

Untersuchung der Koppelimpedanz von induktiven Ladesystemen zur Quantifizierung der Einkopplung von Burst und Surge Impulsen

Dr.-Ing. Sebastian Jeschke, EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Str.76, 44227 Dortmund, Deutschland, jeschke@emc-test.de

Marcel Olbrich, M.Sc., EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Str.76, 44227 Dortmund, Deutschland, olbrich@emc-test.de

Michael Kleinen, M.Eng., EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Str.76, 44227 Dortmund, Deutschland, kleinen@emc-test.de

Dipl.-Ing. Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Str.76, 44227 Dortmund, Deutschland, baerenfaenger@emc-test.de

1 Einleitung

Die Technologie der kontaktlosen, induktiven Energieübertragung zum Laden von Elektrofahrzeugen ermöglicht eine erhebliche Steigerung des Komforts für den Endverbraucher. In der Zukunft wird zudem die induktive Ladetechnologie für das Laden autonomer Fahrzeuge an Bedeutung zunehmen. Beim induktiven Laden erfolgt die Energieübertragung über das magnetische Feld zwischen zwei luftgekoppelten Spulen. Eine schematische Darstellung des Ladesystems zeigt Bild 1. Die an das Versorgungsnetz angeschlossene Leistungselektronik des Bodensystems richtet die Netzspannung zunächst gleich, um das Signal anschließend auf die Übertragungsfrequenz von 79 bis 90 kHz [1] umzurichten. Für eine effiziente Energieübertragung zwischen den beiden Spulen muss boden- und fahrzeugseitig jeweils der induktive Blindstrom der Spulen durch Einbringen einer auf die Übertragungsfrequenz abgestimmten Kapazität kompensiert werden. Zum Laden der Hochvoltbatterie wird das Signal fahrzeugseitig gleichgerichtet. Wie auch beim konduktiven Laden können während des Ladevorgangs netzseitige Störimpulse ins Fahrzeugbordnetz koppeln, deren maximalen Amplituden u.a. in der IEC 61851-21-2 [2] vorgegeben werden. Da auch bei induktiven Ladesystemen Pulsstörer über die Spulen ins Fahrzeug einkoppeln können, werden in dieser Arbeit die Koppelereigenschaften eines Wireless Power Transfer [WPT]- Systems [3] untersucht. Hierzu werden in einem ersten Schritt die Systemimpedanzen vermessen und der Impedanzverlauf in einem Simulationsmodell nachgebildet. Im Folgenden werden Burst- und Surge-Pulse auf die Eingangsklemmen der Bodenspule appliziert und die Impulsantwort auf der Sekundärseite messtechnisch erfasst. Diese Messungen werden dann zur Verifikation des Simulationsmodells herangezogen. Um das reale System nicht zu stark zu beanspruchen, werden die Pulsspannungen über 1000 V simulativ untersucht, um das Überkopplungspotential für die betrachteten Pulse abzuschätzen.

2 Modellierung der Systemimpedanzen des Induktiven Ladesystems

Zur Modellierung des induktiven Ladesystems werden dessen Gleich- und Gegentaktimpedanz herangezogen, die mit einem Vektor Netzwerk Analysator (VNA) erfasst werden. Da sich die weiteren Untersuchungen auf netzseitig eingespeiste Burst- und Surge-Pulse fokussieren, werden die Impedanzen an der Primärseite (Bodenspule) aufgenommen. Bild 1 zeigt schematisch den Messaufbau mit den charakteristischen Bauelementen zur Beschreibung der Impedanzverläufe.

