
lines></cst:face></cst:box><Probe><Field>H%s</Field>', fc1); %Kompo-
nente einstellen
        fprintf(fid, '</Probe><Data><Coordinates>xyz</Coordinates><Fre-
quencies><List>%i', frq);
        fprintf(fid, '</List></Frequencies><Measurement><Format>ri</For-
mat><Unit>A/m</Unit>');
        fprintf(fid, '<Data_files>%s </Data_files></Measure-
ment></Data></EmissionScan>', sprintf('data_%s.dat', fc0));
fclose (fid);

%data_Hx_zmax
fc1 = 'x'; % H-Komponente
fc2 = 'z'; % auf Fläche
fc3 = 'max'; % min oder max
fc0 = sprintf('H%s_%s%s', fc1, fc2, fc3)
filename = sprintf('%s.xml', fc0);
fid = fopen( filename, 'wt') ;
    fprintf(fid, '<?xml version="1.0"?>\n');
    fprintf(fid, '<EmissionScan><Nfs_ver>1</Nfs_ver>');
    fprintf(fid, '<Filename>%s</Filename>', filename);
    fprintf(fid, '<File_ver>1</File_ver><Date>August 18,
2016</Date><Source>Generated by CC</Source><cst:box
xmlns:cst="http://www.cst.com/2014/export/nfs/20140228">');
    fprintf(fid, '<cst:size xmin= "%s" ', xmin);
    fprintf(fid, 'xmax="%s" ', xmax);
    fprintf(fid, 'ymin="%s" ', ymin);
    fprintf(fid, 'ymax="%s" ', ymax);

```

```

    fprintf(fid, 'zmin="%s" ', zmin);
    fprintf(fid, 'zmax="%s"', zmax);
    fprintf(fid, '/><cst:face type="cartesian" direction="%s" ', fc1);
    fprintf(fid, 'position="max"><cst:gridlines axis="x"> ');
    fprintf(fid, '%f ', gridlines_x);
    fprintf(fid, '</cst:gridlines><cst:gridlines axis="y"> ');
    fprintf(fid, '%f ', gridlines_y);
    fprintf(fid, '</cst:grid-
lines></cst:face></cst:box><Probe><Field>H%s</Field>', fc1); %Kompo-
nente einstellen
    fprintf(fid, '</Probe><Data><Coordinates>xyz</Coordinates><Fre-
quencies><List>%i</List></Frequencies><Measurement><Format>ri</For-
mat><Unit>A/m</Unit>', frq);
    fprintf(fid, '<Data_files>%s </Data_files></Measure-
ment></Data></EmissionScan>', sprintf('data_%s.dat', fc0));
fclose (fid);

%data_Hx_zmin
fc1 = 'x'; % H-Komponente
fc2 = 'z'; % auf Fläche
fc3 = 'min'; % min oder max
fc0 = sprintf('H%s_%s%s', fc1, fc2, fc3)
filename = sprintf('%s.xml', fc0);
fid = fopen( filename, 'wt' ) ;
    fprintf(fid, '<?xml version="1.0"?>\n');
    fprintf(fid, '<EmissionScan><Nfs_ver>1</Nfs_ver>');
    fprintf(fid, '<Filename>%s</Filename>', filename);
    fprintf(fid, '<File_ver>1</File_ver><Date>August 18,
2016</Date><Source>Generated by CC</Source><cst:box
xmlns:cst="http://www.cst.com/2014/export/nfs/20140228">');
    fprintf(fid, '<cst:size xmin= "%s" ', xmin);
    fprintf(fid, 'xmax="%s" ', xmax);
    fprintf(fid, 'ymin="%s" ', ymin);
    fprintf(fid, 'ymax="%s" ', ymax);
    fprintf(fid, 'zmin="%s" ', zmin);
    fprintf(fid, 'zmax="%s"', zmax);
    fprintf(fid, '/><cst:face type="cartesian" direction="%s" ', fc1);
    fprintf(fid, 'position="max"><cst:gridlines axis="x"> ');
    fprintf(fid, '%f ', gridlines_x);
    fprintf(fid, '</cst:gridlines><cst:gridlines axis="y"> ');
    fprintf(fid, '%f ', gridlines_y);
    fprintf(fid, '</cst:grid-
lines></cst:face></cst:box><Probe><Field>H%s</Field>', fc1); %Kompo-
nente einstellen
    fprintf(fid, '</Probe><Data><Coordinates>xyz</Coordinates><Fre-
quencies><List>%i</List></Frequencies><Measurement><Format>ri</For-
mat><Unit>A/m</Unit>', frq);
    fprintf(fid, '<Data_files>%s </Data_files></Measure-
ment></Data></EmissionScan>', sprintf('data_%s.dat', fc0));
fclose (fid);

