

# **Einfluss parasitärer Effekte einer Rahmenantenne bei Magnetfeldmessungen unter 30 MHz**

M. Sc. Maik Rogowski\*, Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe  
Leibniz Universität Hannover  
Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik  
Fachgebiet Elektromagnetische Verträglichkeit  
Appelstr. 9a, 30167 Hannover, Deutschland,  
\*E-Mail: [rogowski@geml.uni-hannover.de](mailto:rogowski@geml.uni-hannover.de)

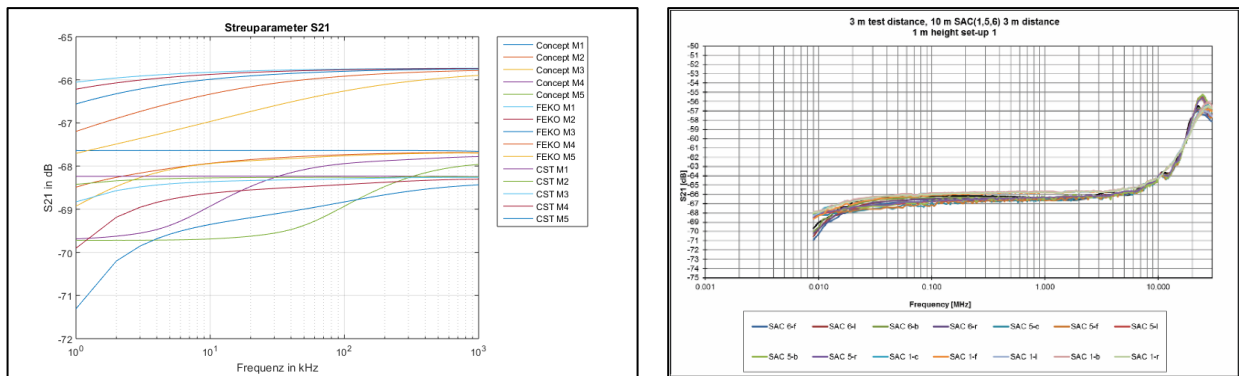
## **1 Einleitung**

Normgerechte Störaussendungs- und Störfestigkeitsmessungen im Frequenzbereich zwischen 9 kHz bis 30 MHz stellen noch immer eine große Herausforderung an die Messtechnik dar. Einer der Hauptgründe hierfür ist der Abstand zwischen dem Messobjekt und der Antenne, da dieser wesentlich kleiner ist als die Wellenlänge der jeweils betrachteten Frequenz in diesem Frequenzbereich. Laut CISPR-Normen [1], [2] und [3] werden in diesem Frequenzbereich Magnetfeldantennen verwendet und die Messungen in einer definierten Messumgebung, wie Absorberhallen oder Freifeldmessplätze durchgeführt. Zur Validierung dieser EMV-Messplätze für die Messung von Störaussendung und Störfestigkeit eines Messobjektes hatte Trautnitz et al. [4] einen Round-Robin-Test in unterschiedlichen Absorberhallen und Freifeldmessplätzen durchgeführt. Jedoch gibt es kaum Untersuchungen zum Einfluss des realen Bodens (Groundplane) der Messplätze auf das Messergebnis. Aus diesem Grund wurde in vorangegangenen Arbeiten dieser Einfluss der Groundplane mithilfe von unterschiedlichen numerischen Feldberechnungsprogrammen untersucht ([5] und [6]). In diesen Arbeiten wurde der Frequenzbereich von 1 kHz bis 1 MHz festgelegt, da in diesem Bereich der größte Einfluss vermutet wurde. Die Ergebnisse aus den Simulationen wurden anschließend mit den Messergebnissen aus dem Round-Robin-Test verglichen. Als numerische Feldberechnungsprogramme wurden FEKO [7], CST [8] und Concept II [9] verwendet.

