

Charakterisierung der Einflussfaktoren von einem Nahfeld Antennen Test zur EMV-Absicherung von KFZ Kommunikationssystemen

M. Sc. Emanuel Panholzer, Daimler AG Sindelfingen, Deutschland

Dr.-Ing. Martin Aidam, Daimler AG Sindelfingen, Deutschland

Dr.-Ing. Walter Franz, Daimler AG Sindelfingen, Deutschland

Dr.-Ing. Simon Senega, Universität der Bundeswehr München, Deutschland

Prof. Dr.-Ing. Stefan Lindenmeier, Universität der Bundeswehr München, Deutschland

1 Abstract

In der Automobilindustrie führt die Verwendung von immer hochbitratigeren Bus- und Kommunikationssystemen bei gleichzeitig steigender Packungsdichte der elektrischen Komponenten im Fahrzeug zu einer Nahfeldverkopplung von elektrischen Systemen. Um diese Verkopplung bereits auf der Komponenten- bzw. Systemebene abzusichern, wird ein Tischaufbau nach der Nahfeld-Antennen Testmethode (NFA-Test) konstruiert (firmeninterne Norm). In dieser Arbeit werden bestimmte geometrische Einflussfaktoren des Tischaufbaus auf die Messergebnisse der NFA-Messung untersucht. Die Messungen erfolgen mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator (VNA). Für die Verifizierung der Messergebnisse wird eine 3D Simulation basierend auf der Momentenmethode (MoM) durchgeführt. Abschließend wird repräsentativ eine ermittelte Abhängigkeit mit Hilfe einer Emissionsmessung unter Anwendung eines Automotive Ethernet Steuergerätes für einen Anwendungsfall herangezogen. Diese Emissionsmessung wird mit einem Spektrumanalysator durchgeführt.

2 Einführung

Die EMV-Absicherung von elektrischen Komponenten bezüglich der Störemission zu den fahrzeugeigenen Antennen erfolgt auf Komponentenebene gemäß CISPR 25 [1] mit dem Radiated Emission (RE) Test. Für diesen Testaufbau ist der Abstand von der Antenne und dem Leitungssatz mit 1 m standardisiert. Dieser Abstand ist unter Umständen zu groß, um auftretende Nahfeldkoppelmechanismen im KFZ nachzubilden. Demzufolge wurde in der firmeninternen Norm ein Nahfeld Antennen (NFA) Test eingeführt, welcher in [2] vorgestellt und für die Absicherung von einem Ethernet Kommunikationssystem angewendet wurde. Der NFA-Test weist im Vergleich zu dem RE-Test aufgrund der räumlichen Nähe eine signifikantere Verkopplung zwischen dem Leitungssatz und der Antenne auf. Das ist die Voraussetzung für die in [3] vorgestellte Korrelationsmethodik zwischen der Komponenten- und Fahrzeugebene.

Die Charakterisierung der Verkopplung zwischen einem Leitungssatz und einer Antenne erfolgt mit den S-Parametern, welche messtechnisch mittels eines VNA ermittelt werden können. Diese Bestimmung der Transferfunktion für die Absicherung der Störemission im KFZ wurde zum ersten Mal in [4] angewendet. Als Erweiterung dieser Methode wurde die Anpassung der Messtechnik für die Anwendung auf differentielle Bus-/Kommunikationssystemen in [2] und [3] durchgeführt.

Diese Publikation untersucht darauf aufbauend nun im Detail die geometrischen Einflussparameter bezüglich der Verkopplung einer verdrehten Zweidrahtleitung und einer dazu parallel und in unmittelbarer Nähe (Nahfeld) angebrachten Antenne auf Komponentenebene. Um die Untersuchungen von den geometrischen Einflussfaktoren durchführen zu können, wird der in [2] vorgestellte Testaufbau entsprechend erweitert. Mit dieser Erweiterung wird die Leitungs- und Antennenlänge, die Höhe dieser beiden Komponenten über der Massefläche, sowie der Abstand zwischen der Antenne und der Leitung variiert. Weiterhin wird eine Längsverschiebung dieser Komponenten betrachtet.

Zu Beginn wird der als Referenztestaufbau bezeichnete Setup vorgestellt und verifiziert. Darauffolgend werden die Variationen erläutert und durchgeführt und mit dem VNA vermessen, sowie deren Auswirkungen auf die Transferfunktion überprüft. In dem letzten Abschnitt folgt abschließend die Anwendung einer Variation (Leitung-Antennen Abstand) unter Verwendung von einem Automotive Ethernet Steuergerät (100BASE-T1).