%data_Hy_xmax
fc1 = 'y'; % H-Komponente
fc2 = 'x'; % auf Fläche
fc3 = 'max'; % min oder max
fc0 = sprintf('H%s_%s%s', fc1, fc2, fc3)
filename = sprintf('%s.xml', fc0);
fid = fopen( filename, 'wt' ) ;
    fprintf(fid, '<?xml version="1.0"?>\n');
    fprintf(fid, '<EmissionScan><Nfs_ver>1</Nfs_ver>');
    fprintf(fid, '<Filename>%s</Filename>', filename);

```

```

    fprintf(fid, '<File_ver>1</File_ver><Date>August 18,
2016</Date><Source>Generated by CC</Source><cst:box
xmlns:cst="http://www.cst.com/2014/export/nfs/20140228">');
    fprintf(fid, '<cst:size xmin= "%s" ',xmin);
    fprintf(fid, 'xmax="%s" ',xmax);
    fprintf(fid, 'ymin="%s" ',ymin);
    fprintf(fid, 'ymax="%s" ',ymax);
    fprintf(fid, 'zmin="%s" ',zmin);
    fprintf(fid, 'zmax="%s"',zmax);
    fprintf(fid, '/><cst:face type="cartesian" direction="%s" ', fc1);
    fprintf(fid, 'position="max"><cst:gridlines axis="z"> ');
    fprintf(fid, '%f ', gridlines_z);
    fprintf(fid, '</cst:gridlines><cst:gridlines axis="x"> ');
    fprintf(fid, '%f ', gridlines_x);
    fprintf(fid, '</cst:grid-
lines></cst:face></cst:box><Probe><Field>H%s</Field>',fc1); %Kompo-
nente einstellen
    fprintf(fid, '</Probe><Data><Coordinates>xyz</Coordinates><Fre-
quencies><List>%i</List></Frequencies><Measurement><Format>ri</For-
mat><Unit>A/m</Unit>', frq);
    fprintf(fid, '<Data_files>%s </Data_files></Measure-
ment></Data></EmissionScan>',sprintf('data_%s.dat', fc0));
fclose (fid);

