

# Nutzung von Standard-Software zur Simulation von Testanlagen für niederfrequente Magnetfelder

M. Sc. Maik Rogowski, [rogowski@geml.uni-hannover.de](mailto:rogowski@geml.uni-hannover.de)  
Dipl.-Ing. Sven Fisahn, [fisahn@geml.uni-hannover.de](mailto:fisahn@geml.uni-hannover.de)  
Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe, [garbe@geml.uni-hannover.de](mailto:garbe@geml.uni-hannover.de)

Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik, Fachgebiet elektromagnetische Verträglichkeit, Leibniz Universität Hannover, Appelstr. 9a, 30167 Hannover, Deutschland

## 1 Einleitung

Normkonforme Störaussendungs- und Störfestigkeitsmessungen von Devices Under Test (DUTs) müssen in einer definierten Messumgebung durchgeführt werden. Als Messumgebungen haben sich unter anderem die Absorberhalle (SAC oder FAR) oder der Freifeldmessplatz durchgesetzt. Die Messung von magnetischen Feldern im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz stellt hierbei jedoch noch immer eine große messtechnische Herausforderung dar. Ein Verfahren zur Validierung von EMV-Messplätzen in diesem Frequenzbereich wurde bereits entwickelt [1]. Problematisch ist dabei allerdings der Abstand zwischen dem Messobjekt und der Sende- bzw. Empfangsantenne, da dieser wesentlich kleiner ist als die Wellenlänge der jeweils betrachteten Frequenz. Außerdem hat eine reale Groundplane einen großen Einfluss auf das Messergebnis. Jedoch wurde dieser Einfluss bislang kaum untersucht, da diese Problematik messtechnisch sehr schwierig zu handhaben ist. Die Nutzung von numerischen Methoden könnte daher für Abhilfe sorgen [2], [3].

In dieser Arbeit wird mithilfe von numerischen Feldberechnungs- bzw. Simulationsprogrammen der Einfluss von typischen Materialeigenschaften der Groundplane, wie beispielsweise die spezifische Leitfähigkeit  $\kappa$  oder die relative Permeabilität  $\mu_r$ , auf die Messung von magnetischen Feldern im niederfrequenten Bereich untersucht. Dabei wird zunächst auf die numerischen Methoden eingegangen, die von den verwendeten Simulationsprogrammen genutzt werden, insbesondere auf die Momentenmethode und die Finite-Difference-Frequency-Domain-Methode. Weiterhin wird eine reale Testanlage wie beispielsweise die Open Test Site (OTS) oder die Open Area Test Site (OATS) mithilfe eines generischen Modells numerisch berechnet bzw. simuliert, wobei ein spezielles Augenmerk auf den Materialparametern der Groundplane liegt. Hierzu wird der Aufbau und die Konfiguration des Simulationsmodells erläutert. Da bei Messungen immer die Fußpunktspannung der Empfangsantenne die relevante physikalische Größe darstellt, wird diese Größe ebenfalls in Abhängigkeit von den Materialparametern der Groundplane bei den verschiedenen Simulationen ermittelt.

## 2 Numerische Methoden der Simulationssoftware

Bei den Programmen zur Simulation von EMV-Fragestellungen werden unterschiedliche numerische Methoden zur Feldberechnung verwendet. Hierbei wird grundsätzlich zwischen Oberflächendiskretisierern (integrale Darstellung) und Volumendiskretisierern (differenzielle Darstellung) unterschieden. Die Method of Moments (MoM) zählt unter anderem zu den Oberflächendiskretisierern, welche die Feldzustände an den Grenzflächen

zwischen zwei Volumengebieten untersuchen. Hingegen wird bei Volumendiskretisierern das gesamte felderfüllte Volumen untersucht. Typische Vertreter dieser Diskretisierungsart sind die Finite-Difference-Time-Domain-Methode (FDTD) und die Finite Elemente Methode (FEM). Da in dieser Arbeit hauptsächlich der Einfluss von den Materialparametern der Groundplane auf die Fußpunktspannung der Antenne untersucht wird, bietet sich die Nutzung eines Oberflächendiskretisierers und somit die Momentenmethode an, welche im Folgenden näher erläutert wird.

