

# Messtechnische Verifizierung eines analytischen Modells für geschirmte Magnetfeldantennen mittels kontaktloser Impedanzmessung

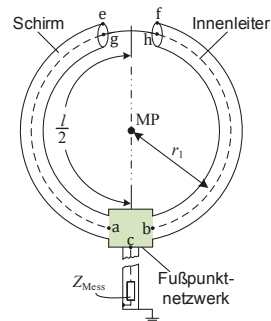
Martin Harm M.Sc., Dipl.-Ing. Alexander Küllmer, Nino Richter M.Sc.,  
Prof. Dr. Achim Enders  
TU Braunschweig, Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit

## 1 Einleitung

Für die Messung von Feldstärken im Frequenzbereich bis 30 MHz werden üblicherweise breitbandige geschirmte Magnetfeldantennen eingesetzt. Um die gewünschte Breitbandigkeit zu erreichen, werden die Antennen unterresonant betrieben und müssen somit elektrisch klein sein. Üblicherweise wird angenommen, dass die Antenne elektrisch klein ist, wenn ihr Umfang kleiner als ein Zehntel der Wellenlänge bleibt, bei 30 MHz ist der maximale Antennenumfang also 1 m.

Zum Schutz vor elektrischen Störfeldern ist die Leiterschleife mit einem leitfähigen Schirm umgeben. Um keine Kurzschlusswindung zu erzeugen, ist dieser mit einem Schlitz versehen, der mittig auf der senkrechten Symmetrieachse liegt. Im Fußpunkt der Antenne münden die beiden geschirmten, gleichlangen Antennenarme in ein Fußpunktnetzwerk (FPN), das die Verbindung zum Messempfänger mit üblicherweise koaxialem Anschluss herstellt. In Abbildung 1 ist der Aufbau einer solchen Antenne schematisch dargestellt.

Verschiedene Untersuchungen [1,4] zu gängigen Kalibrierverfahren für Magnetfeldantennen haben gezeigt, dass die Antennenfaktoren auch vom jeweiligen verfahren abhängen. Zur Weiterentwicklung der Kalibrierverfahren ist ein genaues Verständnis der Funktionsweise geschirmter Magnetfeldantennen unumgänglich. Ein valides analytisches Modell ist dazu ein unentbehrliches Werkzeug und wird im Rahmen dieser Veröffentlichung vorgestellt.



**Abbildung 1** Symmetrische Geschirmte Magnetfeldantenne mit Fußpunktnetzwerk

## 2 Analytisches Modell für symmetrische geschirmte Magnetfeldantennen

Die analytische Beschreibung geschirmter Magnetfeldantennen geht in den Grundlagen auf die Arbeiten von Marchand [7] und Libby [5] aus den Vierzigerjahren zurück und wurde später unter anderem von Lindsay [6] und Ishii [2] aufgegriffen. Im Folgenden wird auf dieser Basis ein möglichst universelles Rechenmodell abgeleitet.

Der geerdete metallische Schirm der Magnetfeldantenne verhindert, dass durch Influenz von elektrischen Störfeldern verursachte Störströme und -spannungen das Messsystem

