

# Alternative Messmethode zur Bestimmung der Transferimpedanz ( $Z_T$ ) von HV-Kabeln und HV-Kabel-Stecker-Systemen für Elektro- und Hybridfahrzeuge

M. Sc. Abid Mushtaq, Dipl.-Wirt.-Ing. Katharina Hermes, Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme, Dortmund

## 1 Einleitung

Durch die Verwendung von geschirmten Leitungen in Elektro- und Hybrid-Elektrofahrzeugen (EVs und HEVs) ist es wichtig geworden, die Abschirmeigenschaften der HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker-Systeme genau beurteilen zu können. Zur Verbesserung der Abschirmeigenschaften dieser Systeme, ist ein sehr gutes Verständnis der Schirmmechanismen notwendig.

Die Transferimpedanz ( $Z_T$ ) ist eine wichtige Eigenschaft der Schirmung und wird oft als die zentrale Messgröße für die Beurteilung der Abschirmungsqualität betrachtet. Zur Messung der Transferimpedanz existieren mehrere standardisierte Methoden [1], wie zum Beispiel das Triaxialverfahren [2, 3] oder das Paralleldrahtverfahren (Line Injection Method (LIM) [4]). Diese besitzen jedoch einige Schwächen. Bei der Analyse von voluminösen HV-Stecker-Systemen benötigt das Triaxialverfahren eine sehr große Messzelle. Ein guter TEM-Wellenleiter ist dann nur noch schwer zu realisieren. Bei dem Paralleldrahtverfahren, welches mit einfachen Mitteln umzusetzen ist, existieren andere Einschränkungen. Das Hauptproblem ist die exakte Positionierung des Speisedrahts, welche bei nicht-symmetrischen Kabeln und nicht koaxial geformten Stecker-Systemen nicht eindeutig festgelegt werden kann. Dies kann zu erheblichen Abweichungen zwischen verschiedenen Messungen mit unterschiedlichen Positionen der Speiseleitung führen.

In diesem Beitrag wird eine alternative Methode zur Messung der Transferimpedanz vorgestellt, die „Ground Plate Method“ (GPM). Diese Methode benötigt keine speziellen und schwer aufzubauenden Testeinrichtungen und liefert sowohl für HV-Kabel als auch für HV-Kabel-Stecker-Systeme bis zu einigen hundert MHz reproduzierbare Messergebnisse.

## 2 Definition der Transferimpedanz

Die Transferimpedanz [5] beschreibt die intrinsische elektromagnetische Schirmungseigenschaft von Kabeln und Steckern. Sie hängt von den Materialeigenschaften der Schirmung sowie der Geometrie des Leitersystems ab und ist unabhängig von dem Abschlusswiderstand des Schirms. Die Transferimpedanz ist ein wichtiger Parameter für die EMV gerechte Auslegung von Komponenten und wird mit Gleichung (2.1) allgemein beschrieben [6].

$$Z_T = \frac{1}{I_{Shield}} \cdot \frac{dV_{Shield}}{dl} \quad [\Omega/m] \quad (2.1)$$

Dabei ist  $I_{Shield}$  der Gesamtstrom auf dem Schirm und  $dV_{Shield}/dl$  ist die Spannung über den Schirm. Je geringer  $Z_T$ , desto weniger Spannung fällt infolge eines Störstroms zwischen Innenleiter und Schirm ab.

Es existieren verschiedene analytische Modelle, um die Transferimpedanz anhand der Geometrie des Schirmes zu bestimmen [6–11]. Die Transferimpedanz nach Demoulin

$(Z_{T\_DEMOULIN})$  [9] (2.2) erlaubt eine gute Nachbildung des realen Verlaufs und kommt mit wenigen, meist einfach zu bestimmenden Parametern aus.

$$Z_{T\_DEMOULIN} = R_{SHIELD} \frac{(1+j)d/\delta}{\sinh[(1+j)d/\delta]} + j\omega \cdot (L_{HOLE} \pm L_{BRAID}) + k\sqrt{\omega}e^{+j\frac{\pi}{4}} \quad (2.2)$$

Hier stellt  $\delta$  die Skineindringtiefe dar,  $L_{HOLE}$  und  $L_{BRAID}$  beschreiben die Induktivitäten der Apertur bzw. des Geflechts [9]. Abbildung 2.1 zeigt die Transferimpedanz für ein HV-Kabel (Coroplast 25mm<sup>2</sup>: Schirm Innendurchmesser  $D_0 = 9,45$  mm; Dicke des Schirmgeflechts  $d = 0,2$  mm; Anzahl der Drähte pro Litze  $n = 7$ ; Anzahl der Litzen  $N = 24$ ; Flechtwinkel,  $\Psi = 34^\circ$ , optische Bedeckung min. 85%). Die dominierenden Formelanteile für die jeweiligen Frequenzbereiche sind farblich dargestellt.