3 Testaufbau Charakterisierung und Grundlagen

Der Komponententestaufbau soll die elektromagnetische Verkopplung zwischen einer ungeschirmten, verdrehten Zweidrahtleitung (UTP-Leitung: unshielded twisted pair Leitung) und der fahrzeugeigenen Antenne (lokalisiert in der Windschutzscheibe) bereits auf Komponentenebene absichern. Eine Worst Case Situation im KFZ stellt somit eine Leitungsverlegung entlang der A-Säule, bzw. ein Kabelrouting entlang dem Cockpit dar. Diese Verlegungen sind für Vernetzungen der SMPC (Stereo Multi Purpose Camera; A-Säulen Verlegung), oder des Displays (Cockpit Verlegung) realistisch. Mit diesem Wissen kann der Referenztestaufbau definiert werden. Realistisch ist hier ein Abstand von 5 cm zwischen dem Leitungssatz und der Antenne. Weiterhin ist ein Abstand von der Leitung und der Antenne zu der Massefläche (Karosserie im KFZ) von 5 cm zu betrachten. Die Antennenlänge für Frequenzen ab 30 MHz und den FM-Frequenzbereich beträgt 1 m. Für die realistischen Verlegungen im Fahrzeug beträgt die Leitungslänge ca. 3,5 m (Leitungstyp: Dacar 547-D von Leoni), welche somit auch für diesen Komponententestaufbau verwendet wird. Der definierte Hardware Testaufbau und das entsprechende Simulationsmodell sind in Abbildung 1 dargestellt.

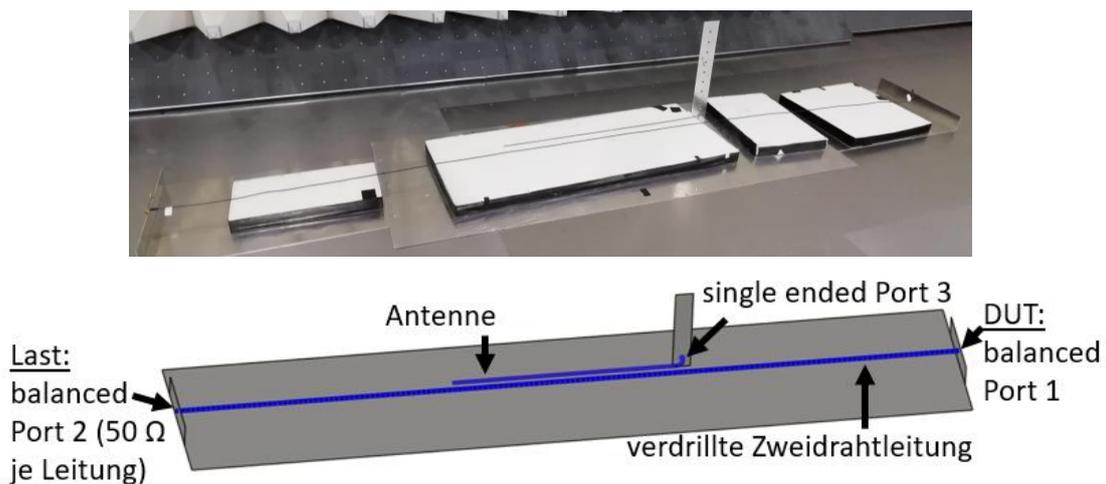


Abbildung 1: Hardware Testaufbau (oben) und Simulationsmodell mit Portbezeichnungen (unten)

Die Signale von einem differentiellen Kommunikationssystem erzeugen jeweils am Eingang (DUT, modaler Port 1) und Ausgang (Last, modaler Port 2) der UTP-Leitung ein Gleich- und Gegentaktsignal an den mixed mode (kurz: modalen) Ports. Das von diesen Signalen induzierte Störsignal kann am Fußpunkt der Antenne gemessen werden, welches als single ended Port (3) bezeichnet wird. Die Ursache für die Störemission an der Antenne, ist in der Regel ein Gleichtaktsignal auf dem Leitungssatz. Ausnahmen sind beispielsweise Nahfeldverkopplungen des Gegentaktsignals bei Entdrillungen in unmittelbarer Nähe der Antenne, welche in dieser Arbeit nicht genauer betrachtet werden. Demzufolge ist der zu untersuchende S-Parameter \underline{S}_{SC31} . Dieser Parameter stellt die Verkopplung von eines Gleichtaktsignals (C) am modalen Port 1 (DUT Position) zu dem single ended (S) Port 3 (Antennenfußpunkt) dar. Der S-Parameter wird im Folgenden als Transferfunktion bezeichnet. Der VNA vermisst die nodalen S-Parameter (\underline{S}_{31n} und \underline{S}_{32n}) von den einzelnen Leitungen der UTP-Leitung (1n, 2n) und der Antenne (3). Anschließend