%data_Hy_xmin
fc1 = 'y'; % H-Komponente
fc2 = 'x'; % auf Fläche
fc3 = 'min'; % min oder max
fc0 = sprintf('H%s_%s%s', fc1, fc2, fc3)
filename = sprintf('%s.xml', fc0);
fid = fopen( filename, 'wt' );
    fprintf(fid, '<?xml version="1.0"?>\n');
    fprintf(fid, '<EmissionScan><Nfs_ver>1</Nfs_ver>');
    fprintf(fid, '<Filename>%s</Filename>', filename);
    fprintf(fid, '<File_ver>1</File_ver><Date>August 18,
2016</Date><Source>Generated by CC</Source><cst:box
xmlns:cst="http://www.cst.com/2014/export/nfs/20140228">');
    fprintf(fid, '<cst:size xmin= "%s" ',xmin);
    fprintf(fid, 'xmax="%s" ',xmax);
    fprintf(fid, 'ymin="%s" ',ymin);
    fprintf(fid, 'ymax="%s" ',ymax);
    fprintf(fid, 'zmin="%s" ',zmin);
    fprintf(fid, 'zmax="%s"',zmax);
    fprintf(fid, '/><cst:face type="cartesian" direction="%s" ', fc1);
    fprintf(fid, 'position="max"><cst:gridlines axis="z"> ');
    fprintf(fid, '%f ', gridlines_z);
    fprintf(fid, '</cst:gridlines><cst:gridlines axis="x"> ');
    fprintf(fid, '%f ', gridlines_x);
    fprintf(fid, '</cst:grid-
lines></cst:face></cst:box><Probe><Field>H%s</Field>',fc1); %Kompo-
nente einstellen
    fprintf(fid, '</Probe><Data><Coordinates>xyz</Coordinates><Fre-
quencies><List>%i</List></Frequencies><Measurement><Format>ri</For-
mat><Unit>A/m</Unit>', frq);
    fprintf(fid, '<Data_files>%s </Data_files></Measure-
ment></Data></EmissionScan>',sprintf('data_%s.dat', fc0));
fclose (fid);

%data_Hy_zmax
fc1 = 'y'; % H-Komponente
fc2 = 'z'; % auf Fläche
fc3 = 'max'; % min oder max

```

```

fc0 = sprintf('H%s_%s%s', fc1, fc2, fc3)
filename = sprintf('%s.xml', fc0);
fid = fopen( filename, 'wt' ) ;
    fprintf(fid, '<?xml version="1.0"?>\n');
    fprintf(fid, '<EmissionScan><Nfs_ver>1</Nfs_ver>');
    fprintf(fid, '<Filename>%s</Filename>', filename);
    fprintf(fid, '<File_ver>1</File_ver><Date>August 18,
2016</Date><Source>Generated by CC</Source><cst:box
xmlns:cst="http://www.cst.com/2014/export/nfs/20140228">');
    fprintf(fid, '<cst:size xmin= "%s" ', xmin);
    fprintf(fid, 'xmax="%s" ', xmax);
    fprintf(fid, 'ymin="%s" ', ymin);
    fprintf(fid, 'ymax="%s" ', ymax);
    fprintf(fid, 'zmin="%s" ', zmin);
    fprintf(fid, 'zmax="%s"', zmax);
    fprintf(fid, '/><cst:face type="cartesian" direction="%s" ', fc1);
    fprintf(fid, 'position="max"><cst:gridlines axis="y"> ');
    fprintf(fid, '%f ', gridlines_y);
    fprintf(fid, '</cst:gridlines><cst:gridlines axis="x"> ');
    fprintf(fid, '%f ', gridlines_x);
    fprintf(fid, '</cst:grid-
lines></cst:face></cst:box><Probe><Field>H%s</Field>', fc1); %Kompo-
nente einstellen
    fprintf(fid, '</Probe><Data><Coordinates>xyz</Coordinates><Fre-
quencies><List>%i</List></Frequencies><Measurement><Format>ri</For-
mat><Unit>A/m</Unit>', frq);
    fprintf(fid, '<Data_files>%s </Data_files></Measure-
ment></Data></EmissionScan>', sprintf('data_%s.dat', fc0));
fclose (fid);