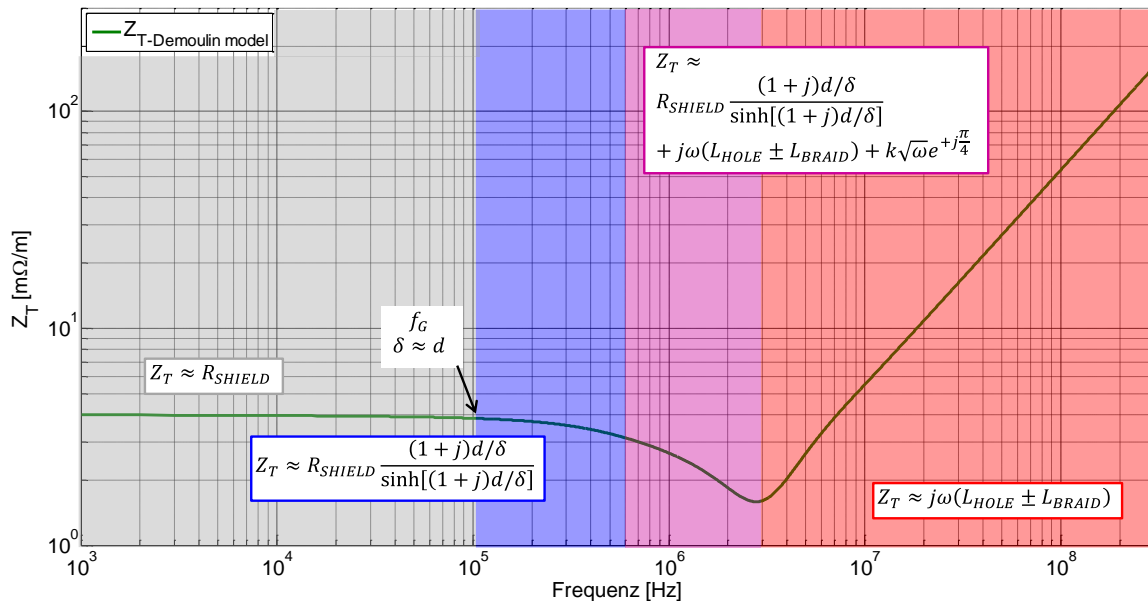


Abbildung 2.1: Transferimpedanz nach Demoulin

Bei niedrigen Frequenzen fließt der Strom gleichmäßig verteilt über den Querschnitt der Schirmung (grau hinterlegt). Bis zur ersten Grenzfrequenz ( $f_G \approx 100$  kHz) ist  $Z_T$  ungefähr der DC - Widerstand des Schirmgeflechts ( $R_{SHIELD}$ ). Ab  $f_G$  ist die Skineindringtiefe ( $\delta$ ) kleiner als die Dicke des Schirmgeflechts ( $\delta < d$ ). Mit zunehmender Frequenz verteilt sich die Stromdichte, aufgrund des Skin效ekts, ungleichmäßig über den Schirm.

Dies reduziert das elektrische Feld, weshalb  $Z_T$  abnimmt, wie im zweiten Bereich (blau) gezeigt. Wird die Frequenz weiter erhöht (violett), werden durch Wirbelströme tangential elektrische Felder im Schirmgeflecht induziert, welche sich mit den bereits genannten Effekten überlagern. Ab circa 2 MHz wird die Transferimpedanz durch die beiden Schirminduktivitäten ( $L_{HOLE}$  und  $L_{BRAID}$ ) dominiert (rot).