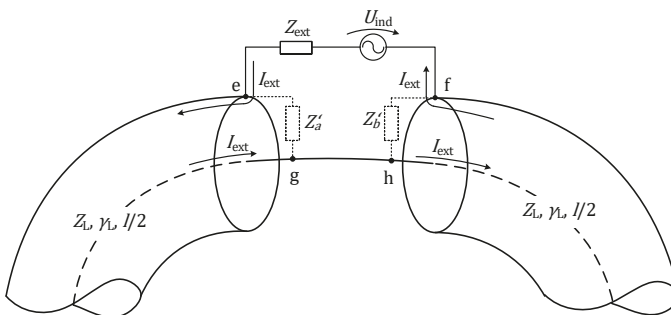
beeinflussen. Aufgrund des Skineffekts werden jedoch, abhängig von der Frequenz, auch die zu messenden Magnetfelder abgeschirmt. Als Resultat findet die vom Magnetfeld verursachte Spannungsinduktion nunmehr auf der Außenhaut des Antennenschirms statt, der somit zur eigentlichen Schleifenantenne wird. Für die Entwicklung des analytischen Modells wird davon ausgegangen, dass der Antennenschirm vom Schlitz an durchgehend geschlossen ist und das zu messende Magnetfeld vollständig abgeschirmt wird. Unter diesen Voraussetzungen kann die Antenne in ein externes und ein internes System aufgeteilt werden, die ausschließlich über den Schlitz miteinander verbunden sind. Das externe System beinhaltet die Eigenschaften der Schirmaußenhaut, sowie deren Kopplung mit der Umgebung und mit dem Magnetfeld und beschreibt also die als eigentliche Antenne fungierende Leiterschleife. Die auf der Außenhaut induzierte Spannung fällt über dem Antennenschlitz ab und koppelt somit in das interne System ein. Dieses beschreibt den inneren Teil der geschirmten Leiterschleife und das Fußpunktnetzwerk der Antenne. Im Falle der symmetrischen Antenne sind die Antennenarme gleichlang und das Fußpunktnetzwerk symmetrisch aufgebaut, es weist also gegenüber den beiden Antennenarmen gleiche Eingangsimpedanzen auf.

## 2.1 Externes System

Das externe System einer elektrisch kurzen Antenne wird nach Ishii [2] durch das in Abbildung 2 oben dargestellte Ersatzschaltbild, bestehend aus der induzierten Spannung  $U_{ind}$  und der externen Impedanz  $Z_{ext}$ , beschrieben. Die Spannungsquelle  $U_{ind}$  bezeichnet die durch das zu messende Magnetfeld induzierte Spannung und ergibt sich aus dem Faradayschen Induktionsgesetz zu

$$U_{ind} = -j\omega\mu A\vec{H}\vec{n} \quad , \quad 2.1$$

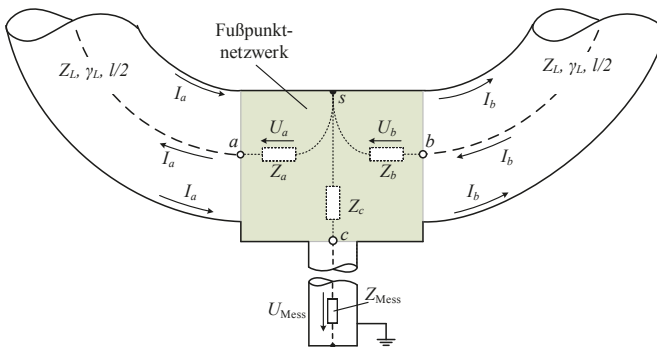
wobei  $A$  die Antennenfläche,  $\vec{H}$  die magnetische Feldstärke und  $\vec{n}$  den Einheitsnormalenvektor der Antennenfläche bedeuten [6]. Die externe Impedanz enthält die Induktivität und die Eigenkapazität der Leiterschleife, den elektrischen Widerstand des Leitermaterials, den Strahlungswiderstand und zusätzlich die Kapazität der Antenne zur Umgebung [6]. Bei elektrisch kleinen Magnetfeldantennen wird  $Z_{ext}$  durch die Induktivität der Leiterschleife dominiert, der Strahlungswiderstand ist vernachlässigbar [5].



**Abbildung 2** Detaillierte Darstellung des Schlitzes mit der externen Impedanz  $Z_{ext}$ , der Induzierten Spannung  $U_{ind}$ , dem Strom  $I_{ext}$  und den Eingangswiderständen der Antennenarme  $Z_a$  und  $Z_b$  und deren Leitungsparameter  $Z_L$  und  $\gamma_L$ .