## 2.1 Momentenmethode (MoM)

Die Basis dieser numerischen Methode liegt laut [4] bei den Helmholtz-Gleichungen für das elektrische Potential  $\phi$  und das Vektorpotential  $\vec{A}$ , jeweils für eine harmonische Anregung mit der Kreisfrequenz  $\omega$ :

$$\begin{aligned}\Delta \underline{\phi} + k_0^2 \cdot \underline{\phi} &= -\frac{\rho}{\epsilon}, \\ \Delta \vec{A} + k_0^2 \cdot \vec{A} &= -\mu \cdot \vec{J}.\end{aligned}$$

Hierbei ist  $\rho$  die Raumladungsdichte und  $\vec{J}$  die Stromdichte. Ferner gilt

$$k_0 = \omega \sqrt{\mu \epsilon}.$$

Aus dieser Grundlage folgt für das elektrische und magnetische Feld:

$$\begin{aligned}\vec{E} &= -\text{grad} \underline{\phi} - j\omega \vec{A}, \\ \vec{H} &= \frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A}.\end{aligned}$$

Die vorgegebene Geometrie wird in kleine Segmente diskretisiert, wobei die Form der Stromverteilung als gegeben angenommen wird. Für jedes Segment muss die Amplitude des Stromes, welche mit Hilfe vom Punkten im Raum, in denen die Feldstärkeverhältnisse bekannt sind, bestimmt werden. Diese Punkte befinden sich an den leitfähigen Grenzflächen. Des Weiteren müssen die Randwerte des jeweiligen Gebietes berücksichtigt werden, indem die Feldstärke eines Segmentes in einem beliebigen Punkt bestimmt wird. Ist die Stromverteilung bekannt, kann die Stromdichte  $\vec{J}_j$  im jeweiligen Segment als konstant angenommen und die Feldstärke in dem Punkt wie folgt bestimmt werden:

$$\vec{E}_i = Z_{i,j} \cdot \vec{J}_j.$$

Die tangentielle Komponente der elektrischen Feldstärke wird über der Segmentlänge zur Spannung  $U_i$  aufintegriert. Die Summe über alle Beiträge von  $U_i$  ergeben den Spaltenvektor  $\vec{U}$ . Da die tangentialen Komponenten des elektrischen Feldes an der Oberfläche von ideal leitfähigen Strukturen zu Null werden, sind die meisten Elemente des Spaltenvektors  $\vec{U}$  ebenfalls Null. Nur für Speisungspunkte enthält der Vektor einen Beitrag mit einem Spannungswert, da eine eingeprengte Generatorspannung entlang eines klar definierten Segmentes erzeugt wird. Unter der Voraussetzung, dass die Stromausbreitung nur entlang einer Linie erfolgt, ergibt sich der Ausdruck

$$\vec{U} = \vec{Z} \cdot \vec{I}.$$

Die Unbekannten in diesem Gleichungssystem sind die Amplituden der Ströme der einzelnen Segmente, welche mittels linearer Gleichungssysteme bestimmt werden können.

Die unterschiedlichen kommerziellen Feldberechnungsprogramme, welche MoM verwenden, unterscheiden sich meistens nur in der Form der verwendeten Strombelegung. Die Strombelegung wird vorwiegend durch eine treppenförmige Näherung (Rechteckform) oder eine lineare Näherung (Dreieckform) beschrieben.

## 2.2 Finite-Difference-Frequency-Domain-Methode (FDFD)

Diese numerische Methode gehört zur Familie der Volumendiskretisierer und weist viele Gemeinsamkeiten mit der FDTD-Methode (Finite Difference Time Domain) auf, sodass ein Großteil der Literatur zur FDTD-Methode ebenfalls anwendbar ist. Die Grundlage dieser Methode ist eine Finite-Differenzen-Approximation der Differentialoperatoren in der zu lösenden Differentialgleichung [5]. Mit Hilfe der diskretisierten Maxwell-Gleichungen werden die elektromagnetischen Felder berechnet. Hierbei wird die Yee-Zelle verwendet. Das bedeutet, dass die gesamte Struktur in Elementarquader unterteilt wird, auf denen die Komponenten des elektrischen und magnetischen Feldes in einem versetzten Gitter zueinander orientiert sind. Die Maxwell-Gleichungen bilden die Basis, aus der unter der Annahme der Quellen- und Verlustfreiheit die integrale Darstellung wie folgt beschrieben werden kann:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{s} = \iint \vec{D} \cdot d\vec{A},$$