### 3 Messmethode der Transferimpedanz

Die genaueste Methode zur Bestimmung von  $Z_T$  ist bei komplexen Geflechtschirmen die messtechnische Erfassung. Das Triaxialverfahren ist ein häufig verwendetes Messverfahren [2, 3]. Bei diesem Messverfahren ist eine angepasste Terminierung des Prüflings nur mit großem Aufwand möglich. Eine fehlangepasste Terminierung erzeugt zwar im niederfrequenten Bereich gute Ergebnisse, mit steigender Frequenz werden die Ergebnisse aber zunehmend ungenauer. Darüber hinaus führen größere Stecker zu sehr großen Rohrdicken, wodurch ein wellenwiderstandsrichtiger Abschluss noch schwieriger wird.

Weiterhin existiert das ebenfalls standardisierte Paralleldrahtverfahren, welches gute Ergebnisse bei unterschiedlichen Kabeln erzielt. Es kann ein ähnlicher Messaufbau für Kabel und Kabel-Stecker-Systeme verwendet werden. Bei nicht symmetrischen Steckern gelangt diese Methode schnell an ihre Grenzen, weil die Messergebnisse für unterschiedliche Positionen des Speisedrahts variieren können.

In Anbetracht der Einschränkungen der LIM und des Triaxialverfahrens, speziell bei der Analyse im hochfrequenten Bereich, wurde die Ground Plate Method (GPM) entwickelt [11, 12]. Die drei Methoden unterscheiden sich im Wesentlichen in der Art der Stromeinspeisung und dem Aufbau des Rückleiters. Bei dem Triaxialverfahren wird ein Zylinder verwendet, das Paralleldrahtverfahren verwendet einen Speisedraht, wohingegen die GPM eine Massefläche als Rückpfad nutzt. Die Unterschiede sind Abbildung 3.1 grafisch dargestellt.

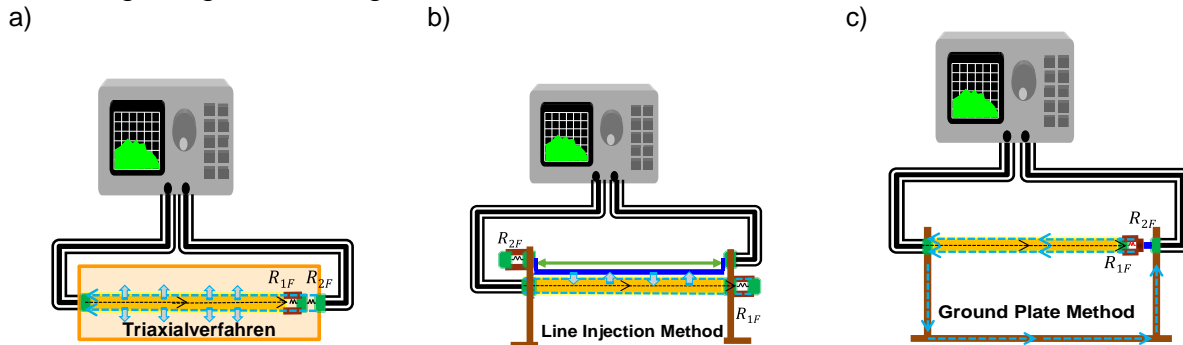


Abbildung 3.1 Messaufbau: Triaxialverfahren (a), LIM (b) und GPM (c)

### 3.1 Ground Plate Method (GPM)

Der schematische Messaufbau der GPM ist in Abbildung 3.1 c) zu sehen. Der Kabelschirm wird an Metallwinkeln fixiert, die mit der Masseplatte verbunden sind. Wichtig ist, dass alle Verbindungen sehr niederimpedant ausgeführt werden. Der Netzwerkanalysator ermöglicht eine Zweiportmessung. Der erste Port wird an den Anfang der HV-Leitung (Near End) angeschlossen und der zweite Port an das Ende der HV-Leitung (Far End; Abbildung 3.1 c); Rechte Seite des Aufbaues). Am zweiten Port (Abbildung 3.2) wird der Innenleiter über den Wellenwiderstand  $Z_1 = R_{1F}$  des HV-Kabels mit dem Schirm verbunden. Für eine möglichst niederinduktive Anbindung wird der Wellenwiderstand durch die Parallelschaltung mehrerer Widerstände realisiert (Abbildung 3.2; oben links). SMD Widerstände sind sehr gut geeignet, da diese weniger parasitäre Einflüsse haben.