kann durch Berechnung der modale S-Parameter (\underline{S}_{SC31} ; 1 bezeichnet den modalen Port 1 im Gegensatz zu den nodalen Ports 1n und 2n) ermittelt werden. Die Berechnung von dem modalen S-Parameter auf Basis der nodalen S-Parameter erfolgt mit:

$$\underline{S}_{SC31} = \frac{1}{2} (\underline{S}_{31n} + \underline{S}_{32n}) \quad (1)$$

Aufgrund der relativ engen Verdrillung (Verdrillungsabstand der Leitungen von 1,7 mm gemäß Datenblatt) im Gegensatz zu dem Abstand der Leitung und der Antenne (5 cm), wird $\underline{S}_{31n} \approx \underline{S}_{32n}$ angenommen. In der nachfolgenden Abbildung 2 sind die Messergebnisse der nodalen (\underline{S}_{31n} und \underline{S}_{32n}) und dem modalen S-Parameter (\underline{S}_{SC31}) dargestellt. Die Verifizierung der Messung erfolgt durch den Vergleich zum simulierten Ergebnis (Simulationsmodell gemäß Abb. 1) für den S-Parameter \underline{S}_{31n} . Für die Erläuterung der Verkopplung ist die Ladungsverteilung für drei Frequenzpunkte der Simulation visualisiert.

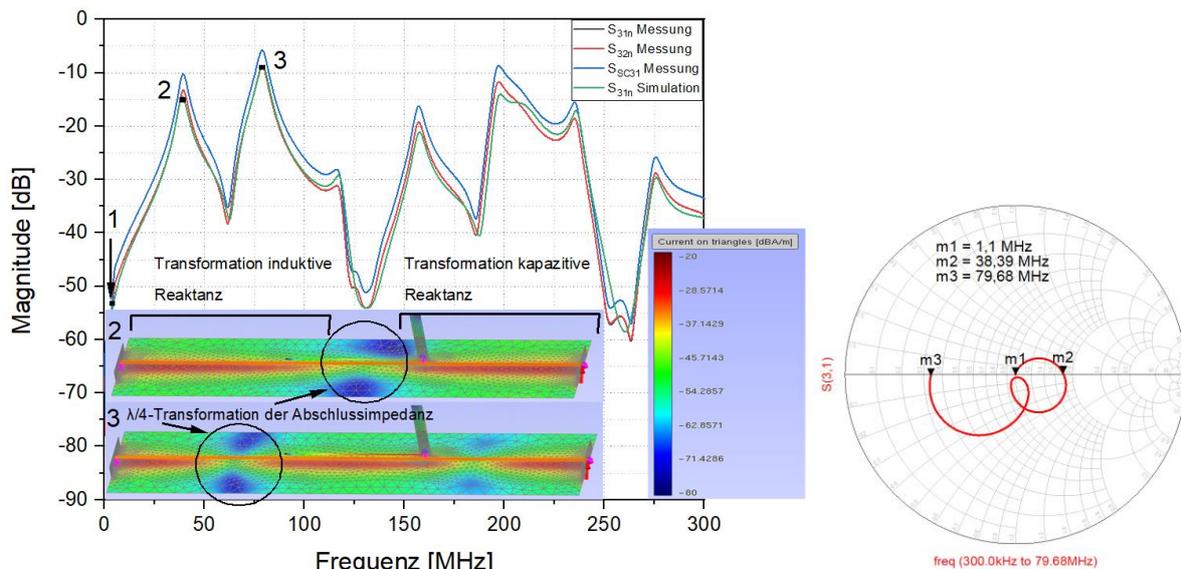


Abbildung 2: Mess- und Simulationsergebnis mit der Ladungsverteilung (links) und dem Smith Chart (rechts) bei 1,1 MHz (m1), 38 MHz (2) und 79 MHz (3)