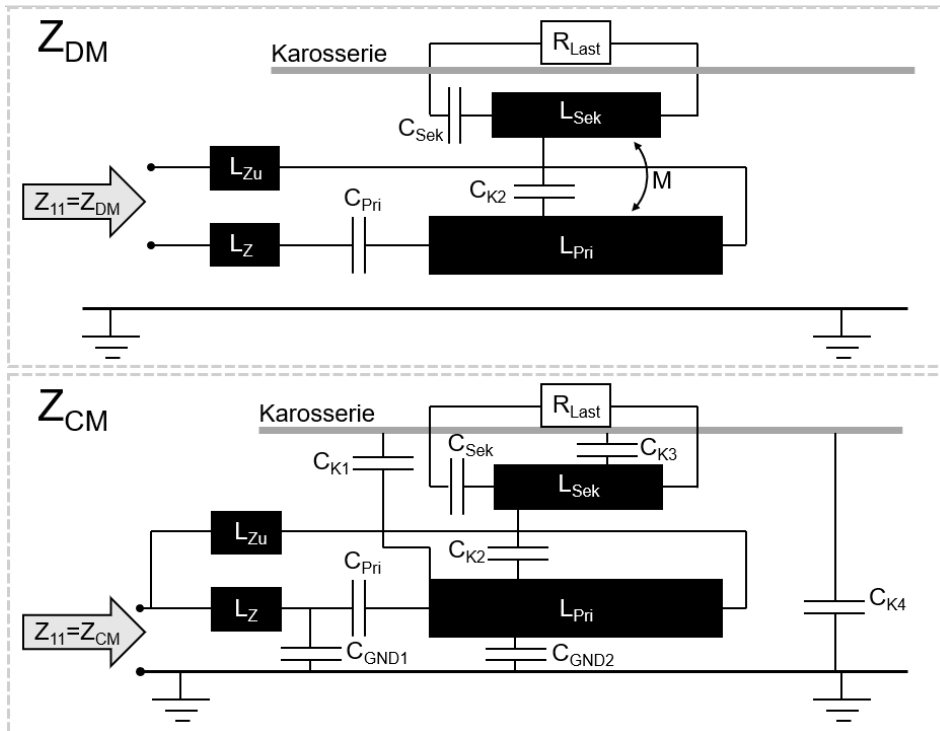


Bild 1 Schematische Darstellung zum Messaufbau zur Bestimmung der CM und DM Impedanz des WPT-Systems

Bei der Messung wird die Gleichtaktimpedanz (CM) zwischen den kurzgeschlossenen Zuleitungen zur Primärspule und der Referenzmassfläche gemessen. Die Gegentaktimpedanz (DM) wird, wie im oberen Teil von Bild 2 gezeigt, zwischen den Zuleitungen gemessen. Hierbei wird der VNA über einen Trenntransformator betrieben, um den Einfluss des Massebezugs zu minimieren. Die Ergebnisse der Impedanzmessungen zwischen 9 kHz und 30 MHz sind in Bild 2 dargestellt. Die Ergebnisse zeigen, dass es im höheren Frequenzbereich zu Reflexionen durch den nicht koaxialsymmetrischen Versuchsaufbau kommt, so dass die Impedanzen bis zu einer Frequenz von etwa 10 MHz sinnvoll modelliert werden können. Die zu untersuchenden Surge-Pulse haben nach Definition der IEC 61000-4-5 [4] eine Steigzeit von 1,2 μ s und eine Rückenhalbwertzeit von 50 μ s. Mit Hilfe der Trapeztransformation [5] können die Eckfrequenzen des Amplitudenspektrums zu

$$f_{k20dB/Dek} = 1/\pi \cdot 50 \mu s = 6,37 \text{ kHz} \quad f_{k40dB/Dek} = 1/\pi \cdot 1,2 \mu s = 265,3 \text{ kHz} \quad (1)$$

abgeschätzt werden. Für den Burst-Puls nach IEC 61000-4-4 [6] mit einer Steigzeit von 5 ns und einer Rückenhalbwertzeit von 50 ns ergeben sich die Eckfrequenzen des Amplitudenspektrums analog zu

$$f_{k20dB/Dek} = 1/\pi \cdot 50 \text{ ns} = 6,37 \text{ MHz} \quad f_{k40dB/Dek} = 1/\pi \cdot 5 \text{ ns} = 63,7 \text{ MHz} \quad (2).$$

Hieraus resultiert, dass das Amplitudenspektrum des Surge-Pulses voll im modellierten Frequenzbereich liegt. Beim Burst-Puls können die höherfrequenten Frequenzanteile mit dem vorgestellten Modell nicht berücksichtigt werden.