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{s} = \iint \vec{B} \cdot d\vec{A}.$$

Hinzu kommen die Materialgleichungen für ein homogenes, isotropes Medium:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E},$$

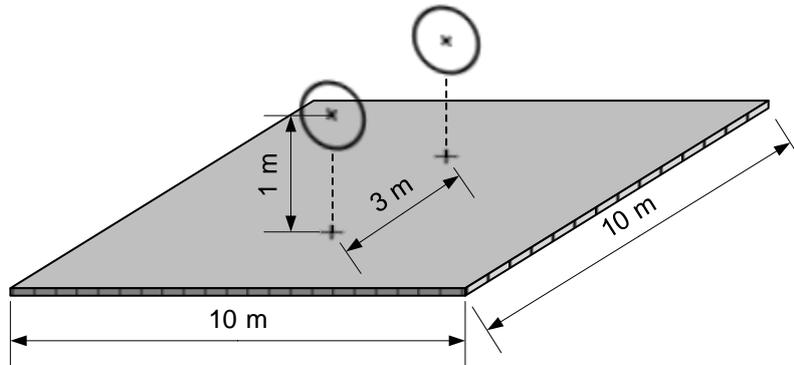
$$\vec{B} = \mu \vec{H}.$$

Werden die Gleichungen in Raum und Zeit diskretisiert, dann berechnet sich das Linienintegral durch eine Multiplikation der elektrischen Feldstärke mit der entsprechenden Kantenlänge. Analog kann das Flächenintegral berechnet werden, indem die magnetische Feldstärke mit der dazugehörigen Fläche multipliziert wird. Dadurch entsteht für jede Komponente des elektrischen und magnetischen Feldes eine Differenzialgleichung. Nachdem eine Startverteilung vorgegeben wird, werden alle Feldkomponenten eines Gitterpunktes von dem davor befindlichen Gitterpunkt bestimmt. Mittels Fast-Fourier-Transformation (FFT) können die Werte vom Zeitbereich in den Frequenzbereich überführt werden.

## 3 Allgemeiner Aufbau und Konfiguration des Simulationsmodells

Die Grundlage für die Simulationen bildet das Validierungsverfahren nach [1]. Dieses beschreibt einen Aufbau aus zwei Rahmenantennen, von denen die eine als Sende- und die andere als Empfangsantenne betrieben wird. Beide Antennen sind in einem Abstand von 3 m voneinander und einer Höhe von 1 m über dem Boden (Groundplane) platziert. Diese

Anordnung wird mit einer 10 m x 10 m großen Groundplane im freien Raum simuliert. Die Sendeantenne wird von einer Quelle mit einer Spannung von 1 V gespeist und sendet ein elektromagnetisches Feld aus, welches an der Empfangsantenne empfangen wird. An der Empfangsantenne befindet sich eine Impedanz von 50 Ω, über der die Fußpunktspannung gemessen wird. Abbildung 1 zeigt die Anordnung für die Simulation mit den Rahmenantennen und der Groundplane, welche letztendlich auch das Modell der SAC darstellt.



**Abbildung 1:** Aufbau des Simulationsmodells

Die Materialparameter der Groundplane, deren Einfluss bei der Simulation untersucht wird, sind die spezifische elektrische Leitfähigkeit  $\kappa$  und die relative Permeabilität  $\mu_r$ . Es werden dabei 4 unterschiedliche Materialien untersucht, welche verschiedene Werte für die Leitfähigkeit und Permeabilität aufweisen. Die Materialparameter sind so gewählt, dass sowohl ein elektrisch sehr gut leitfähiges Material als auch Materialien mit einer sehr hohen Permeabilität und abnehmender elektrischer Leitfähigkeit betrachtet werden. Die verschiedenen Konfigurationen für die Materialeigenschaften der Groundplane sind in Tabelle 1 gezeigt. Alle vier Materialien werden jeweils mit den drei am Institut verfügbaren Simulationsprogrammen untersucht.