%data_Hy_zmin
fc1 = 'y'; % H-Komponente
fc2 = 'z'; % auf Fläche
fc3 = 'min'; % min oder max
fc0 = sprintf('H%s_%s%s', fc1, fc2, fc3)
filename = sprintf('%s.xml', fc0);
fid = fopen( filename, 'wt' ) ;
    fprintf(fid, '<?xml version="1.0"?>\n');
    fprintf(fid, '<EmissionScan><Nfs_ver>1</Nfs_ver>');
    fprintf(fid, '<Filename>%s</Filename>', filename);
    fprintf(fid, '<File_ver>1</File_ver><Date>August 18,
2016</Date><Source>Generated by CC</Source><cst:box
xmlns:cst="http://www.cst.com/2014/export/nfs/20140228">');
    fprintf(fid, '<cst:size xmin= "%s" ', xmin);
    fprintf(fid, 'xmax="%s" ', xmax);
    fprintf(fid, 'ymin="%s" ', ymin);
    fprintf(fid, 'ymax="%s" ', ymax);
    fprintf(fid, 'zmin="%s" ', zmin);
    fprintf(fid, 'zmax="%s"', zmax);
    fprintf(fid, '/><cst:face type="cartesian" direction="%s" ', fc1);
    fprintf(fid, 'position="max"><cst:gridlines axis="y"> ');
    fprintf(fid, '%f ', gridlines_y);
    fprintf(fid, '</cst:gridlines><cst:gridlines axis="x"> ');
    fprintf(fid, '%f ', gridlines_x);
    fprintf(fid, '</cst:grid-
lines></cst:face></cst:box><Probe><Field>H%s</Field>', fc1); %Kompo-
nente einstellen
    fprintf(fid, '</Probe><Data><Coordinates>xyz</Coordinates><Fre-
quencies><List>%i</List></Frequencies><Measurement><Format>ri</For-
mat><Unit>A/m</Unit>', frq);
    fprintf(fid, '<Data_files>%s </Data_files></Measure-
ment></Data></EmissionScan>', sprintf('data_%s.dat', fc0));

```

```

fclose (fid);

%data_Hz_xmax
fc1 = 'z'; % H-Komponente
fc2 = 'x'; % auf Fläche
fc3 = 'max'; % min oder max
fc0 = sprintf('H%s_%s%s', fc1, fc2, fc3)
filename = sprintf('%s.xml', fc0);
fid = fopen( filename, 'wt' ) ;
fprintf(fid, '<?xml version="1.0"?>\n');
fprintf(fid, '<EmissionScan><Nfs_ver>1</Nfs_ver>');
fprintf(fid, '<Filename>%s</Filename>', filename);
fprintf(fid, '<File_ver>1</File_ver><Date>August 18,
2016</Date><Source>Generated by CC</Source><cst:box
xmlns:cst="http://www.cst.com/2014/export/nfs/20140228">');
fprintf(fid, '<cst:size xmin= "%s" ', xmin);
fprintf(fid, 'xmax="%s" ', xmax);
fprintf(fid, 'ymin="%s" ', ymin);
fprintf(fid, 'ymax="%s" ', ymax);
fprintf(fid, 'zmin="%s" ', zmin);
fprintf(fid, 'zmax="%s"', zmax);
fprintf(fid, '/><cst:face type="cartesian" direction="%s" ', fc1);
fprintf(fid, 'position="max"><cst:gridlines axis="y"> ');
fprintf(fid, '%f ', gridlines_y);
fprintf(fid, '</cst:gridlines><cst:gridlines axis="z"> ');
fprintf(fid, '%f ', gridlines_z);
fprintf(fid, '</cst:grid-
lines></cst:face></cst:box><Probe><Field>H%s</Field>', fc1); %Kompo-
nente einstellen
fprintf(fid, '</Probe><Data><Coordinates>xyz</Coordinates><Frequen-
cies><List>%i</List></Frequencies><Measurement><Format>ri</For-
mat><Unit>A/m</Unit>', frq);
    fprintf(fid, '<Data_files>%s </Data_files></Measure-
ment></Data></EmissionScan>', sprintf('data_%s.dat', fc0));
fclose (fid);