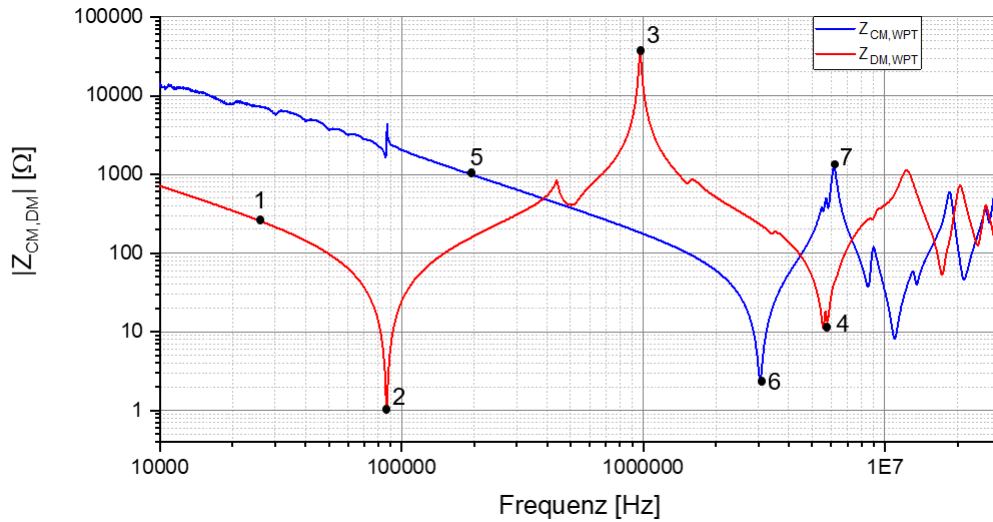


Bild 2 Gleich- und Gegentaktimpedanz des WPT-Systems von der Primärseite gemessen

Die charakteristischen Punkte in Bild 2 werden im Folgenden für die Herleitung der Bauteilparameter des Simulationsmodells herangezogen. Für die Herleitung werden, wie in [7] und [8], separate Ersatzschaltbilder für den Gleich- und den Gegentakt hergeleitet (siehe Bild 2), welche dann zu einem Gesamtmodell zusammengefügt werden. Beim Gegentakt ist im vorderen Bereich der Serienresonanzkreis zur Blindleistungskompensation bei der Arbeitsfrequenz von 85 kHz zu sehen. Aus den Werten in Punkt 1 und 2 können somit die Werte für L_{Pri} und C_{Pri} berechnet werden.

$$C_{Pri} = \frac{1}{2\pi f_1 Z_1} \quad (3)$$

$$L_{Pri} = \frac{1}{4\pi^2 f_2^2 C_{Pri}} \quad (4)$$

In Punkt 3 kommt es dann zu einer weiteren Parallelresonanz, die durch die parasitäre Kapazität zwischen den Wicklungen der Primärspule generiert wird. Mit den Werten aus Punkt 3 und der Induktivität der Primärspule berechnet sich diese parasitäre Kapazität zu

$$C_{P,Pri} = \frac{1}{4\pi^2 f_3^2 L_{Pri}} \quad (5).$$

Im weiteren Verlauf kommt es in Punkt 4 zu einer weiteren Reihenresonanz, die wie in anderen Modellen durch die Zuleitungsinduktivität generiert wird und analog mit den Werten nach (4) berechnet werden kann. Der weitere Impedanzverlauf zeigt aufbaubedingte Reflexionseffekte in der Impedanzmessung und wird somit nicht modelliert.

Für die Modellierung des Gleichtakts werden im ersten Schritt die Werte in Punkt 5 genommen, die die gesamte Koppelkapazität der Primärspule gegen die Referenzmasse repräsentieren. Mit den Werten aus Punkt 5 ergibt sich diese zu

$$C_{CM,Ges} = \frac{1}{2\pi f_5 Z_5} \quad (6).$$

Im weiteren Verlauf kommt es dann wie schon beim Gegentakt zu einer Resonanz mit der Zuleitungsinduktivität die sich analog mit den Werten aus Punkt 6 mit der Formel (4) berechnen lässt. Im weiteren Verlauf kommt es im Punkt 7 wieder zu einem kapazitiven Verlauf, der analog mit den Werten aus Punkt 7 und Formel (5) berechnet werden kann. Da es bei der Messung der Gleich- und Gegentaktimpedanz zu Unterschieden bei der Zuleitungsinduktivität kommt, ergeben