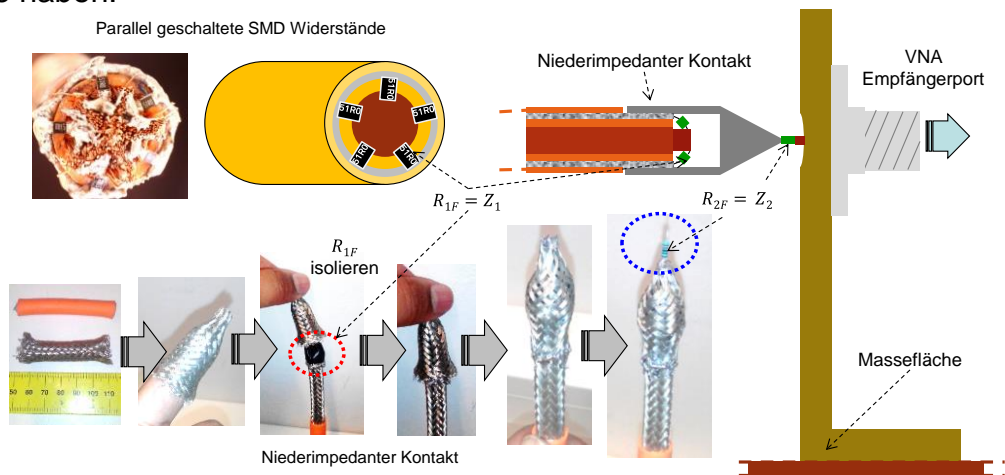


Abbildung 3.2: Anschluss am zweiten Port (Far End)

Wie schon zuvor erwähnt, ist für die messtechnische Absicherung im hochfrequenten Bereich eine angepasste Terminierung notwendig, d.h.  $R_{1F}$  und  $R_{2F}$  müssen den jeweiligen Wellenwiderständen entsprechen ( $R_{1F} = Z_1$  und  $R_{2F} = Z_2$ ). Dafür werden die Wellenwiderstände  $Z_1$  und  $Z_2$  in Abhängigkeit von den geometrischen Eigenschaften folgendermaßen bestimmt [9]:

$$Z_1 = \sqrt{\frac{\frac{\mu_1}{2\pi} \ln\left(\frac{d_2}{d_1}\right)}{2\pi\epsilon_1 / \ln\left(\frac{d_2}{d_1}\right)}} \quad \text{und} \quad Z_2 = \sqrt{\frac{\frac{\mu_2}{2\pi} \ln\left(\frac{4h_S}{d_2}\right)}{2\pi\epsilon_2 / \ln\left(\frac{4h_S}{d_2}\right)}} \quad (3.1)$$

Wobei  $d_1$  der Durchmesser des Innenleiters,  $d_2$  der Durchmesser des Schirms und  $h_S$  die Höhe der HV-Leitung, bezogen auf den Mittelpunkt, über Massefläche (Kupferplatte) darstellt. Die Streuparameter werden mit einem Netzwerkanalysator gemessen. Unter Zuhilfenahme von  $S_{21}$  wird die Transferimpedanz  $Z_{T\_GPM}$  bestimmt.

$$Z_{T\_GPM} = \frac{V_{Shield}}{I_{Source} \cdot l_{shield}} = \left( \frac{(R_0 + R_{1F}) \cdot (R_0 + R_{2F})}{2 \cdot R_0 \cdot l_{shield}} \right) \cdot S_{21} \quad (3.2)$$

Hierbei ist  $R_0 = 50 \Omega$  der Innenwiderstand des Netzwerkanalysators.

### 3.2 Ground Plate Method (GPM) für Kabel-Stecker-Systeme

Bei der messtechnischen Analyse von Kabel-Stecker-Systemen (Abbildung 3.3) wird für die Terminierung die Berechnung von  $Z_1$  und  $Z_2$ , Gleichung (3.1), benötigt. Darüber hinaus gibt es bei der Analyse von Kabel-Stecker-Systemen einen Unterschied zwischen der GPM und den standardisierten Messverfahren [3, 4]. Wird z.B. mit dem Triaxialverfahren ein Kabel-Stecker-System untersucht, so wird lediglich ein Stecker im Messaufbau verwendet. Hierbei können gerade bei der Terminierung, die steckerseitig angebracht wird, Schwierigkeiten auftreten.