## 2.2 Internes System

Die beiden geschirmten Antennenarme können aufgrund ihrer Konstruktion als zwei Koaxialleitungen gesehen werden, die im Bereich des Schlitzes aufgrund des durchgehenden Innenleiters in Reihe geschaltet sind [5,6]. Über dieser Reihenschaltung zweier Leitungen fällt die auf der Außenhaut des Schirms induzierte Spannung ab, die wie in Abschnitt 2.1 beschrieben durch eine Ersatzspannungsquelle dargestellt wird. Der durch die induzierte Spannung hervorgerufene Strom  $I_{ext}$  geht an den Punkten  $e$  und  $f$  vollständig auf die Innenseite des Schirms über und somit auf das interne System über [5,6]. Vorausgesetzt es gibt im gesamten System keine Schirmlücken, dann gilt für Koaxialleitungen, dass der Strom auf der Innenseite des Schirms betragsgleich und entgegengesetzt zu dem auf dem Innenleiter ist [7]. Im Falle der geschirmten Magnetfeldantenne ist dieser durchgehende Schirm gegeben, zwischen externem und internem System ist der Schlitz die einzige Verbindung. Auf dem Innenleiter fließt also per Definition der mit  $I_{ext}$  betragsgleiche entgegengesetzte Strom. Somit können die Antennenarme mit Hilfe der Leitungstheorie beschrieben werden.



**Abbildung 3** Detaillierte Darstellung der unteren Hälfte einer Magnetfeldantenne mit Fußpunktnetzwerk (FPN), den sich ergebenden Eingangsimpedanzen des FPN  $Z_a$ ,  $Z_b$  und  $Z_c$  und den dazugehörigen Spannungen und Strömen

Abgeschlossen sind diese beiden Leitungen mit dem Fußpunktnetzwerk (FPN) der Antenne, das in Abbildung 3 zu sehen ist. Das FPN wird in dieser Ausarbeitung grundsätzlich als *Blackbox* mit drei Toren betrachtet. Aus Sicht der beiden Antennenarme lässt sich das FPN über die jeweilige Eingangsimpedanz  $Z_a$  beziehungsweise  $Z_b$  darstellen. Am Schlitz zeigen sich diese Abschlussimpedanzen dann als fiktive Eingangsimpedanzen  $Z'_a$  und  $Z'_b$  der beiden Koaxialleitungen, die sich leitungstheoretisch aus den Abschlussimpedanzen  $Z_a$ ,  $Z_b$  und den Leitungsparametern berechnen lassen [6]. Aus Sicht des äußeren Systems ergibt sich am Schlitz aus der Addition der Eingangsimpedanzen der Koaxialleitungsabschnitte die Gesamteingangsimpedanz  $Z_{int} = Z'_a + Z'_b$ . Die theoretische Beschreibung der Eingangsimpedanzen  $Z_a$  und  $Z_b$  des FPN ist kompliziert, da die Tore A und B im allgemeinen Fall miteinander verkoppelt sind und die Eingangsimpedanzen des FPN somit nicht allein von seinem Aufbau, sondern zusätzlich von der Antennenkonstruktion inklusive Schlitz selbst abhängen. Auf Basis einiger im Folgenden erläuterten Symmetriebetrachtungen kann das System jedoch zu einem reinen Zweitorsystem vereinfacht und diese Schwierigkeit umgangen werden.

Im Falle der hier betrachteten symmetrischen Magnetfeldantennen gilt  $Z_a = Z_b$  und wegen der gleichlangen Antennenarme auch  $Z'_a = Z'_b$ . Wie bereits erwähnt und in Abbildung 2 dargestellt, fließt der Strom  $I_{ext}$  sowohl vom Punkt  $f$  nach Punkt  $e$  als auch von Punkt  $g$  nach Punkt  $h$ . Somit kann die Ersatzspannungsquelle umgedreht genauso gut zwischen den Punkten  $g$  und  $h$  angeordnet werden, wobei dann die Punkte  $e$  und  $f$  kurzgeschlossen werden. Unter den oben gemachten Voraussetzungen für symmetrische Magnetfeldantennen gelten folgende Beziehungen:

$$Z_a = Z_b = Z_{ab}/2 \quad 2.2a$$

$$I_a = I_b = I_{ba} \quad 2.2b$$

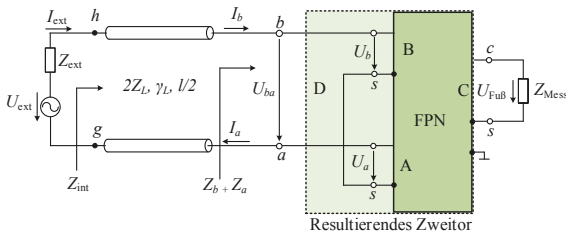
$$U_a = U_b = U_{ba}/2 \quad 2.2c$$

Die Spannungen  $U_a$  und  $U_b$  an den Toren A und B des Fußpunktnetzwerkes sind also betragsgleich, aber bezogen auf die Bezugsmasse  $s$  des FPN zueinander um  $180^\circ$  phasenverschoben. Gleiches gilt für die Ströme  $I_a$  und  $I_b$ .

Unter diesen Voraussetzungen ergibt sich für den Eingangswiderstand des internen Systems einer symmetrischen Magnetfeldantenne

$$\begin{aligned} Z_{int} &= Z'_{as} + Z'_{bs} \\ &= Z_L \frac{Z_{ab}/2 + Z_L \tanh(\gamma_L l/2)}{Z_L + Z_{ab}/2 \tanh(\gamma_L l/2)} + Z_L \frac{Z_{ab}/2 + Z_L \tanh(\gamma_L l/2)}{Z_L + Z_{ab}/2 \tanh(\gamma_L l/2)} \\ &= 2Z_L \frac{Z_{ab} + 2Z_L \tanh(\gamma_L l/2)}{2Z_L + Z_{ab} \tanh(\gamma_L l/2)} \end{aligned} \quad 2.3$$

Der letzte Teil der Gleichung sieht genauso aus wie die Berechnung des Eingangswiderstandes einer einzigen Leitung mit dem Wellenwiderstand  $2Z_L$  und dem Abschlusswiderstand  $Z_{ab}$ . Die beiden Koaxialleitungsabschnitte lassen sich also, wie in Abbildung 4 gezeigt, zu einer einzigen symmetrischen Ersatzleitung der Länge  $l/2$  mit dem Reflexionskoeffizienten  $g$  und dem Wellenwiderstand  $2Z_L$  zusammenfassen [7]. Diese Umformung vereinfacht die Betrachtungsweise und macht es möglich, die beiden Antennenarme zusammen als eine einzige symmetrische Übertragungsleitung darzustellen. Die Eingänge des Fußpunktnetzwerkes sind in dieser Darstellung in Reihe geschaltet und es entsteht ein neues Fußpunktnetzwerk mit nunmehr zwei Toren, dem symmetrischen Tor D und dem asymmetrischen Tor C. Das gesamte interne System kann somit als eine Zweitor-Kettenschaltung aus den zusammengefassten Antennenarmen und dem zu einem Zweitor reduzierten Fußpunktnetzwerk beschrieben werden.



**Abbildung 4** Vereinfachtes Ersatzschaltbild der symmetrischen Magnetfeldantenne mit den beiden zu einer Leitung zusammengefassten Antennenarmen und dem resultierenden Fußpunktnetzwerk mit zwei Toren

### 2.3 Dreitor-Zweitor-Reduktion

In der Realität liegt ein Fußpunktnetzwerk für geschirmte Magnetfeldantennen als Blackbox mit drei coaxialen Toren vor und kann so auch mit Hilfe eines klassischen VNAs vermessen werden. Nach Abschnitt 2.2 lässt es sich im eingebauten Zustand jedoch am einfachsten als Zweitor beschreiben. Um das Verhalten des FPN am späteren Einbauort anhand der explizit messbaren Dreitorparameter zu bewerten ist es also notwendig, diese rechnerisch in Zweitorparameter umzuwandeln. Hierzu werden die Symmetriebetrachtungen für Ströme und Spannungen am FPN aus Abschnitt 2.3 herangezogen und das FPN zweckmäßigerweise mit Hilfe seiner neun Z-Parameter dargestellt. Die vier Z-Parameter des resultierenden FPNs mit den Toren D und C lassen sich auf dieser Basis über den Gleichungssatz

$$Z_{DD} = Z_{AA} + Z_{BB} - Z_{AB} - Z_{BA} \quad 2.4a$$

$$Z_{AB} = Z_{BA} = Z_{BC} - Z_{AC} = Z_{CB} - Z_{CA} \quad 2.4b$$

$$Z_{CC} = Z_{CC} \quad 2.4c$$

aus den Z-Parametern des Dreitores errechnen. Diese Umrechnung ist ausschließlich bei symmetrischen und reziproken FPN möglich.