%data_Hz_xmin
fc1 = 'z'; % H-Komponente
fc2 = 'x'; % auf Fläche
fc3 = 'min'; % min oder max
fc0 = sprintf('H%s_%s%s', fc1, fc2, fc3)
filename = sprintf('%s.xml', fc0);
fid = fopen( filename, 'wt' ) ;
fprintf(fid, '<?xml version="1.0"?>\n');
fprintf(fid, '<EmissionScan><Nfs_ver>1</Nfs_ver>');
fprintf(fid, '<Filename>%s</Filename>', filename);
fprintf(fid, '<File_ver>1</File_ver><Date>August 18,
2016</Date><Source>Generated by CC</Source><cst:box
xmlns:cst="http://www.cst.com/2014/export/nfs/20140228">');
fprintf(fid, '<cst:size xmin= "%s" ', xmin);
fprintf(fid, 'xmax="%s" ', xmax);
fprintf(fid, 'ymin="%s" ', ymin);
fprintf(fid, 'ymax="%s" ', ymax);
fprintf(fid, 'zmin="%s" ', zmin);
fprintf(fid, 'zmax="%s"', zmax);
fprintf(fid, '/><cst:face type="cartesian" direction="%s" ', fc1);
fprintf(fid, 'position="max"><cst:gridlines axis="y"> ');
fprintf(fid, '%f ', gridlines_y);
fprintf(fid, '</cst:gridlines><cst:gridlines axis="z"> ');
fprintf(fid, '%f ', gridlines_z);

```

```

        fprintf(fid, '</cst:grid-
lines></cst:face></cst:box><Probe><Field>H%s</Field>', fc1); %Kompo-
nente einstellen
        fprintf(fid, '</Probe><Data><Coordinates>xyz</Coordinates><Fre-
quencies><List>%i</List></Frequencies><Measurement><Format>ri</For-
mat><Unit>A/m</Unit>', frq);
        fprintf(fid, '<Data_files>%s </Data_files></Measure-
ment></Data></EmissionScan>', sprintf('data_%s.dat', fc0));
fclose (fid);

%data_Hz_ymax
fc1 = 'z'; % H-Komponente
fc2 = 'y'; % auf Fläche
fc3 = 'max'; % min oder max
fc0 = sprintf('H%s_%s%s', fc1, fc2, fc3)
filename = sprintf('%s.xml', fc0);
fid = fopen( filename, 'wt' ) ;
    fprintf(fid, '<?xml version="1.0"?>\n');
    fprintf(fid, '<EmissionScan><Nfs_ver>1</Nfs_ver>');
    fprintf(fid, '<Filename>%s</Filename>', filename);
    fprintf(fid, '<File_ver>1</File_ver><Date>August 18,
2016</Date><Source>Generated by CC</Source><cst:box
xmlns:cst="http://www.cst.com/2014/export/nfs/20140228">');
    fprintf(fid, '<cst:size xmin= "%s" ', xmin);
    fprintf(fid, 'xmax="%s" ', xmax);
    fprintf(fid, 'ymin="%s" ', ymin);
    fprintf(fid, 'ymax="%s" ', ymax);
    fprintf(fid, 'zmin="%s" ', zmin);
    fprintf(fid, 'zmax="%s"', zmax);
    fprintf(fid, '/><cst:face type="cartesian" direction="%s" ', fc1);
    fprintf(fid, 'position="max"><cst:gridlines axis="x">');
    fprintf(fid, ' %f ', gridlines_x);
    fprintf(fid, '</cst:gridlines><cst:gridlines axis="z"> ');
    fprintf(fid, ' %f ', gridlines_z);
    fprintf(fid, '</cst:grid-
lines></cst:face></cst:box><Probe><Field>H%s</Field>', fc1); %Kompo-
nente einstellen
        fprintf(fid, '</Probe><Data><Coordinates>xyz</Coordinates><Fre-
quencies><List>%i</List></Frequencies><Measurement><Format>ri</For-
mat><Unit>A/m</Unit>', frq);
        fprintf(fid, '<Data_files>%s </Data_files></Measure-
ment></Data></EmissionScan>', sprintf('data_%s.dat', fc0));
fclose (fid);