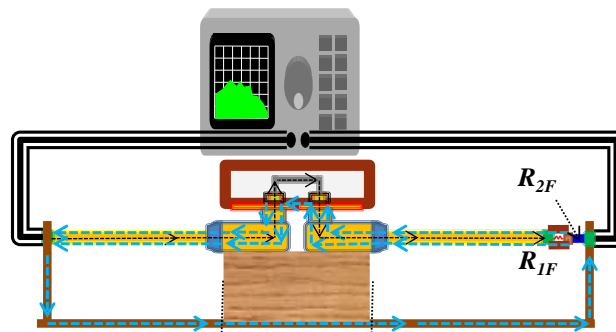


Abbildung 3.3: Messaufbau Kabel-Stecker-System

Um Stecker-Buchsen-Systeme, die oft einen 90°-Winkel bilden, untersuchen zu können, wird bei der GPM der gesamte Aufbau gespiegelt aufgebaut und durch ein massives, niederimpedantes Gehäuse verbunden. Die Terminierung am Ende ist somit unproblematisch (Abbildung 3.3 und Abbildung 3.2). Der offene Aufbau erlaubt auch die Messung von größeren, dreiphasigen Kabel-Stecker-Systemen.

## 4 Vergleich der Messmethoden

In diesem Abschnitt wird die GPM mit etablierten Messverfahren für ein HV-Kabel verglichen. Anschließend wird ein Kabel-Stecker-System analysiert.

## 4.1 Vergleich der Verfahren für ein HV-Kabel

Eine HV-Leitung (Coroplast 35mm<sup>2</sup>: Schirminnendurchmesser  $D_0 = 11,4^\circ\text{mm}$ ; Dicke des Schirmgeflechts  $d = 0,2 \text{ mm}$ ; Anzahl der Drähte pro Litze  $n = 8$ ; Anzahl der Litzen  $N = 24$ ; Flechtwinkel  $\psi = 30^\circ$ ; optische Bedeckung min. 85%) wurde mit Hilfe des Netzwerkanalysators (Agilent E5061B) gemessen. In Abbildung 4.1 sind die Messergebnisse der Transferimpedanz-Messung für alle drei Messmethoden, LIM (blau), Triaxialverfahren (grün) und GPM (rot), gegenübergestellt.