### 2.4 Zusammenfassung

Mit Hilfe der in den Abschnitten 2.2 und 2.3 beschriebenen Zusammenhänge lässt sich das einfache, in Abbildung 5 dargestellte Modell für eine geschirmte symmetrische Magnetfeldantenne ableiten. Das externe System wird wie in Abschnitt 2.3 beschrieben durch die Induktionsspannungsquelle  $U_{ind}$  und die externe Impedanz  $Z_{ext}$  repräsentiert. Das interne System besteht wie in Abschnitt 2.3 gezeigt aus einer Kettenschaltung zweier Zweitore. Diese Zweitore werden zweckmäßigerweise durch ihre Kettenparameter  $A_{EL}$  und  $A_{FPN}$  beschrieben, sodass sich die Kettenparameter des internen Systems zu

$$A_{int} = A_{EL} A_{FPN} \quad 2.5$$

ergeben. Sind die Parameter des Modells bekannt, so kann das Verhalten der Antenne vollständig beschrieben werden und beispielsweise der Antennenfaktor direkt berechnet werden.

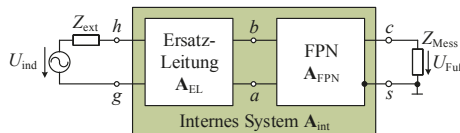


Abbildung 5 Zweitormodell einer geschirmten symmetrischen Magnetfeldantenne

Das hier gezeigte Modell beruht auf der Annahme, dass internes und externes System vollständig voneinander getrennt sind. Dies ist bei sehr niedrigen Frequenzen jedoch nicht mehr der Fall, da das Magnetfeld durch den metallischen Schirm nicht mehr vollständig abgeschirmt wird. Das Modell ist aber trotzdem auch für sehr niedrige Frequenzen gültig. Aufgrund der leitungstheoretischen Betrachtung der Antennenarme gilt

$$Z_{int} \approx Z_{ab} \quad \text{für } \omega \rightarrow 0, \quad 2.6$$

womit der Einfluss dieser Leitungen vernachlässigbar wird. Es resultiert daraus, dass die äußere Leiterschleife quasi direkt an das Fußpunktnetzwerk angeschlossen ist. Dies entspricht der Vorstellung, dass der Schirm der Magnetfeldantenne niederfrequente Magnetfelder passieren lässt und dass so bei niedrigen Frequenzen die Induktion direkt auf der inneren Leiterschleife stattfindet und eine symmetrische Spannung an den Punkten a und b hervorruft. Elektrische Felder werden durch den Schirm natürlich auch bei niedrigen Frequenzen abgeschirmt.

### 3 Durchgeführte Messungen

Zur messtechnischen Verifikation des hier vorgestellten Modells wurde die in Kapitel 2 definierte Eingangsimpedanz des internen Systems  $Z_{int}$  mit Hilfe zweier unabhängiger Messverfahren bestimmt. Dazu wird die in Abbildung 6 gezeigte, selbstentwickelte modulare geschirmte Magnetfeldantenne verwendet. Die geschirmte Leiterschleife dieser Antenne besteht aus einem 0,8 m langen Stück 50  $\Omega$ -Koaxialkabel des Typs *Ecoflex 15+*, das mit Steckern in N-Technik versehen ist und dessen Schirm genau in der Mitte auf einer Länge von 5 mm aufgetrennt ist. Das FPN besitzt drei Anschlüsse in N-Technik und kann so mit der geschirmten Leiterschleife und einem Messgerät verbunden werden. Es besteht so die Möglichkeit verschiedene, bekannte FPN in derselben Antenne zu verwenden. Für diese Veröffentlichung werden beispielhaft zwei verschiedene FPN verwendet, nämlich ein selbstkonstruiertes mit einem 1:4 Balun und ein kommerziell erhältlicher Leistungsteiler der Firma Mini Circuits, Typ ZFSCJ-2-1-N.