sich Abweichungen zwischen den Resonanzen in Punkt 4 und 6 in Bild 2. Um diesen Effekt zu kompensieren, wird im Ersatzschaltbild in Bild 3 eine ideale Gleichakttdrossel eingesetzt, die nur für die Gleichtaktimpedanz eine Induktivität darstellt. Diese bildet die Induktivität der Erdrückleitung dar, die nur für die Gleichtaktströme aktiv ist. Die Werte für die Sekundärseite können anhand einer sekundärseitigen Messung analog zur Primärseite berechnet werden. Zur Modellierung der magnetischen Kopplung zwischen den Spulen wird eine Transmissionsmessung zwischen den Spulen herangezogen. Aus dem S_{21} Wert im Punkt der Energieübertragung bei 85 kHz lässt sich der Koppelfaktor berechnen. Dieser ergibt sich für das betrachtete WPT-System zu 0,28 und liegt somit im Bereich typischer Koppelfaktoren für Fahrzeug WPT-Systeme [9]. Für die kapazitive Kopplung zwischen der Primär- und der Sekundärseite ergeben sich mehrere Koppelpfade, die auch in Bild 2 gezeigt sind. Der erste Pfad geht von der Primärwicklung auf die Sekundärwicklung C_{K2} und dann von der Sekundärwicklung auf die Karosserienachbildung C_{K3} , welche im Messsetup nach [10] eingesetzt wird. Der zweite Pfad geht direkt von der Primärwicklung auf die Karosserienachbildung C_{K1} . Von da aus schließen sich beide Stromkreise gegen Masse über C_{K4} . Im Simulationsmodell repräsentiert C_{K4} die Streukapazität der Sekundärseite gegen Masse (siehe Bild 5). Diese wird in Abhängigkeit von den geometrischen Parametern als Kapazität eines Plattenkondensators

$$C_{K4} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad \text{mit } A = 1,5m \cdot 1,5m \text{ und } d = 0,28m \text{ berechnet} \quad (7).$$

Die beiden Koppelpfade zur Karosserienachbildung werden zu einer Gesamtkapazität zusammengefasst, welche sich aus der Parallelschaltung von C_{K1} mit der Reihenschaltung aus C_{K2} und C_{K3} zusammensetzt und sich wie folgt berechnet

$$C_{K,Gesamt} = \frac{C_{K2} \cdot C_{K3}}{C_{K2} + C_{K3}} + C_{K1} \quad (8).$$

Hierbei wurden die einzelnen Kapazitäten aus entsprechenden 4-Port S-Parametermessungen extrahiert. Abschließend ergibt sich das gesamte Ersatzschaltbild zur Modellierung des betrachteten WPT-Systems, welches in Bild 3 dargestellt ist. Die zugehörigen Bauteilwerte sind in Tabelle 1 im Detail aufgelistet. Um die Modellierung der Systemimpedanz zu verifizieren, wird in Bild 4 der gemessene Impedanzverlauf des WPT-Systems mit dem des Simulationsmodells verglichen. Es ist gut zu sehen, dass der Verlauf für den Gegentakt bis zur dritten Resonanz bei 5,5 MHz hinreichend genau modelliert werden kann.