Die Anschlussimpedanz am VNA, sowie die gewählten SMA Terminierungen an der Last (vergleiche Abb. 1) betragen jeweils 50 Ohm (je Leitung). Als Wellenwiderstand der Leitung über der Massefläche wurde in [3] ein Wert von 289 Ω gemessen. Mit diesen Portimpedanzen und Wellenwiderstand kann sich eine stehende Welle auf dem Testaufbau ausbilden (frequenzabhängig). Die Grundschiwingung ist für eine Länge (3,5 m) von $\lambda/2$ gegeben. Mit dem Dielektrikum der Leitung ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit (Gleichtaktsignal) $v = 2,84 \cdot 10^8$ m/s [3]. Die Resonanzfrequenz berechnet sich mit:

$$f = \frac{v}{\lambda} \quad (2)$$

Es ergibt sich eine berechnete Resonanzfrequenz von 40,6 MHz und den ganzzahligen vielfachen dieser Frequenz. Der gemessene Wert beträgt ca. 38,8 MHz. Diese Abweichung ist unter anderem auf die Verdrillung von der Leitung zurückzuführen. Die Länge der Einzelleitungen ist geringfügig größer als die Länge der verdrillten Leitung (ca. 2 %). Als Erläuterung für das Resonanzverhalten wird die Leitungstransformation herangezogen. Unter der Annahme einer verlustlosen Leitung, wird die Leitungstransformation der Abschlussimpedanz auf dem Testaufbau mit folgender Formel 3 berechnet:

$$\underline{Z}_e = Z_L \frac{\underline{Z}_a \cos(\beta l) + j Z_L \sin(\beta l)}{j \underline{Z}_a \sin(\beta l) + Z_L \cos(\beta l)} = Z_L \frac{\underline{Z}_a + j Z_L \tan(\beta l)}{j \underline{Z}_a \tan(\beta l) + Z_L} \quad (3)$$

Der Koeffizient βl entspricht hierbei der elektrischen Länge der Leitung. Z_e ist die Eingangsimpedanz der Leitung. Z_a ist die Abschlussimpedanz, welche hier reell ist (50 Ω). Z_L entspricht dem Leitungswellenwiderstand der Leitung über der Massefläche. Wird vereinfacht nur eine Leitung des Leitungssatzes betrachtet (Annahme $\underline{S}_{31n} \approx \underline{S}_{32n}$), kann dessen Wellenwiderstand wie folgt bestimmt werden:

$$Z_L \approx 60 \cdot \ln\left(\frac{2h}{r}\right) \quad (4)$$

Mit einem Leitungsradius von $r = 0,475$ mm (gemäß Datenblatt Dacar 547-D von Leoni) und einer Leitungshöhe von $h = 5$ cm über der Massefläche, ergibt sich ein Wert von 321 Ω . Dieser Wert kann nun in der Gleichung 3 verwendet werden. Gemäß der Formel zeigt sich eine Transformation von einer induktiven Reaktanz im Bereich von 0 bis $\pi/2$ der elektrischen Länge. Bei der Resonanzfrequenz von 40,6 MHz wird dementsprechend bis zu der Mitte des Testaufbaus eine induktive und ab der Mitte eine kapazitive Reaktanz transformiert (siehe Abb. 2). Die transformierte Reaktanz im Bereich der Antenne bestimmt das Koppelverhalten. Das ist mit den Ladungsverteilungen in Abb. 2 visualisiert. Hier wird das Resonanzverhalten des Testaufbaus visualisiert, wobei in einem Abstand von $\lambda/4$ (und den ganzzahligen Vielfachen) bei einer bestimmten Frequenz eine geringe Ladungsverteilung zu erkennen ist (Knotenpunkt). Die Verkopplung ist ebenso mit dem Smith-Chart in Abb. 2 verdeutlicht, wobei der Verlauf der Reaktanz von dem S-Parameter \underline{S}_{31n} dargestellt ist. Es wird die induktive Verkopplung (positive Werte der Reaktanz) für niedrige Frequenzen (Marker m1 bis m2) und die kapazitive Verkopplung (negative Werte der Reaktanz) für höhere Frequenzen (Marker m2 und m3) dargestellt.