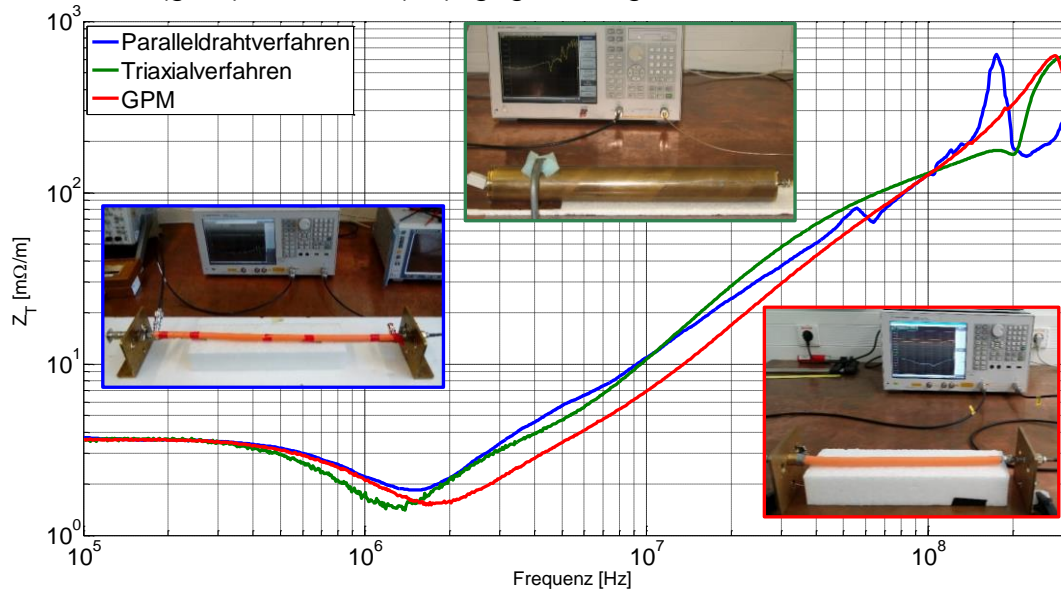


Abbildung 4.1: Vergleich zwischen LIM, Triaxialverfahren und GPM

Über den gesamten gemessenen Frequenzbereich besitzen die Ergebnisse einen qualitativ gesehen gleichen Verlauf. Die Abweichungen zwischen den Verfahren sind gering.

## 4.2 Messtechnische Analyse von Kabel-Stecker-Systemen

Die vorgestellte GPM wird zur Messung der Transferimpedanz  $Z_T$  für unterschiedliche HV-Kabel-Stecker-Systeme im Bereich von 0,1 – 300 MHz verwendet. Die Messungen werden der Messung des einzelnen HV-Kabels gegenübergestellt und sind in Abbildung 4.2 dargestellt.

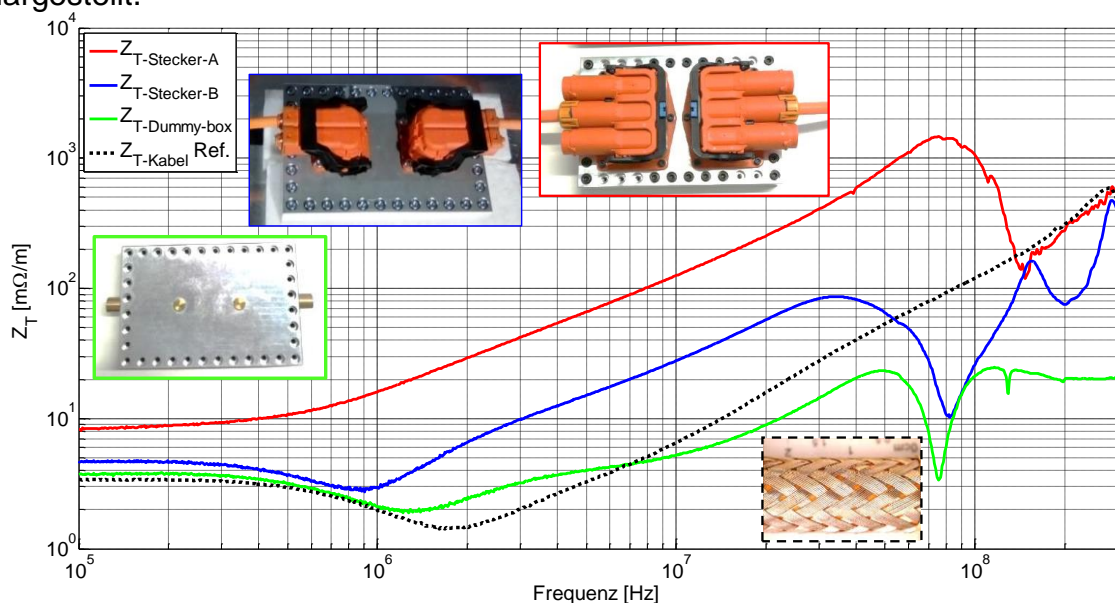


Abbildung 4.2 Messung verschiedener Kabel-Stecker-Systeme

System A ist ein 3-Phasen-Stecker mit nur einer angeschlossenen HV-Leitung. System B ist ein 2-Phasen-Stecker mit ebenfalls nur einer angeschlossenen HV-Leitung. Das dritte System ist eine möglichst ideale Verbindung von zwei HV-Leitungen an ein massives Gehäuse und stellt das Referenzsystem dar. Die Messergebnisse zeigen, dass bei niedrigen Frequenzen die Transferimpedanz  $Z_T$  der Kabel-Stecker-Systeme höher ist als der DC - Widerstand der Leitungsschirmung allein. Dies liegt an den Kontaktwiderständen [13–15]. Bei dem „idealen“ Gehäuse ist der Kontaktwiderstand gering, da der Schirm sehr großflächig mit hohem Druck an das Gehäuse gepresst wird. Dadurch wird eine deutlich niedrigere Transferimpedanz  $Z_T$  ermöglicht. Es gibt auch andere Möglichkeiten [16], um den Kontaktwiderstand zu verringern, diese sind jedoch in diesem Beitrag nicht erörtert. Die Kontaktzungen in den Steckern erzeugen zusätzlichen Induktivitäten. Diese lassen die Transferimpedanz  $Z_T$  mit zunehmender Frequenz früher ansteigen.