In dieser Arbeit werden weiterführende Untersuchungen vorgestellt. Hierbei wird der Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz erweitert, mit Hilfe der numerischen Feldprogramme simuliert und mit den Messergebnissen aus dem Round-Robin-Test [4] verglichen. Die daraus resultierenden Erkenntnisse aus dem Vergleich sowie der charakteristische Verlauf der realen Messdaten legen die Vermutung nahe, dass die Eigenschaften der Rahmenantenne einen Einfluss auf die Messergebnisse haben. Aus diesem Grund werden in dieser Arbeit weiterhin die parasitären Effekte einer Rahmenantenne untersucht. Speziell im Fokus liegt der Einfluss der Induktion der Leiterschleife und der parasitären Kapazität, welche sich zwischen den einzelnen Windungen des Drahtes und der Rahmenantenne selbst bilden. Mithilfe eines numerischen Feldberechnungsprogrammes (Concept II) wird eine Rahmenantenne modelliert und die Anzahl an Windungen der Antenne variiert. Zur Validierung der Simulationsergebnisse wird ein Ersatzschaltbild der Rahmenantenne in ein numerisches Schaltungssimulationsprogramm modelliert und die Ergebnisse mit den Simulationsprogrammen verglichen.

## 2 Simulation im erweiterten Frequenzbereich von 1 kHz bis 30 MHz

In den Simulationen der vorangegangenen Arbeiten im Frequenzbereich von 1 kHz bis 1 MHz wurde ein vereinfachtes Modell einer Halbabsorberkammer verwendet [5]. Dieses Modell basiert auf der Vorlage des Round-Robin-Tests [4] und besteht aus einer Groundplane in einer sonst idealen Umgebung und zwei Rahmenantennen, einer Sende- und einer Empfangsantenne. Bei dieser Untersuchung lag der Fokus auf zwei Materialparameter für die Groundplane, der elektrischen Leitfähigkeit  $\kappa$  und der relativen Permeabilität  $\mu_r$ , welche mit verschiedenen Werten simuliert wurden. Die Ergebnisse aus dem Round-Robin-Test [4] und die Simulationsergebnisse, welche basierend auf der Arbeit nach [6] rekonstruiert wurden, sind in Abbildung 1 dargestellt.