Diesem Resonanzverhalten der Leitung, ist das Empfangsverhalten der Antenne (Gesamtlänge mit Anschluss ca. 1,06 m) überlagert. Wird diese als offene Leitung betrachtet, kann die Eingangsimpedanz der Antenne mit

$$Z_e = \frac{Z_L}{j \tan(\beta l)} \quad (5)$$

ermittelt werden. Hierbei entspricht βl der elektrischen Länge der Antenne. Für die Berechnung des Leitungswellenwiderstands der Antenne (Z_L) kann erneut Gleichung 4 angewendet werden, wobei ein Antennenradius von $r = 2$ mm zu berücksichtigen ist. Der berechnete Wert ergibt sich zu 235 Ω . Die Antenne zeigt somit für eine elektrische Länge von 0 bis $\pi/2$ eine kapazitive und von $\pi/2$ bis π eine induktive Reaktanz. Somit wird bei einer Frequenz entsprechend der Länge von $\lambda/2$ das offene Ende der Monopolantenne zu dem Antennenfußpunkt transformiert. Das hat eine geringe Verkopplung von dem Leitungssatz und der Antenne zur Folge, welches durch die geringen Werte bei den Frequenzen von ca. 134 MHz und den ganzzahligen vielfachen dieser Frequenz (z.B. 268 MHz) dargestellt ist (Abb. 2, Transferfunktionen). Nach dieser Einführung, werden im Folgenden die geometrischen Variationen durchgeführt.

4 Messungen Parametervariation

In diesem Kapitel werden zu Beginn die Grundlagen der Leitungsverkopplung für die Analyse der Messergebnisse dargestellt. Anschließend werden die einzelnen Einflussparameter vermessen und auf deren Auswirkung im Detail untersucht. Gemäß [5] werden die induktiven Leitungsbeläge von einer Leitung über einer ausgedehnten Massefläche wie folgt berechnet:

$$l_{ii} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{r}\right) \left[\frac{\text{H}}{\text{m}}\right] \quad \forall i = i \quad (6)$$

$$l_{ij} = \frac{\mu}{4\pi} \ln\left(1 + \frac{4h^2}{d^2}\right) \left[\frac{\text{H}}{\text{m}}\right] \quad \forall i \neq j \quad (7)$$

Wobei die Indizes i und j die Nummerierung der Leiter darstellt. Somit ist der Parameter l_{ii} und l_{ij} die Induktivität der Leitung über der Massefläche, bzw. die Induktivität zwischen den Leitern (Leitungssatz und Antenne). Die Ermittlung der Kapazitätsbeläge kann mit der Identität $l = \mu \epsilon c^{-1}$ erfolgen (TEM-Welle). Für die Berechnung werden die Variablen h (Höhe der Leitung/Antenne über der Massefläche; 5 cm), r (Radius Leitung; 0,475 mm) und d (Distanz Leitung-Antenne; 5 cm) verwendet. Unter Betrachtung der Gleichungen 6 und 7 sind zwei der fünf anzuwendenden Variationsparameter ersichtlich. Es kann sowohl der Abstand d der Leitungen zu der Antenne, als auch die Höhe h der Leitung und der Antenne über der Massefläche variiert werden. Weiterhin folgen aus der Gleichung 3 und 5 zwei weitere Variationsparameter. Es werden hierzu die Längen (und somit die elektrische Länge) der Leitung und der Antenne verändert. Als letzter Einflussparameter wird die Position der Antenne entlang (parallel) dem Leitungssatz verschoben (in Richtung der Last). Im Folgenden werden diese Variationen für den Testaufbau durchgeführt und vermessen. Die Auswertung der Messergebnisse erfolgt unter Verwendung der bereits aufgeführten Gleichungen 3, 5, 6 und 7. Da die Berechnung der modalen S-Parameter gemäß Gleichung 1 eine Addition der single ended S-Parameter darstellt und weiterhin $\underline{S}_{31n} \approx \underline{S}_{32n}$ gilt (rote und schwarze Transferfunktion in Abb. 2 fast identisch), wird für die Berechnung die verdrehte Leitung vereinfacht als eine Leitung betrachtet.

4.1 Antennenabstand

Als erster Parameter wird der Abstand zwischen der Antenne und dem Leitungssatz untersucht. Dieser Parameter kann im realen Fahrzeug durch eine Wahl von einem weiter entfernten Verlegeweg des Leitungssatzes relativ zu der Antenne umgesetzt werden. Die Abstandsvariation erfolgt von 5 cm bis 30 cm in 5 cm Schritten. Die Messergebnisse von den modalen S-Parametern, sind in der folgenden Abbildung 3 dargestellt.