%data_Hz_ymin
fc1 = 'z'; % H-Komponente
fc2 = 'y'; % auf Fläche
fc3 = 'min'; % min oder max
fc0 = sprintf('H%s_%s%s', fc1, fc2, fc3)
filename = sprintf('%s.xml', fc0);
fid = fopen( filename, 'wt' ) ;
    fprintf(fid, '<?xml version="1.0"?>\n');
    fprintf(fid, '<EmissionScan><Nfs_ver>1</Nfs_ver>');
    fprintf(fid, '<Filename>%s</Filename>', filename);
    fprintf(fid, '<File_ver>1</File_ver><Date>August 18,
2016</Date><Source>Generated by CC</Source><cst:box
xmlns:cst="http://www.cst.com/2014/export/nfs/20140228">');
    fprintf(fid, '<cst:size xmin= "%s" ', xmin);
    fprintf(fid, 'xmax="%s" ', xmax);
    fprintf(fid, 'ymin="%s" ', ymin);
    fprintf(fid, 'ymax="%s" ', ymax);
    fprintf(fid, 'zmin="%s" ', zmin);

```

```
fprintf(fid, 'zmax="%s"', zmax);
fprintf(fid, '/><cst:face type="cartesian" direction="%s" ', fc1);
fprintf(fid, 'position="max"><cst:gridlines axis="x">');
fprintf(fid, ' %f ', gridlines_x);
fprintf(fid, '</cst:gridlines><cst:gridlines axis="z">');
fprintf(fid, ' %f ', gridlines_z);
fprintf(fid, '</cst:grid-
lines></cst:face></cst:box><Probe><Field>H%s</Field>', fc1); %Kompo-
nente einstellen
    fprintf(fid, '</Probe><Data><Coordinates>xyz</Coordinates><Fre-
quencies><List>%i</List></Frequencies><Measurement><Format>ri</For-
mat><Unit>A/m</Unit>', frq);
    fprintf(fid, '<Data_files>%s </Data_files></Measure-
ment></Data></EmissionScan>', sprintf('data_%s.dat', fc0));
fclose (fid);

fclose all;
```

Data Converter

Data Converter

```
load H_feld_xmin.txt;
load H_feld_xmax.txt;
load H_feld_ymin.txt;
load H_feld_ymax.txt;
load H_feld_zmin.txt;
load H_feld_zmax.txt;

f=-1
%-1 für inbound problem
%+1 für outbound problem

%Xmin+Xmax für Hy und Hz
Hdata=H_feld_xmin;
Hdata(:, [1:3])=Hdata(:, [1:3]) /1000;
Hdata(:, [4:9])=Hdata(:, [4:9]) .*-f; %Inbound
Hx=Hdata(:, [1:3,4,7]);
Hy=Hdata(:, [1:3,5,8]);
Hz=Hdata(:, [1:3,6,9]);

    fid = fopen('data_Hy_xmin.dat', 'wt') ;
    for k=1:size(Hy)
        fprintf(fid, '%G\t%G\t%G\t%G\t%G\t\n', Hy(k, :));
    end
    fclose (fid);

    fid = fopen('data_Hz_xmin.dat', 'wt') ;
    for k=1:size(Hz)
        fprintf(fid, '%G\t%G\t%G\t%G\t%G\t\n', Hz(k, :));
    end
    fclose (fid);

Hdata=H_feld_xmax;
Hdata(:, [1:3])=Hdata(:, [1:3]) ./1000;
Hdata(:, [4:9])=Hdata(:, [4:9]) .*f;
Hx=Hdata(:, [1:3,4,7]) ;
Hy=Hdata(:, [1:3,5,8]);
Hz=Hdata(:, [1:3,6,9]);

    fid = fopen('data_Hy_xmax.dat', 'wt') ;
    for k=1:size(Hy)
        fprintf(fid, '%G\t%G\t%G\t%G\t%G\t\n', Hy(k, :));
    end
    fclose (fid);

    fid = fopen('data_Hz_xmax.dat', 'wt') ;
    for k=1:size(Hz)
        fprintf(fid, '%G\t%G\t%G\t%G\t%G\t\n', Hz(k, :));
    end
    fclose (fid);