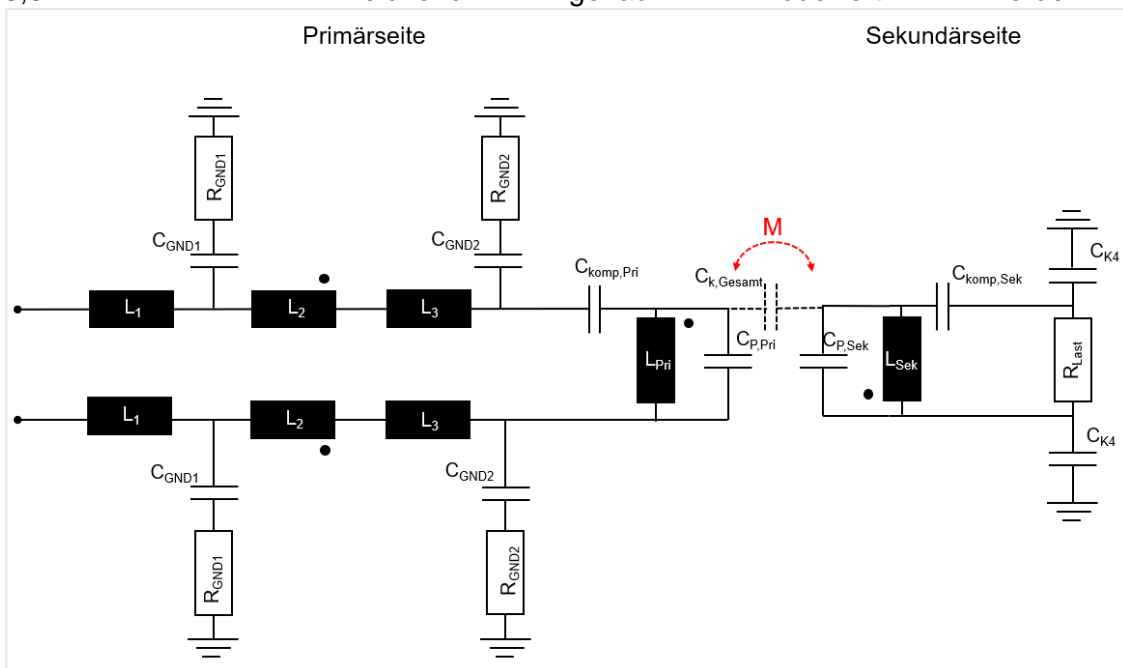


Bild 3 Ersatzschaltbild des WPT-Simulationsmodells zur Impedanznachbildung

Die darauffolgenden Resonanzen sind mit Reflexionseffekten zwischen dem nicht koaxial-symmetrischen Aufbau des Systems und dem VNA Anschluss zu begründen.

L1	L2	L3	L _{Pri}	L _{Sek}	R _{GND1}	R _{GND2}	R _{CPri}	R _{LPri}
1,16 µH	4 µH	1 µH	138,8 µH	39 µH	10 Ω	4 Ω	11,8 Ω	1 Ω
C _{GND1}	C _{GND2}	C _{K4}	C _{komp,Pri}	C _{P,Pri}	C _{P,Sek}	C _{Komp,Sek}	C _{k,Gesamt}	K (M)
130 pF	259 pF	50 pF	22 nF	182 pF	55,3 pF	95 nF	18 pF	0,28

Tabelle 1 Bauteilwerte des WPT-Simulationsmodells

Für den Gleichtakt kann die Impedanz bis 7 MHz modelliert werden. Im weiteren Verlauf kommt es auch hier zu den Reflexionseffekten, die nicht mehr nachgebildet werden.

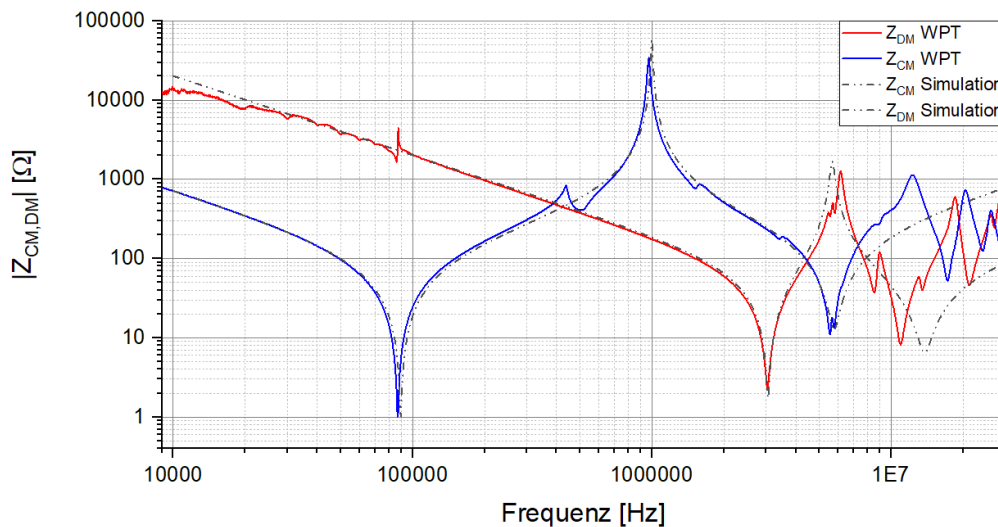


Bild 4 Vergleich der Gleich- und Gegentaktimpedanz zwischen dem WPT System und dem Simulationsmodell

3 Modellierung der Einkopplung von Burst- und Surge-Pulsen

Im Folgenden werden primärseitig Burst- und Surge-Pulse auf das WPT-System appliziert und die Impulsantwort auf der Sekundärseite gemessen. Hierbei wurde die Pulsamplitude bei der messtechnischen Untersuchung auf 1000 V begrenzt, um das WPT-System nicht zu beschädigen. Die so ermittelten Pulse auf der Primär- und Sekundärseite dienen zur Verifikation des vorgestellten Simulationsmodells. Bei den Surge-Pulsen kommen zwei Einkoppelnetzwerke zum Einsatz. Zum einen wird für die Kopplung zwischen L und N ein Koppelkondensator von 18 µF eingesetzt und zum anderen für die Kopplung zwischen L, N und PE ein 9 µF Kondensator in Reihe mit einem Widerstand von 10 Ω. In der Simulation werden diese Bauteile nun zusammen mit einer Spannungsquelle, die einen Doppelsexponentialimpuls generiert, kombiniert, um die Surge-Pulse auf der linken Seite von Bild 3 einzukoppeln.