**Tabelle 1:** Parameter der Simulation: Frequenzbereich und Materialparameter

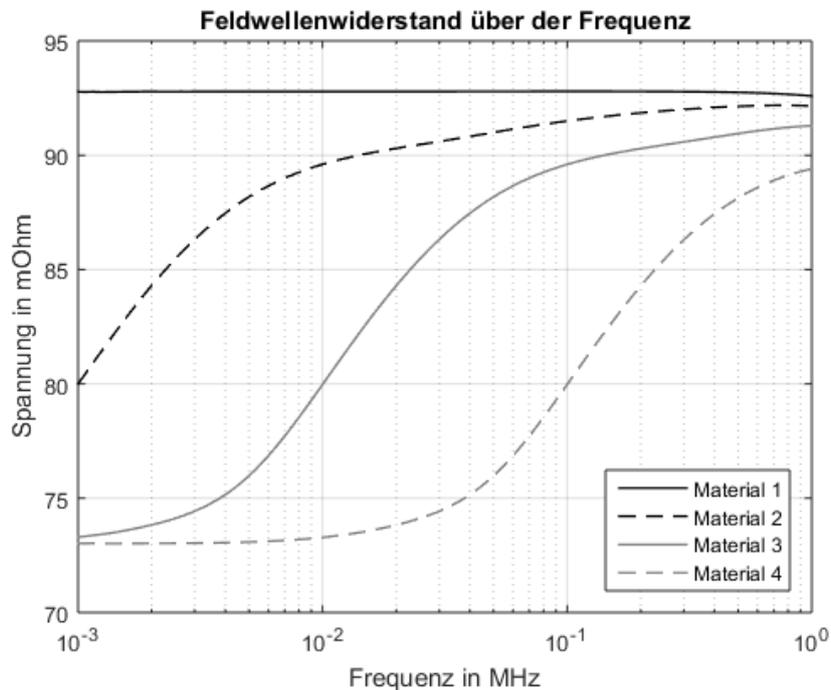
Material	$\kappa$ in S/m	$\mu_r$ in H/m	Frequenzbereich
Material 1	$56 \cdot 10^6$	1	1 kHz - 1 MHz
Material 2	$5,6 \cdot 10^6$	2000	1 kHz - 1 MHz
Material 3	$0,56 \cdot 10^6$	2000	1 kHz - 1 MHz
Material 4	$0,056 \cdot 10^6$	2000	1 kHz - 1 MHz

#### 4 Simulationen mit verschiedenen Feldberechnungsprogrammen

In dieser Arbeit werden unterschiedliche Software-Pakete zur numerischen Berechnung von niederfrequenten Magnetfeldern im Freiraum untersucht und verglichen. Es werden Simulationsprogramme genutzt, von denen zwei Oberflächendiskretisierer sind und eines ein Volumendiskretisierer ist. Besonderes Interesse bei dieser Untersuchung gilt dem Verlauf der Fußpunktspannung unter Einfluss der Materialparameter  $\kappa$  und  $\mu_r$ .

## 4.1 Oberflächendiskretisierer 1

Der erste Oberflächendiskretisierer verwendet die Momentenmethode zur numerischen Berechnung der elektromagnetischen Felder. Abbildung 2 zeigt die mithilfe der Simulationen bestimmten Spannungen am Fußpunkt der Empfangsantenne in Abhängigkeit von der Frequenz. Es ist gut erkennbar, dass die aus dem Material 1 bestehende Groundplane mit der höchsten elektrischen Leitfähigkeit und einer rel. Permeabilität von 1 die größte Fußpunktspannung aufweist. Des Weiteren ist zu sehen, dass das Feld umso weniger in die Empfangsantenne einstrahlt, je kleiner die elektrische Leitfähigkeit der Materialien wird. Weiterhin fällt auf, dass der Einfluss von der rel. Permeabilität im tiefen Frequenzbereich bis etwa 400 kHz stärker ist als im Frequenzbereich darüber. Dieses ist mit der  $1/r^3$ -Abhängigkeit des Magnetfeldes zu erklären. Der Verlauf der einzelnen Fußpunktspannungen zeigt ebenfalls, dass mit steigender Frequenz die Spannung und somit die Einkopplung in die Empfangsantenne steigt. Dies liegt an dem Hochpassverhalten der Antennen.