Abbildung 6 Modulare geschirmte Magnetfeldantenne mit über dem Schlitz positionierter Impedanzzange

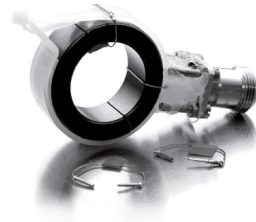


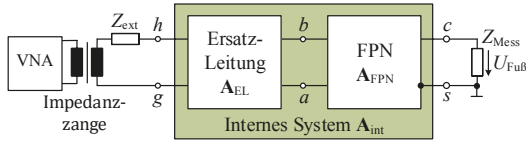
Abbildung 7 Von Junge entwickelte Impedanzzange mit den drei dazugehörigen Kalibrierstandards

#### 3.1 Direkte Vermessung des FPN

Die Dreitorparameter der FPNs werden mit Hilfe eines vektoriiellen Netzwerkanalysators vermessen und mit der in Abschnitt 2.3 gezeigten Dreitor-Zweitor-Reduktion umgerechnet, sodass man den Eingangswiderstand  $Z_{ab}$  des FPN erhält. Mit Hilfe der Formel 2.3 wird daraus dann  $Z_{int}$  leitungstheoretisch über die entsprechend Abschnitt 2.2 zu einer einzigen Leitung zusammengefassten Antennenarme berechnet. Die Länge dieser Leitung beträgt 0,4 m, die Leitungswellenimpedanz 100  $\Omega$  ( $2 \times 50 \Omega$ ) und der Verkürzungsfaktor laut Herstellerangaben 0,86. Die Ergebnisse sind in Abbildung 9 für das kommerzielle FPN und in Abbildung 10 für das selbstkonstruierte FPN gestrichelt dargestellt.

#### 3.2 Kontaktlose Impedanzmessung

Für die Vergleichsmessung wird über dem Schlitz der Antenne eine kontaktlose Impedanzmessung nach der von Junge [3] entwickelten Methode durchgeführt. Dazu wird eine

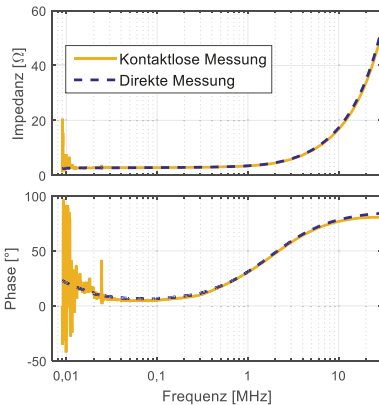


**Abbildung 8** Darstellung der Position der Impedanzzange im Ersatzschaltbild der Magnetfeldantenne

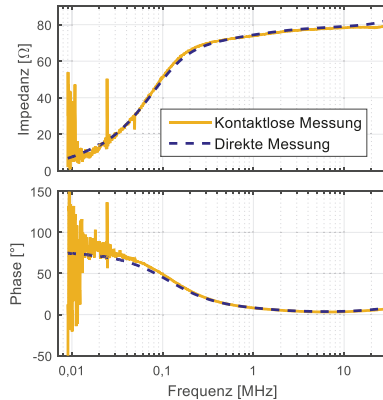
*in situ* kalibrierte Impedanzzange wie in [8] über dem Antennenschlitz positioniert. Im Ersatzschaltbild der Antenne befindet sich diese Zange dann, wie in Abbildung 8 dargestellt, an der Position der Ersatzspannungsquelle. Die an diesem Ort gemessene, so genannte Ortsimpedanz  $Z_{loc}$  ergibt sich somit zu

$$Z_{loc} = Z_{ext} + Z_{int} \quad , \quad 3.1$$

sodass zur Erlangung von  $Z_{int}$  also noch die externe Impedanz  $Z_{ext}$  herausgerechnet werden muss. Diese wird mit dem in Abschnitt 3.3 beschriebenen Verfahren gemessen. Die so gewonnenen Ergebnisse sind zusammen mit denen der direkten Vermessung in den Abbildungen 9 und 10 dargestellt.