## 5 Optimierung des Messaufbaues

In aktuellen Normen [1, 2] gibt es Empfehlungen zur Optimierung des Messaufbaues für niedrige Frequenzen ( $f < 100$  kHz). Es wird die Verwendung von niederfrequenten Ferriten (d.h. Epcos B64290L40X830) [17] an den Zuleitungen sowohl an der Quelle als auch am Empfänger vorgeschlagen. Bei den hier gezeigten Untersuchungen war die Verwendung der Ferrite quellenseitig ausreichend. Weitere Ferrite brachten keine Verbesserung. Messungen mit Ferriten an einer 35 mm<sup>2</sup> HV-Leitung mit der GPM sind in Abbildung 5.1 dargestellt.

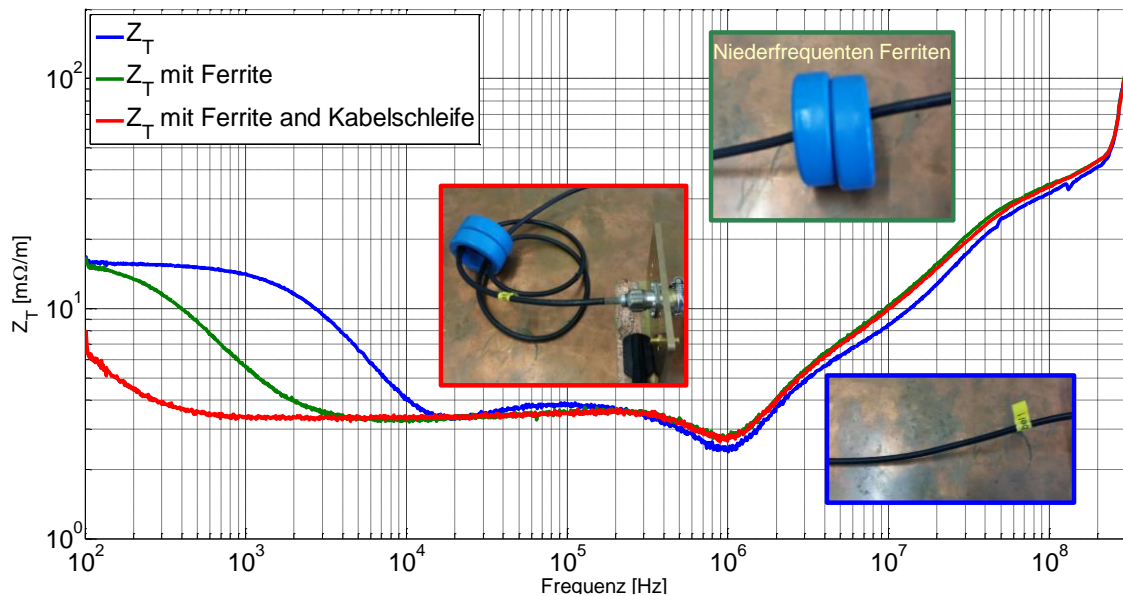


Abbildung 5.1: Niederfrequenz- $Z_T$ -Messungen mit und ohne Ferrite

Ein gutes Ergebnis wird mit drei Windungen durch zwei Ferrite erzielt. Bis ca. 700 Hz kann damit die untere Grenzfrequenz gesenkt werden.

## 6 Zusammenfassung und Ausblick

Zuerst werden einige theoretische Betrachtungen zur Transferimpedanz gezeigt und wichtige Parameter vorgestellt. Anschließend wird eine neue Methode, die GPM, vorgestellt und mit dem Triaxial- und dem Paralleldrahtverfahren anhand einer HV-Leitung verglichen. Mit Hilfe von Messungen wird gezeigt, dass die GPM gute Messergebnisse liefert.