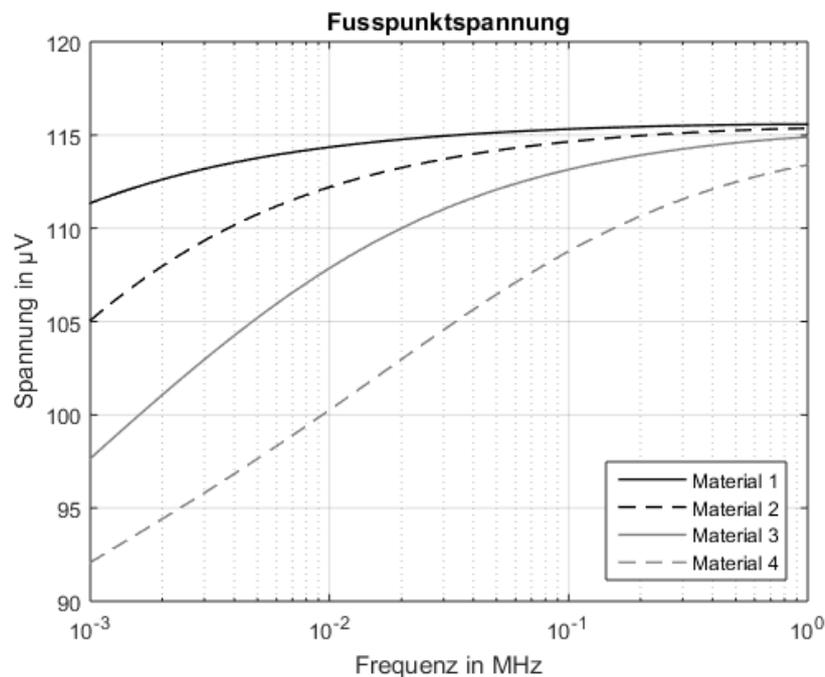


**Abbildung 2:** Fußpunktspannung der Empfangsantenne, berechnet mit Oberflächendiskretisierer 1

## 4.2 Oberflächendiskretisierer 2

Der Oberflächendiskretisierer 2 verwendet ebenfalls, wie auch schon der Oberflächendiskretisierer 1, die Momentenmethode zur numerischen Berechnung der elektromagnetischen Felder. In Abbildung 3 ist zu sehen, dass die aus dem Material 1 bestehende Groundplane mit der höchsten elektrischen Leitfähigkeit ebenfalls die größte Fußpunktspannung an der Empfangsantenne erzeugt. Die elektrische Leitfähigkeit aller Materialien zeigt den gleichen Einfluss wie auch schon beim vorangegangenen Simulationsprogramm, d.h. je geringer die elektrische Leitfähigkeit ist, umso geringer ist die Fußpunktspannung. Des Weiteren fällt auf, dass der Einfluss von der rel. Permeabilität im

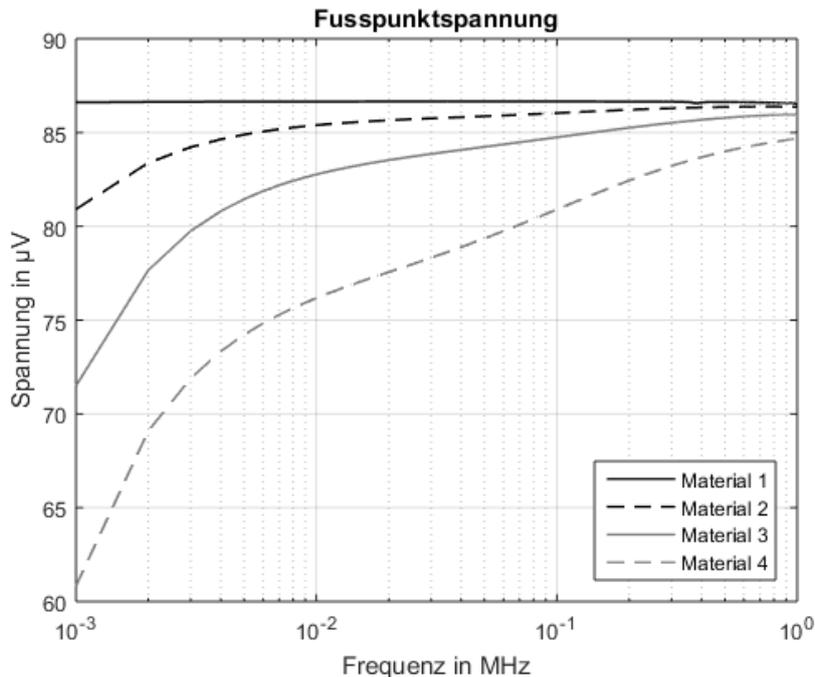
tiefen Frequenzbereich bei dieser Simulation geringer ist als beim Oberflächendiskretisierer 1. Lediglich der Verlauf von Material 4 deutet einen ähnlichen Verlauf an. Weiterhin ist zu erkennen, dass die jeweiligen Fußpunktspannungen höhere Wert annehmen als bei anderen Simulationsprogrammen. Jedoch ist der allgemeine Verlauf der einzelnen Fußpunktspannungen gleich. Mit steigender Frequenz steigt auch die Spannung und somit die Einkopplung in die Empfangsantenne an (Hochpassverhalten).