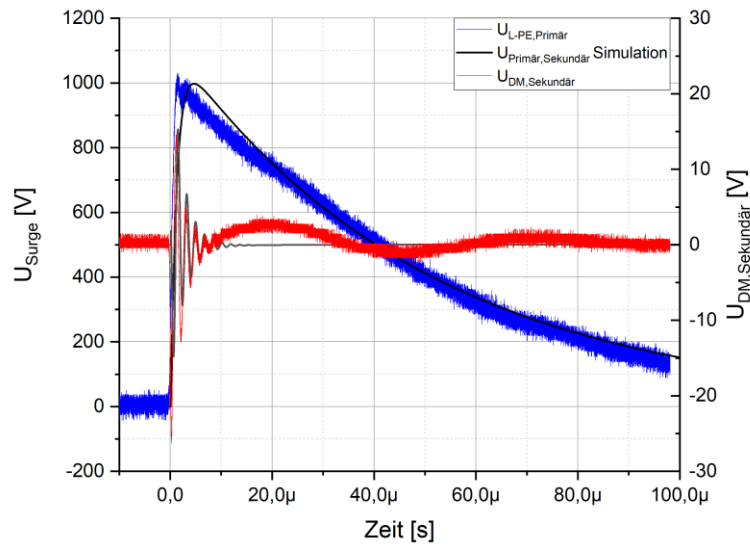


Bild 5 Vergleich zwischen Simulationsmodell und Messung der Überkopplung eines Surge-Pulses an L-PE auf der Primärseite auf die Sekundärseite (DM) des WPT-Systems

Das Ergebnis in Bild 5 zeigt einen Vergleich zwischen Simulation und Messung für einen Surge-Puls zwischen L und PE und dem resultierenden Gegentakt puls auf der Sekundärseite. Es ist gut zu sehen, dass sowohl der primär- als auch der sekundärseitige Puls gut durch das Simulationsmodell nachgebildet wird.

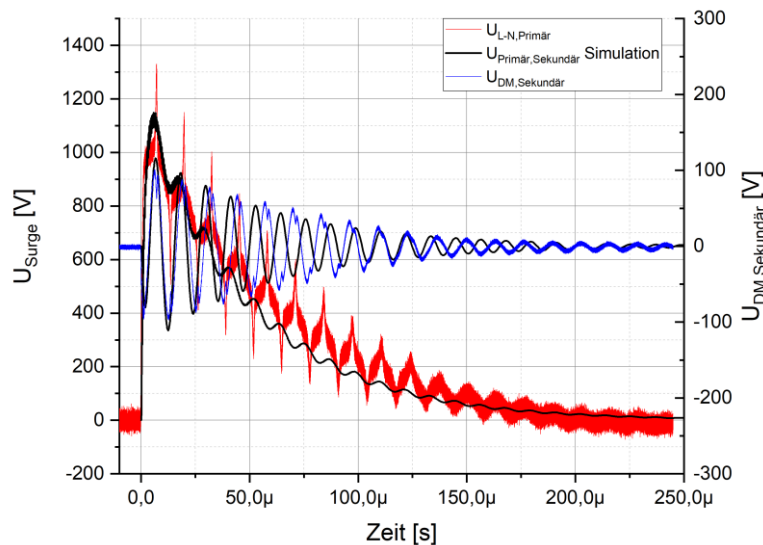


Bild 6 Vergleich zwischen Simulationsmodell und Messung der Überkopplung eines Surge-Pulses an L-N auf der Primärseite auf die Sekundärseite (DM) des WPT-Systems

Durch den Surge-Puls zwischen L und PE kommt es auf der Sekundärseite zu einer Impulsantwort, die schnell abklingt und eine Amplitude von 35 V_{PP} aufweist. Die Oszillationsfrequenz auf der Sekundärseite liegt bei 562 kHz, welche weit über der Nutzfrequenz von 85 kHz liegt. Bei genauerer Betrachtung des Simulationsmodells zeigt sich, dass die Resonanz zwischen der Erdkapazität C_{GND2} und der Induktivität der Primärspule generiert wird. Bild 6 zeigt exemplarisch einen weiteren Surge-Puls zur Verifikation des Modells. Hier wird der

Puls mit einem 18 μF -Kondensator zwischen L und N eingekoppelt und der resultierende DM Impuls auf der Sekundärseite betrachtet. Auch hier zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen der Simulation und der Messung für beide Pulse. Anders als bei der Kopplung zwischen L und PE zeigt sich hier, dass die Oszillation sowohl auf der Primärseite als auch auf der Sekundärseite von der Blindleistungskompensation des WPT-Systems bestimmt wird. Zudem treten mit $U_{PP}=200\text{ V}$ deutlich höhere Amplituden auf der Sekundärseite auf als bei der Kopplung zwischen L und PE.