**Abbildung 10** Vergleich der beiden Messungen für das selbstkonstruierte FPN



**Abbildung 9** Vergleich der beiden Messungen für das kommerzielle FPN

### 3.3 Messung der externen Impedanz

Die externe Impedanz wird ebenfalls mit der Impedanzzange gemessen, indem ein speziell für diesen Zweck konstruiertes FPN mit verschwindender Verkopplung zwischen den Toren in die Antenne eingebaut wird. Die vorab gemessenen Eingangsimpedanzen  $Z_a$  und  $Z_b$  der Tore A und B können dann jeweils einen Antennenarm an den Schlitz transformiert werden, sodass sich die externe Impedanz über

$$Z_{ext} = Z_{loc} - (Z'_a + Z'_b) \quad 3.2$$

aus der gemessenen Ortsimpedanz  $Z_{loc}$  und den an den Schlitz transformierten Eingangswiderständen des FPN  $Z'_a$  und  $Z'_b$  ergibt.

## 4 Zusammenfassung

Auf Basis der von Libby [5] und Marchand [7] erarbeiteten analytischen Beschreibung von geschirmten Magnetfeldantennen und unter Ausnutzung von Symmetrien wird ein Zweitormodell der Gesamtantenne inklusive FPN abgeleitet.

Mit Hilfe zweier unabhängiger Messmethoden, der direkten Vermessung des FPN und der von Junge [3] entwickelten kontaktlosen Impedanzmessmethode, wird die Eingangsimpedanz  $Z_{int}$  des internen Systems vermessen. Die in den Abbildungen 9 und 10 dargestellten Messergebnisse zeigen eine sehr gute Übereinstimmung dieser Messungen und zeigen somit die Validität des analytischen Modells.

Mit Hilfe des hier gezeigten Modells ist es grundsätzlich möglich, die Wirkungsweise einer geschirmten Magnetfeldantenne zu beschreiben, jedoch ist eine analytische Errechnung der einzelnen Parameter der Antenne, insbesondere der externen Impedanz nur unter stark vereinfachten Bedingungen möglich. Eine rein theoretische Bestimmung des Antennenfaktors einer geschirmten Magnetfeldantenne ist somit nur in grober Näherung machbar. Das analytische Modell zeigt jedoch die genaue Funktionsweise einer geschirmten Magnetfeldantenne auf und kann zur Entwicklung und Verifikation messtechnischer Verfahren herangezogen werden.

## Literatur

- [1] S. Cakir et al.: Loop-Antenna Calibration, IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.53, Nr.5, pp.243,254, 2011
- [2] M. Ishii et al.: Impedance Method for a Shielded Standard Loop Antenna, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 56, Nr. 2, 2007
- [3] A. Junge: Kontaktlose Verfahren zur breitbandigen Messung an Leitungen bei Hochfrequenz, Aachen, Shaker 2009
- [4] A. Küllmer et al.: Contactless Calibration of Loop Antennas in Comparison to Traditional Methods, EMC Europe 2015
- [5] L. Libby: Special Aspects of Balanced Shielded Loops, Proceedings of the IRE, vol. 34, 1946
- [6] J.E. Lindsay: Wide-Band E/H Field Sensing Probes : a discussion of probe interactions and coupling problems: a model for the analysis of the loop antenna, Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Braunschweig 1981
- [7] N. Marchand: Complex Transmission Line Network Analysis, Technical Journal of the International Telephone and Telegraph Corporation and Associate Companies, vol. 22, 1944
- [8] N. Richter et al.: Antenna Factor Determination of a Shielded Standard Loop Antenna, EMC Europe 2015