**Abbildung 3:** Fußpunktspannung der Empfangsantenne, berechnet mit Oberflächendiskretisierer 2

### 4.3 Volumendiskretisierer

Der Volumendiskretisierer verwendet im Gegensatz zu den anderen beiden Simulationsprogrammen die FDFD-Methode zur numerischen Berechnung der elektromagnetischen Felder. Jedoch ist in Abbildung 4 gut erkennbar, dass bei dieser Methode viele Übereinstimmungen zu den anderen Simulationen zu finden sind. So tritt bei der aus dem Material 1 bestehenden Groundplane mit der höchsten elektrischen Leitfähigkeit wiederum die größte Fußpunktspannung an der Empfangsantenne auf. Auch ist der allgemeine Einfluss der elektrischen Leitfähigkeit prinzipiell identisch mit den vorangegangenen Simulationsergebnissen. Der Einfluss der rel. Permeabilität ähnelt den Verläufen aus der Simulation des Oberflächendiskretisierers 2. Ebenfalls ist zu erkennen, dass sich lediglich bei Material 4 ein ähnlicher Verlauf andeutet wie in der Simulation mit dem Oberflächendiskretisierer 1. Eine weitere Übereinstimmung findet sich beim allgemeinen Verlauf der einzelnen Fußpunktspannungen, da mit steigender Frequenz die Einkopplung in die Empfangsantenne steigt.

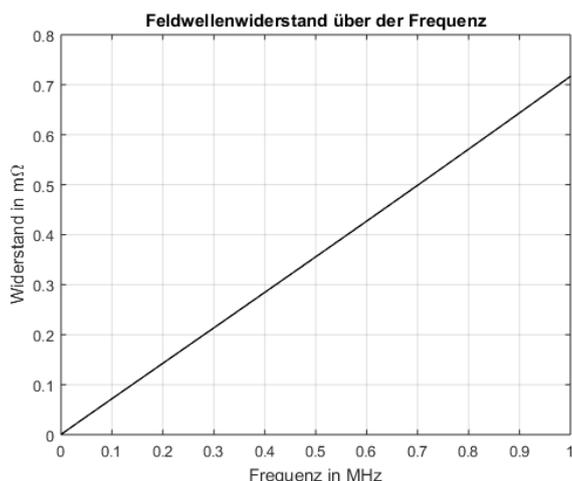


**Abbildung 4:** Fußpunktspannung der Empfangsantenne, berechnet mit dem Volumendiskretisierer

#### 4.4 Vergleich der Simulationsergebnisse und Validierung

Allgemein lässt sich mit den Simulationen zeigen, dass im Fall von Material 1 (hohe Leitfähigkeit und rel. Permeabilität von 1) immer die höchste Antennenfußpunktspannung auftritt. Des Weiteren ist zu erkennen, dass Material 1 im betrachteten Frequenzbereich von 1 kHz - 1 MHz kaum frequenzabhängig ist, lediglich beim Oberflächendiskretisierer 2 ist eine minimale Frequenzabhängigkeit erkennbar, welche aber weniger als 5 % beträgt. Weiterhin ist bei allen Simulationsprogrammen eine Abnahme der Intensität der Einkopplung in der Reihenfolge von Material 1, 2, 3, und 4 identisch. Bei jedem Simulationsprogramm ist zu erkennen, dass alle Verläufe sich mit steigender Frequenz einem Endwert annähern. Lediglich die Endwerte variieren je nach Methode, aber sie befinden sich in einem Bereich von  $\pm 15\%$  um 100  $\mu\text{V}$  herum. Der Einfluss der rel. Permeabilität ist nur beim Oberflächendiskretisierer 1 deutlich erkennbar, jedoch deuten die Verläufe von Material 4 der anderen beiden Simulationsprogramme auch auf diesen Einfluss hin.