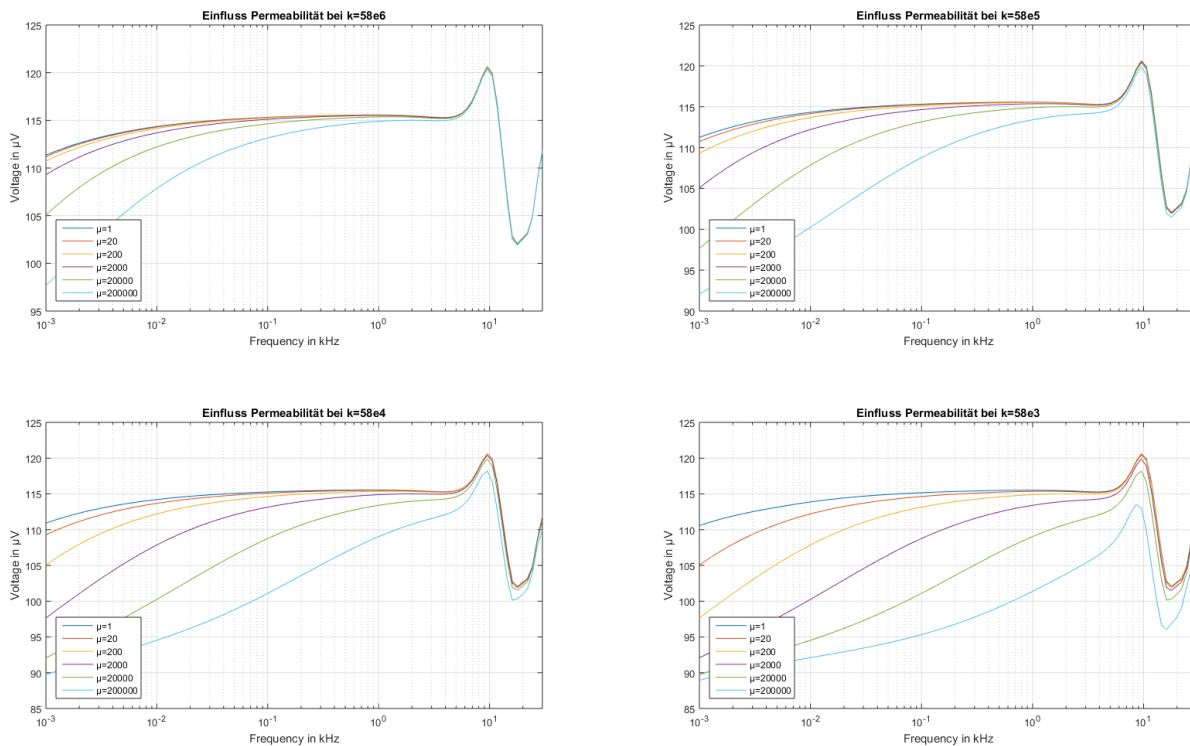


**Abbildung 1:** Ergebnisse aus den Simulationen, basierend auf Rogowski [6] (links) und die Ergebnisse aus dem Round-Robin-Test [4] (rechts)

Hierbei zeigte sich, dass die Simulationen und die realen Messergebnisse ähnliche Kurvenverläufe aufwiesen. Die beste Übereinstimmung mit den realen Messergebnissen hatte die Simulation mit dem FEKO. Des Weiteren ist ersichtlich, dass die Kurvenverläufe aus den realen Messergebnissen einen signifikanten Anstieg bei ungefähr 7 MHz aufweisen, welcher in einem Maximum endet und anschließend die Kurvenverläufe abfallen.

Um die korrekte Modellierung der Simulation zu prüfen, wurde in weiterführenden Untersuchungen der Frequenzbereich von 1 kHz bis 30 MHz erweitert. Hierbei wird, wie bei den Ergebnissen aus dem Round-Robin-Test, ein Anstieg der Kurvenverläufe und ein Maximum im höheren Frequenzbereich erwartet. Da FEKO die beste Übereinstimmung mit den realen Messergebnissen zeigte, wurde dieser für die Untersuchungen verwendet. Die elektrische Leitfähigkeit  $\kappa$  und die relative Permeabilität  $\mu_r$  wurden bei den Simulationen jeweils um eine Dekade erhöht. Hierbei wurde die Fusspunktspannung der Empfangsantenne bestimmt.

In Abbildung 2 sind die Ergebnisse aus der Simulation mit dem erweiterten Frequenzbereich dargestellt. In den Ergebnissen der Simulation ist ebenfalls ein signifikanter Einfluss der Materialparameter zu erkennen. Sowohl bei der Verringerung der elektrischen Leitfähigkeit als auch bei Erhöhung der relativen Permeabilität sinkt die Einkopplung des elektromagnetischen Feldes in die Empfangsantenne.



**Abbildung 2:** Ergebnisse aus den Simulationen in FEKO mit erweitertem Frequenzbereich bis 30 MHz

Des Weiteren fällt auf, dass sich der Kurvenverlauf bei hoher relativer Permeabilität und geringer elektrischer Leitfähigkeit verändert. Im Vergleich mit den realen Messdaten zeigt sich ebenfalls zunächst ein Anstieg bei ca. 7 MHz, jedoch fällt der Kurvenverlauf bei 10 MHz ab und weist ein inverses Verhalten auf. Simulationen mit anderen numerischen Feldberechnungsprogrammen zeigen ebenfalls einen Abfall der Kurvenverläufe, jedoch im Gegensatz zu FEKO ohne einen vorherigen Anstieg. Somit zeigen die Ergebnisse einen inversen Kurvenverlauf zu den Ergebnissen aus dem Round-Robin-Test im Frequenzbereich ab 1 MHz bis 30 MHz. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass im Round-Robin-Test der Antennenfaktor nicht berücksichtigt wurde. Diese Unterschiede zwischen der Simulation und den realen Messergebnissen sowie der charakteristische Verlauf der realen Messdaten legen die Vermutung nahe, dass die Eigenschaften der Rahmenantenne hierbei die Ursache sind.