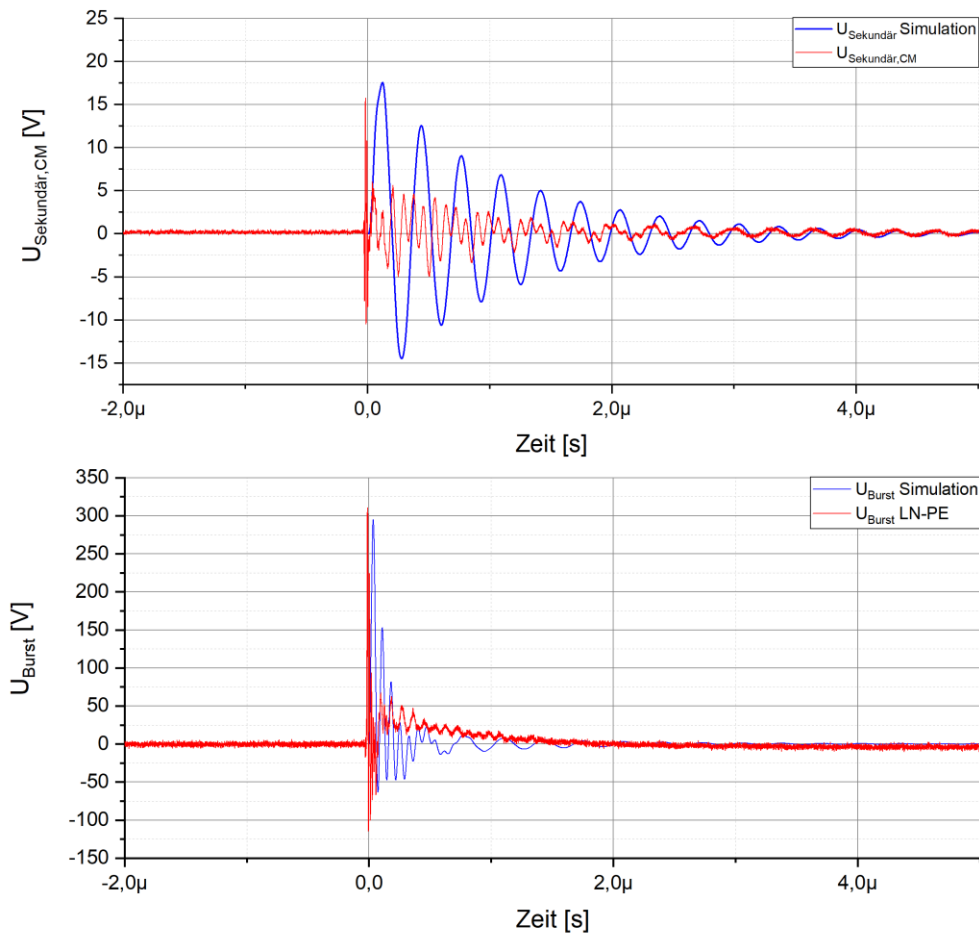


Bild 7 Vergleich zwischen Simulationsmodell und Messung der Überkopplung eines Burstpulses zwischen LN und PE auf der Primärseite auf die Sekundärseite (CM) des WPT-Systems. (Oben: Sekundärseite; Unten: Primärseite)

Der Vergleich des Simulationsmodells und der Messung für Burst-Pulse ist in Bild 7 am Beispiel der Kopplung im Gleichtakt zu sehen. Einkoppelt wird diese zwischen LN und PE über jeweils einen 33 nF-Kondensator. Verglichen mit dem deutlich langsameren Surge-Puls können die Burst-Pulse mit dem vorgestellten Modell etwas schlechter modelliert werden. Sowohl auf der Primär als auch auf der Sekundärseite stimmen die Startamplituden im Wesentlichen überein. Allerdings sind die Oszillationsfrequenzen der gemessenen Pulse deutlich höher als die des Modells. Da die Nachbildung der Impedanz nur bis zu Frequenzen von 7 MHz erfolgt ist und der Burst-Puls erst bei 6,37 MHz seine erste Knickfrequenz hat, wird ein großer Teil der höheren Frequenzanteile nicht im Modell berücksichtigt.