Um die Simulationsergebnisse im Allgemeinen zu validieren, wird mit einem der Simulationsprogramme (Oberflächendiskretisierer 1) das elektrische und das magnetische Feld im Mittelpunkt der Empfangsantenne ermittelt. Aus diesen beiden Größen lässt sich der Feldwellenwiderstand durch Quotientenbildung bestimmen. In Abbildung 5 ist der auf diese Weise ermittelte Verlauf dargestellt. Es ist ersichtlich, dass der Feldwellenwiderstand linear mit der Frequenz ansteigt. Der Wert des Feldwellenwiderstandes beträgt bei einer Frequenz von 1 MHz zwar lediglich 720 m $\Omega$ , jedoch ist dieser niedrige Wert durchaus plausibel, da die felderzeugende Rahmenantenne im Nahfeld ein Niederimpedanzfeld aufweist. Bei einer Frequenz von 1 MHz wäre ein Antennenabstand von mindestens 300 m erforderlich, um Fernfeldbedingungen und somit einen Feldwellenwiderstand von 377  $\Omega$  sicherzustellen.



**Abbildung 5:** Feldwellenwiderstand am Ort der Empfangsantenne

## 5 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird mit Hilfe von Simulations- bzw. numerischen Feldberechnungsprogrammen der Einfluss von zwei charakteristischen Materialeigenschaften der Groundplane (spezifische elektrische Leitfähigkeit  $\kappa$  und relative Permeabilität  $\mu_r$ ) auf die Messung von magnetischen Feldern im niederfrequenten Bereich bis 1 MHz untersucht. Dabei werden drei verschiedene numerische Feldberechnungsprogramme verwendet, die auf unterschiedlichen Berechnungsmethoden und Diskretisierungsarten basieren, und die Ergebnisse miteinander verglichen.

Es lässt sich durch die Simulationen bestätigen, dass die Materialparameter einen großen Einfluss auf die auf die Einkopplung der Felder in die Empfangsantenne und somit auf die Fußpunktspannung haben. Besonders die elektrische Leitfähigkeit wirkt sich stark auf die Simulationsergebnisse aus. Die rel. Permeabilität hingegen wirkt sich nur im tiefen Frequenzbereich bis ca. 400 kHz aus. Dies bedeutet, dass bei Testanlagen wie der OTS, OATS und der SAC die Ergebnisse sich stark voneinander unterscheiden können, je nach den Materialeigenschaften der Groundplane.

## Literaturangaben

- [1] F.-W. Trautnitz, J. Riedelsheimer: *Erstellung eines Validierungsverfahrens für EMV-Messplätze im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz mit Magnetfeldantennen*; EMV (Mesago Messe Frankfurt: 2014: Düsseldorf); pp. 204 - 211
- [2] M. Tröscher, U. Jakubus, G. Steinmair: *Combined PEEC/MoM solution technique for efficient electromagnetic emission calculations of PCBs in metallic enclosures*; International Symposium on Electromagnetic Compatibility; 2004; pp. 266 – 270
- [3] H. Brüns, A. Vogt, C. Findekle, A. Schröder, M. Madgowski, M. Robinson, F. Heidler, C. Schuster; *Modeling challenging EMC problems*; IEEE Electromagnetic Compatibility Magazin; 2017; pp 45 - 54
- [4] Ö. Yildiz, H. Brüns, C. Schuster; *Integral equation methods (MoM) in numerical modeling*; IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMC+SIPI); 2017; pp. 1 - 23
- [5] N. H. Huynh. Dissertation: *Verbesserung der Effizienz der FDTD-Methode für die Analyse von koplanaren MMICs*; Elektrotechnik der TU Berlin; 2000