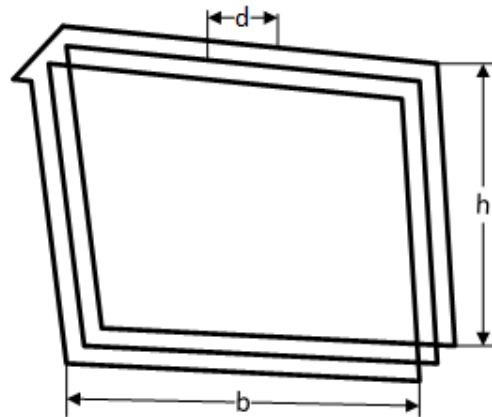
### 3 Einfluss parasitärer Effekte der Rahmenantenne bei Magnetfeldmessungen unter 30 MHz

In diesem Abschnitt der Arbeit werden die parasitären Effekte einer Rahmenantenne untersucht. Speziell im Fokus liegt der Einfluss der Selbstinduktion der Leiterschleife und der parasitären Kapazität, welche sich zwischen den einzelnen Windungen des Drahtes und der parallel liegenden Drahtabschnitte der Rahmenantenne bilden.

#### 3.1 Numerisches Feldberechnungsprogramm

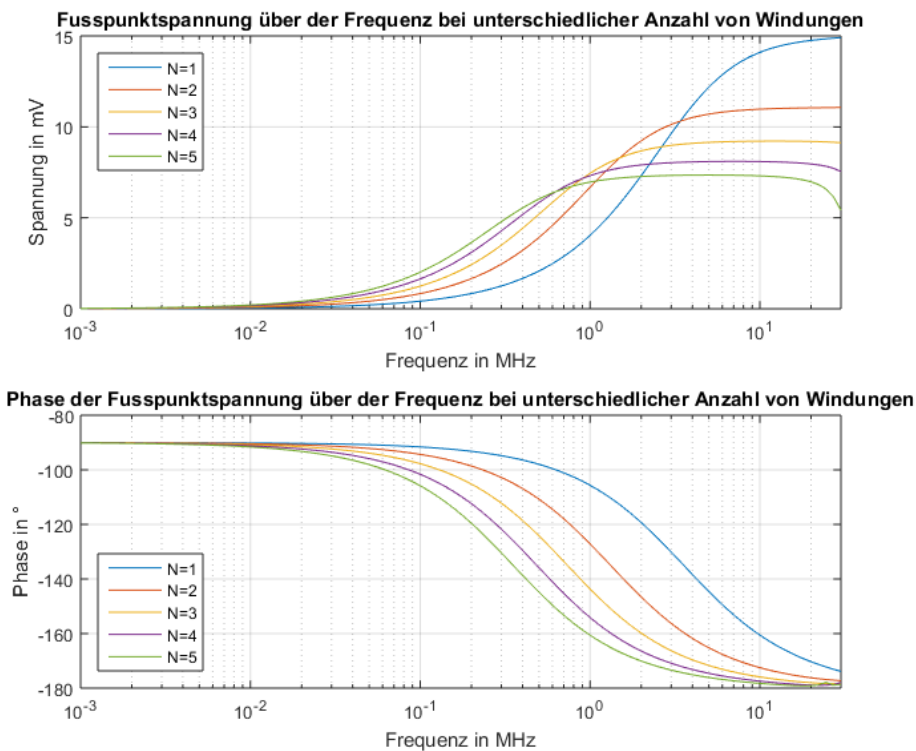
Mithilfe eines numerischen Feldberechnungsprogrammes wird eine Rahmenantenne modelliert und die Anzahl an Windungen der Antenne variiert. In der Simulation wird die

Antenne mit einer ebenen elektromagnetischen Welle beaufschlagt und die Fusspunktspannung der Antenne wird als Ergebnis des eingekoppelten Feldes bestimmt. Abbildung 3 zeigt den Aufbau der Rahmenantenne beispielhaft mit 3 Windungen.