4 Zusammenfassung

Wie auch beim induktiven Laden, können beim induktiven Laden netzseitige Pulsstörer vom Netz ins Fahrzeug überkoppeln. Dort müssen sie in Analogie zum induktiven Laden beachtet werden. Um diese Überkopplung zu untersuchen, wurden Messungen an einem WPT-System im 3 kW-Leistungsbereich mit Impulsen einer maximalen Amplitude von 1000 V durchgeführt. Um im Rahmen einer simulativen Untersuchung auch höhere Spannungen betrachten zu können, wurde in der Arbeit ein Simulationsmodell vorgestellt, welches die Impedanzen des WPT-Systems bis zu Frequenzen im Bereich von 10 MHz nachbildet. Ein Vergleich zwischen der gemessenen Impedanz und der des Simulationsmodells resultierte in einer guten Übereinstimmung. Bei der Simulation der Surge-Pulse zeigt sich auch eine gute Übereinstimmung zwischen der Messung und der Simulation, so dass hier auch die Untersuchung höherer Amplituden möglich ist. Gerade bei der Kopplung zwischen L und N werden hohe Spannungspulse an der Sekundärseite gemessen. Eine Simulation mit 4 kV am Surge-Generator resultiert in einer Sekundärspannung von $U_{PP}=800$ V, welche über den Grenzwerten für induktive Ladesysteme liegt. Bei der Simulation der Burst-Pulse konnte eine geringere Übereinstimmung gerade mit Hinblick auf die Oszillationsfrequenzen erzielt werden, was zumindest zum Teil mit der geringen Abdeckung des Spektrums des Impulses durch die Impedanzmodellierung begründet werden kann. Da allerdings die Startamplituden, die für die Bewertung der Störfestigkeit gegen diese Pulse maßgeblich sind, gut übereinstimmen, kann das vorgestellte Modell auch bei Burst-Pulsen für eine erste Bewertung des Störpotentials herangezogen werden.

Literaturangaben

- [1] IEC International Electrotechnical Commission: IEC TS 61980-3:2019, Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems - Part 3: Specific requirements for the magnetic field wireless power transfer systems
- [2] IEC International Electrotechnical Commission: IEC 61851-21-2 Ed.1.0: Electric vehicle requirements for conductive connection to an AC/DC supply – EMC requirements for off-board electric vehicle charging systems
- [3] S.Jeschke, J.Bärenfänger, M.Kleinen, B.Schmülling, A.Burkert: Vehicle Modelling During Emission Measurement of Wireless Charging Stations Using a Passive Impedance Network, IEEE VPPC 2021, 10/2021
- [4] EN 61000-4-5:2014 + Amd.1:2017, Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-5: Prüf- und Messverfahren – Prüfung der Störfestigkeit gegen Stoßspannungen
- [5] Grundkurs Leistungselektronik - J. Specovius, 3.Auflage, S.301-303, Vieweg Teubner Verlag, Mai 2009, ISBN: 978-3-8348-0557-7
- [6] EN 61000-4-4:2012, "Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-4: Prüf- und Messverfahren – Prüfung der Störfestigkeit gegen schnelle transiente elektrische Störgrößen/ Burst"
- [7] S.Jeschke, M.Maarleveld, J.Bärenfänger, H.Hirsch, S.Tsiapenko, C.Waldera, M.Obholz, Development of a Passive Impedance Network for Modeling Electric Vehicle Traction Batteries for EMI Measurements, EMC Europe 2017
- [8] M.Schinkel, S.Weber, S.Guttowski, W.John: Efficient HF Modeling and Model Parameterization of Induction Machines for Time and Frequency Domain Simulations -, IEEE APEC 2006, S.1181-1186, 2006
- [9] C.Ziegler, S.Weber, G.Heiland, D.Kraus: WPT-Systeme als lose gekoppelter Transformator: Weblink: <https://www.elektroniknet.de/automotive/transfer-effizienz-verbessern.149999/seite-2.html> (Stand 26.04.2022)
- [10] CISPR 11 CIS/B/710/CD, Amendment 3 Fragment 1 to CISPR 11 Ed. 6: Industrial, scientific and medical equipment – Radiofrequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement - Requirements for airgap wireless power transfer (WPT), DKE 08/2018