Anschließend werden verschiedene HV-Kabel-Stecker-Systeme mit der GPM analysiert. Es wird gezeigt, dass bei sehr guter Kontaktierung, für niedrige Frequenzen, die Transferimpedanz in den Bereich kommen kann, der für das Kabel allein gemessen wurde.

In weiteren Arbeiten ist die Entwicklung eines Simulationsmodells geplant.

## 7 Danksagung

Die Arbeit für diesen Konferenzbeitrag wurde teilweise im Rahmen des Programms „Rationale Energieverwendung, regenerative Energien und Energiesparen – progres.nrw – Programmbereich Innovation und des Europäischen Fonds für regionale Entwicklung (EFRE) – Ziel 2 – Programm 2007-2013, Phase VI, als Teil des Projekts ZAESAR (Referenznummer 64.65.69-EM-2009A) gefördert.

## 8 Literaturverzeichnis

- [1] *IEC 62153-4-1: Metallic communication cable test methods, Electromagnetic compatibility (EMC) Part 4-1: Introduction to electromagnetic (EMC) screening measurements.*
- [2] *IEC 62153-4-3: Metallic communication cable test methods - Part 4-3: Electromagnetic compatibility (EMC) - Surface transfer impedance - Triaxial Method.*
- [3] *IEC 62153-4-15: Metallic communication cable test methods- Part 4-15 :Electromagnetic compatibility (EMC) – Test method for measuring transfer impedance and screening attenuation – or coupling attenuation with Triaxial Cell.*
- [4] *IEC 62153-4-6: Metallic communication cable test methods- Part 4-6 :Electromagnetic compatibility (EMC) - Surface transfer impedance - Line Injection Method.*
- [5] Schelkunoff, "The Electromagnetic Theory of Coaxial Transmission Lines and Cylindrical Shield," *Bell Syst. Tech. J*, no. 13, pp. 532–579, 1934.
- [6] E. F. Vance, "Shielding Effectiveness of Braided-Wire Shields: Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. EMC-17, no. 2, pp. 71–77, 1975.
- [7] A. Tsaliovich, *Cable Shielding for Electromagnetic Compatibility*. Springer US, 1995.
- [8] T. Kley, "Optimized single-braided cable shields: Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 35, no. 1, pp. 1–9, 1993.
- [9] F. M. Tesche, M. Ianoz, and T. Karlsson, *EMC analysis methods and computational models*. New York: John Wiley & Sons, 1997.
- [10] C. R. Paul, *Analysis of multiconductor transmission lines*. New York, NY [u.a.]: Wiley, 1994.
- [11] A. Mushtaq, S. Frei, K. Siebert, and J. Barenfanger, "Analysis of shielding effectiveness of HV cable and connector systems used for electric vehicles," in *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2013 International Symposium on*, 2013, pp. 241–246.
- [12] A. Mushtaq, Alexander Zeichner, and S. Frei, "Analyse der Schirmungseigenschaften von Kabel-Stecker-Systemen für elektrische Fahrzeuge," in *EMV Düsseldorf 2014*

- [13] A. Omura, M. Fukuta, K. Miyake, T. Kondo, and M. Onuma, Eds, *Dominant factor of contact resistance analyzed by conductive-AFM*. Electrical Contacts (Holm), 2014 IEEE 60th Holm Conference on, 2014.
- [14] R. S. Mroczkowski, "Connector Design/Materials and Connector Reliability," AMP Incorporated P351-93, 1993.
- [15] K. Duan, F. Zhu, Y. Li, K. Tang, S. Liu, and Y. Chen, Eds, *Contact resistance investigation of electrical connector with different shrink range*. Electronic Packaging Technology (ICEPT), 2014 15th International Conference on, 2014.
- [16] E. Sandoz-Rosado, Y. Gao, A. Navratil, J. Hone, E. J. Terrell, and R. Martens, Eds, *Reducing contact resistance of macro-scale separable electrical contacts with single-layer graphene coatings*. Electrical Contacts (Holm), 2014 IEEE 60th Holm Conference on, 2014.
- [17] EPCOS, *B64290L0040 series*. Available:  
[http://de.tdk.eu/inf/80/db/fer\\_13/R5830x4080x1760.pdf](http://de.tdk.eu/inf/80/db/fer_13/R5830x4080x1760.pdf).