%Ymin+Ymax für Hx und Hz
Hdata=H_feld_ymin;
```

```

Hdata(:, [1:3])=Hdata(:, [1:3]) /1000;
Hdata(:, [4:9])=Hdata(:, [4:9]) .*-f;
Hx=Hdata(:, [1:3,4,7]);
Hy=Hdata(:, [1:3,5,8]);
Hz=Hdata(:, [1:3,6,9]);

    fid = fopen('data_Hx_ymin.dat', 'wt') ;
    for k=1:size(Hx)
        fprintf(fid, '%G\t%G\t%G\t%G\t%G\t\n', Hx(k, :));
    end
    fclose (fid);

    fid = fopen('data_Hz_ymin.dat', 'wt') ;
    for k=1:size(Hz)
        fprintf(fid, '%G\t%G\t%G\t%G\t%G\t\n', Hz(k, :));
    end
    fclose (fid);

Hdata=H_feld_ymax;
Hdata(:, [1:3])=Hdata(:, [1:3]) /1000;
Hdata(:, [4:9])=Hdata(:, [4:9]) .*f;
Hx=Hdata(:, [1:3,4,7]);
Hy=Hdata(:, [1:3,5,8]);
Hz=Hdata(:, [1:3,6,9]);

    fid = fopen('data_Hx_ymax.dat', 'wt') ;
    for k=1:size(Hx)
        fprintf(fid, '%G\t%G\t%G\t%G\t%G\t\n', Hx(k, :));
    end
    fclose (fid);

    fid = fopen('data_Hz_ymax.dat', 'wt') ;
    for k=1:size(Hz)
        fprintf(fid, '%G\t%G\t%G\t%G\t%G\t\n', Hz(k, :));
    end
    fclose (fid);

%Zmin+Zmax für Hx und Hy
Hdata=H_feld_zmin;
Hdata(:, [1:3])=Hdata(:, [1:3]) /1000;
Hdata(:, [4:9])=Hdata(:, [4:9]) .*-f;
Hx=Hdata(:, [1:3,4,7]);
Hy=Hdata(:, [1:3,5,8]);
Hz=Hdata(:, [1:3,6,9]);

    fid = fopen('data_Hx_zmin.dat', 'wt') ;
    for k=1:size(Hx)
        fprintf(fid, '%G\t%G\t%G\t%G\t%G\t\n', Hx(k, :));
    end
    fclose (fid);

    fid = fopen('data_Hy_zmin.dat', 'wt') ;
    for k=1:size(Hy)
        fprintf(fid, '%G\t%G\t%G\t%G\t%G\t\n', Hy(k, :));
    end
    fclose (fid);

Hdata=H_feld_zmax;

```

```
Hdata(:, [1:3])=Hdata(:, [1:3]) /1000;
Hdata(:, [4:9])=Hdata(:, [4:9]) .*f;
Hx=Hdata(:, [1:3,4,7]);
Hy=Hdata(:, [1:3,5,8]);
Hz=Hdata(:, [1:3,6,9]);

    fid = fopen('data_Hx_zmax.dat', 'wt') ;
    for k=1:size(Hx)
        fprintf(fid, '%G\t%G\t%G\t%G\t%G\t\n', Hx(k, :));
    end
    fclose (fid);

    fid = fopen('data_Hy_zmax.dat', 'wt') ;
    for k=1:size(Hy)
        fprintf(fid, '%G\t%G\t%G\t%G\t%G\t\n', Hy(k, :));
    end
    fclose all;
```