**Abbildung 3:** Modellierte Rahmenantenne beispielhaft mit 3 Windungen

Dabei stellen  $b$  die Antennenbreite,  $h$  die Antennenhöhe und  $d$  der Abstand zwischen den Windungen dar. Die Abmaße der Antenne werden so gewählt, dass diese die gleiche Fläche besitzt wie die Loopantenne im Round-Robin-Test. Modelliert wird die Rahmenantenne mit Variation der Anzahl an Windungen von einer bis fünf Windungen. Das ebene Wellenfeld durchdringt die Rahmenantenne auf die Weise, dass das H-Feld in Richtung des Vektors der Flächennormalen der Antenne ausgerichtet ist. In Abbildung 4 sind die Ergebnisse der Simulation beispielhaft für Concept II dargestellt. Sowohl FEKO als auch Concept II wiesen keine signifikanten Unterschiede in Ihren Ergebnissen auf.

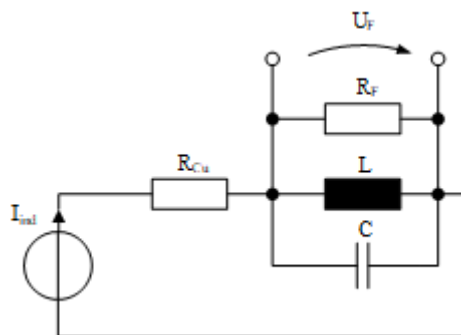


**Abbildung 4:** Simulationsergebnisse mit einer Rahmenantenne unterschiedlicher Anzahl an Windungen nach Betrag (oben) und Phase (unten)

Die Ergebnisse zeigen den charakteristischen Verlauf einer Rahmenantenne. Im höheren Frequenzbereich nimmt der Einfluss der Induktivität deutlich zu, weshalb die Fusspunktspannung an der Empfangsantenne ansteigt. Ebenfalls ist der Einfluss der parasitären Kapazität zu erkennen, da am Ende des Frequenzbereiches ein Maximum ersichtlich ist. Dies ist ebenfalls im Phasenverlauf zu erkennen. Mit zunehmender Windungsanzahl zeigt sich die Erhöhung der Induktivität durch einen früheren Anstieg und zunächst höheren Fusspunktspannungen. Jedoch zeigt sich im weiteren Verlauf der Einfluss der parasitären Kapazität. Dies wird deutlich im Frequenzbereich zwischen 1 MHz bis 3 MHz, da die Fusspunktspannung mit zunehmender Anzahl an Windungen geringer wird. Dies ist ebenfalls im Phasenverlauf erkennbar, da sich ein abfallender Verlauf der Phase bei geringeren Frequenzen ergibt. Diese Untersuchungen belegen, dass die parasitären Effekte der Rahmenantenne einen deutlichen Einfluss auf das einkoppelnde elektromagnetische Feld in die Empfangsantenne haben.

### 3.2 Validierung der Simulation mit Hilfe eines Ersatzschaltbildes

Um die Ergebnisse aus den Simulationen zu validieren, wird ein Ersatzschaltbild (ESB) in einem numerischen Schaltungsberechnungsprogramm modelliert. Die Basis für das ESB bildet eine Spule bestehend aus einem ohmschen Widerstand, welcher die Drahtverluste und eine Induktion, welche die Selbstinduktion der Rahmenantenne beschreibt. Zusätzlich wird eine Kapazität parallel zur Induktion geschaltet, welche die parasitären Kapazitäten beschreibt, die sich zwischen den einzelnen Windungen und der parallel liegenden Drahtabschnitte der Rahmenantenne ergeben. In der Simulation wird als Ergebnis die Fusspunktspannung an einem ohmschen Widerstand von  $R_F = 50 \Omega$  bestimmt. Der Fusspunkt-widerstand wird aus diesem Grunde ebenfalls parallel zur Induktion ins ESB geschaltet und über diesen die Fusspunktspannung ermittelt. Quelle für das ESB bildet eine ideale Stromquelle, welche den induzierten Strom des einkoppelnden elektromagnetischen Feldes in die Rahmenantenne nachbildet. Abbildung 5 zeigt das gesamte ESB, welchen in dem numerischen Schaltungsberechnungsprogramm erstellt wird.



**Abbildung 5:** Ersatzschaltbild der Rahmenantenne auf den Simulationen

Im Anschluss an der Modellierung des ESBs folgt die Berechnung der einzelnen Komponenten. Der Fusspunkt-widerstand ist mit  $R_F = 50 \Omega$  für alle Simulationen konstant. Der Draht-widerstand  $R_{Cu}$  kann wie folgt ermittelt werden:

$$R_{Cu} = \frac{\rho l}{A},$$

wobei  $\rho$  der spezifische Widerstand des Drahtes ist. In diesem Fall wird der Wert für Kupfer verwendet. Weiterhin steht  $l$  für die Länge des Drahtes, welche sich aus der doppelten Höhe und der doppelten Breite der Rahmenantenne und aus der Anzahl der

Windungen ergibt. Hieraus ergibt sich die folgende Berechnung für den Drahtwiderstand zu:

$$R_{Cu} = \frac{\rho \cdot 2N(h + b)}{A}$$

Wobei  $N$  die Anzahl der Windungen und  $A$  die Querschnittsfläche des Leiters beschreibt. Für die Berechnung der parasitären Kapazität wird vereinfacht die Formel für die Berechnung der Kapazität zweier paralleler Drähte angenommen. Hierbei ergeben sich vier Teilkapazitäten, welche zu einer Gesamtkapazität addiert werden. Die Formel für die Teilkapazitäten ist laut Meinke, Gundlach [10] wie folgt:

$$C_T = \frac{\pi \epsilon l}{\ln\left(\frac{d}{D} + \sqrt{\left(\frac{d}{D}\right)^2 - 1}\right)}$$

Wobei  $l$  für die Drahtlänge,  $d$  für den Abstand zwischen den Drähten und  $D$  für den Drahtdurchmesser beschreibt. Die Teilkapazitäten, welche die parasitären Kapazitäten zwischen den Windungen beschreiben, haben jeweils zweimal die Drahtlänge der Antennenhöhe  $h$  und die Antennenbreite  $b$  und den Abstand zwischen den Windungen  $d$ . Die Teilkapazitäten der Rahmenantenne pro Windung haben die Drahtlänge der Antennenhöhe  $h$  mit dem Abstand der Antennenbreite  $b$  und umgekehrt. Die Anzahl der Windungen ist für die Bestimmung der Gesamtkapazität ebenfalls ein zu berücksichtigender Faktor, sodass sich die Berechnung der Gesamtkapazität wie folgt ergibt:

$$C = \frac{(N - 1)2\pi\epsilon(b + h)}{\ln\left(\frac{d}{D} + \sqrt{\left(\frac{d}{D}\right)^2 - 1}\right)} + \frac{N\pi\epsilon b}{\ln\left(\frac{h}{D} + \sqrt{\left(\frac{h}{D}\right)^2 - 1}\right)} + \frac{N\pi\epsilon h}{\ln\left(\frac{b}{D} + \sqrt{\left(\frac{b}{D}\right)^2 - 1}\right)}$$

Die Induktivität des ESBs wird bestimmt durch den Ansatz der Induktion einer rechteckförmigen Drahtschleife, welche Rosa [11] beschrieben hat:

$$L = \frac{N^2\mu_0}{\pi} \left( b \cdot \ln\left(\frac{4b}{D}\right) + h \cdot \ln\left(\frac{4h}{D}\right) - (b + h) \left(2 - \frac{Y}{2}\right) + 2\sqrt{b^2 + h^2} \right) - \frac{N^2\mu_0}{\pi} \left( b \cdot \operatorname{arsinh}\left(\frac{b}{h}\right) + h \cdot \operatorname{arsinh}\left(\frac{h}{b}\right) \right)$$

Wobei  $Y$  eine Konstante ist, bei der unterschieden wird, ob die Drahtschleife eine hoch- oder niederfrequenten Induktivität ist. In dieser Arbeit wird eine niederfrequente Induktivität angenommen, bei der der Strom gleichförmig über den Drahtquerschnitt verteilt ist. Daraus ergibt sich die Konstante zu  $Y = 1/2$  und die Formel wie folgt:

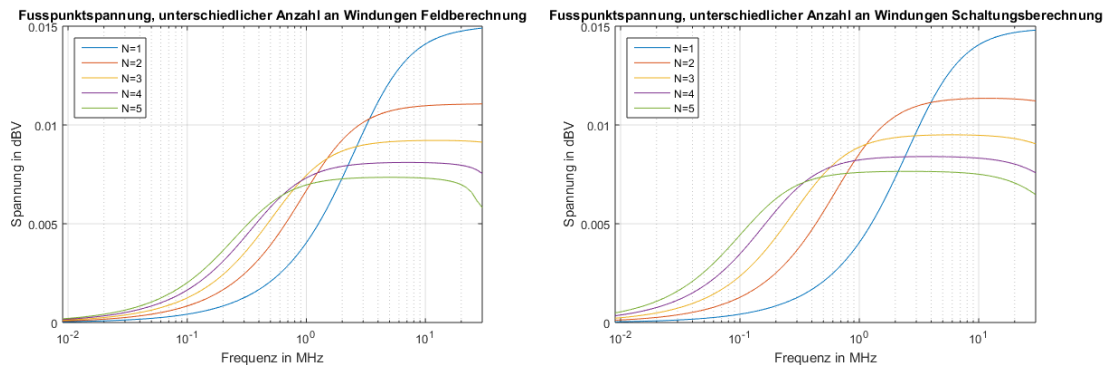
$$L = \frac{N^2\mu_0}{\pi} \left( b \cdot \ln\left(\frac{4b}{D}\right) + h \cdot \ln\left(\frac{4h}{D}\right) - \frac{7}{4}(b + h) + 2\sqrt{b^2 + h^2} \right) - \frac{N^2\mu_0}{\pi} \left( b \cdot \operatorname{arsinh}\left(\frac{b}{h}\right) + h \cdot \operatorname{arsinh}\left(\frac{h}{b}\right) \right)$$

Der induzierte Strom der idealen Stromquelle wird für die unterschiedliche Anzahl der Windungen durch die Simulation der Rahmenantenne und einer Current-Probe in Concept II bestimmt. Hierzu wird ebenfalls die Rahmenantenne mit einem ebenen Wellenfeld beaufschlagt und mit Hilfe der Current-Probe an der Rahmenantenne wird der induzierte Strom bestimmt werden. In der Tabelle 1 sind alle Werte für die Bauelemente des ESBs für die unterschiedlichen Windungszahlen eingetragen.

**Tabelle 1:** Werte der Bauelemente im ESB der Rahmenantenne für die unterschiedlichen Windungszahlen

N	$I_{ind}$ /mA	$R_{Cu}$ /Ohm	C / pF	L /mH
1	0,297	0,039	3,7	2,3
2	0,227	0,0779	19,6	9
3	0,19	0,1169	35,6	20,3
4	0,168	0,1558	51,5	36,1
5	0,153	0,1948	67,4	56,4

Die Ergebnisse der Feldsimulation und dem ESB sind in Abbildung 6 ersichtlich.



**Abbildung 6:** Ergebnisse aus der Feldsimulation (links) und dem ESB (rechts)

Die Ergebnisse aus dem ESB zeigen eine deutliche Ähnlichkeit in den Verläufen zu denen aus der Feldsimulation. Es ist zu erkennen, dass es bei den Ergebnissen mit dem ESB ebenfalls zu einem Anstieg bei geringeren Frequenzen und geringeren Amplituden führt bei gesteigerter Anzahl der Windungen. Die parasitäre Windungskapazität hat Einfluss auf das Maximum und in welchem Maß der Verlauf abfällt im höheren Frequenzbereich von 20 MHz – 30 MHz. Die Selbstinduktivität hingegen bestimmt im unteren Frequenzbereich wann die Kurve ansteigt. Der Unterschied vom ESB zu der Feldsimulation liegt darin, dass der Anstieg bei den Verläufen vom ESB bei geringeren Frequenzen liegt. Dies ist damit zu begründen, dass ein vereinfachtes ESB modelliert wurde und die Berechnungen der Bauelemente teilweise nur Näherungsbestimmungen sind. Dennoch lassen sich die Ergebnisse aus der Feldsimulation mit dem Vergleich im ausreichenden Maß validieren.

## 4 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden weiterführende Untersuchungen vorgestellt, bei denen der Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz betrachtet wird, mit Hilfe der numerischen Feldprogramme simuliert und mit den Messergebnissen aus dem Round-Robin-Test [4] verglichen. Aus dem Vergleich wurde ersichtlich, dass es im höheren Frequenzbereich erhebliche Unterschiede gibt. Aus diesen Unterschieden wurde deutlich, dass die Eigenschaften der Rahmenantenne einen Einfluss auf die Messergebnisse haben. Aus diesem Grund wurden in dieser Arbeit die parasitären Effekte einer Rahmenantenne untersucht. Besonderer Fokus lag hierbei auf der Selbstinduktion der Leiterschleife und der parasitären Wicklungskapazität. Zur Bestimmung dieses Einflusses der parasitären Effekte wurde zunächst eine Simulation mit einem numerischen Feldberechnungsprogramm durchgeführt. Hierbei wurde die Anzahl an Windungen der Rahmenantenne variiert. Anschließend erfolgte die Validierung der Ergebnisse durch die Modellierung und Simulation eines Ersatzschaltbildes der Rahmenantenne.

Durch die Simulation der Rahmenantenne mit unterschiedlichen Windungen lässt sich bestätigen, dass die parasitären Effekte einer Rahmenantenne einen erheblichen Einfluss auf den Frequenzverlauf und die Einkopplung von elektromagnetischer Strahlung haben. Besonders die Selbstinduktivität und die Wicklungskapazität haben einen großen Einfluss auf die Ergebnisse in unterschiedliche Frequenzbereiche. Die Arbeit zeigt, dass mit einem geeigneten ESB die Simulationsergebnisse sehr gut zu validieren, die Haupteinflussparameter zu identifizieren und die Auswirkungen diese Parameter auf die Ergebnisse erkennbar sind.

## Literatur

- [1] IEC/CISPR 16-1-4: 2010-04, Specification for radio disturbance an immunity measuring apparatus and methods – Part 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Antennas and test sites for radiated disturbance measurements; 2010
- [2] IEC/CISPR 16-4-5: 2006, Specification for radio disturbance an immunity measuring apparatus and methods – Part 4-5: Uncertainties, Statistics and Limit Modelling - Conditions for the Use of Alternative Test Methods; 2006
- [3] IEC/CISPR 25: 2002, Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats an don devices – Limits and methods of measurement; 2002
- [4] Friedrich, Trautnitz, 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, DOI: 10.15488/5402
- [5] Rogowski, Fisahn, Garbe: Nutzung von Standard-Software zur Simulation von Testanlagen für niederfrequente Magnetfelder, EMV (Mesago Messe Frankfurt: 2018, Düsseldorf), DOI: 10.15488/4340
- [6] Rogowski, Fisahn, Garbe: Evaluation of Numerical Methods for the Simulation of Real Test Facilities for Low-Frequency Magnetic Fields Measurements, IEEE EMC Europe Symposium 2018, Amsterdam, DOI: 10.1109/EMCEurope.2018.84850000
- [7] FEKO, unter: <https://altairhyperworks.com/product/FEKO> (abgerufen 23.08.2019)
- [8] CST, unter: <https://www.3ds.com/de/produkte-und-services/simulia/produkte/cst-studio-suite/> (abgerufen 23.08.2019)
- [9] Concept II, unter: <http://www.tet.tuhh.de/concept/> (abgerufen 23.08.2019)
- [10] Meinke, Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik Band 1 Grundlagen, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1992, S. E9-E10, ISBN 978-3-642-96895-2
- [11] Rosa: The Self and Mutual Inductances of Linear Conductors. In: Bulletin of the Bureau of Standards 4, Nr. 2, 1908, S. 301–344.