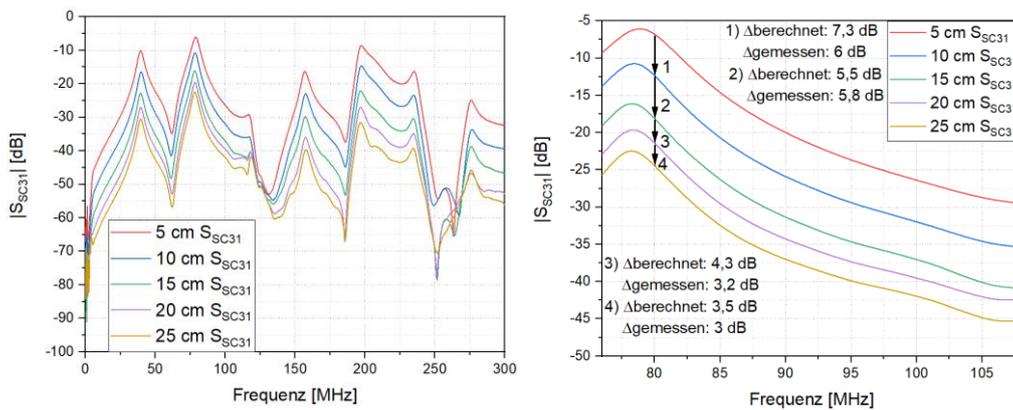


Abbildung 3: Variation Antennen-Leitungsabstand bis DAB- (links) und UKW- (rechts) Frequenzbereich

In der linken Abbildung ist der Frequenzbereich bis 300 MHz dargestellt. Für eine bessere Darstellung der Abhängigkeit, ist der UKW-Frequenzbereich (76 MHz - 108 MHz) vergrößert in der rechten Abbildung visualisiert. Wie auf Basis von Gleichung 7 erwartet (indirekte Proportionalität der Verkopplung und dem Abstand d) ist über einen weiten Frequenzbereich eine geringere Verkopplung der Leitung und der Antenne mit steigenden Abstand gegeben. Die unterschiedliche Verkopplung in dB wird mit dem Verhältnis von den Koppellinduktivitäten berechnet (Formel 8).

$$20 \log \left(\frac{l_1}{l_2} \right) = 20 \log \left(\frac{\frac{\mu}{4\pi} \ln \left(1 + \frac{4 h^2}{d_1^2} \right)}{\frac{\mu}{4\pi} \ln \left(1 + \frac{4 h^2}{d_2^2} \right)} \right) = 20 \log \left(\frac{\ln \left(1 + \frac{4 h^2}{d_1^2} \right)}{\ln \left(1 + \frac{4 h^2}{d_2^2} \right)} \right) \text{ [dB]} \quad (8)$$

Unter Anwendung der Gleichung werden nun die entsprechenden Werte berechnet und mit den gemessenen Werten exemplarisch für eine Frequenz von 80 MHz verglichen (rechte Abbildung). Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den berechneten und den messtechnisch ermittelten Werten (max. Abweichung von 1,3 dB für einen Abstand von 5-10 cm). Diese Abhängigkeit kann somit für den Komponententestaufbau verwendet werden, um die Verkoppelung an die realen Gegebenheiten im KFZ anzupassen. Wird eine genauere Berechnung benötigt, müssen die unterschiedlichen Radien von der Antenne und der Leitung, das Dielektrikum der Leitung, sowie das gesamte vier Leiter System (anstelle des vereinfachten 3 Leiter System) berücksichtigt werden.

4.2 Testaufbauhöhe

Im Folgenden wird der zweite Parameter der Gleichung 7 variiert. Hierbei wird gleichzeitig die Höhe der Leitung und der Antenne über der Massefläche verändert. Die Höhe wird von 5 cm auf 25 cm in 5 cm Schritten erhöht. Für diesen Aufbau wurde eine Leitungslänge von 2 m und eine Antennenlänge von 1 m verwendet. Die kürzere Leitung wird Aufgrund von einem stabileren Testaufbau verwendet. Die vermessenen Ergebnisse sind in der folgenden Abbildung 4 dargestellt.

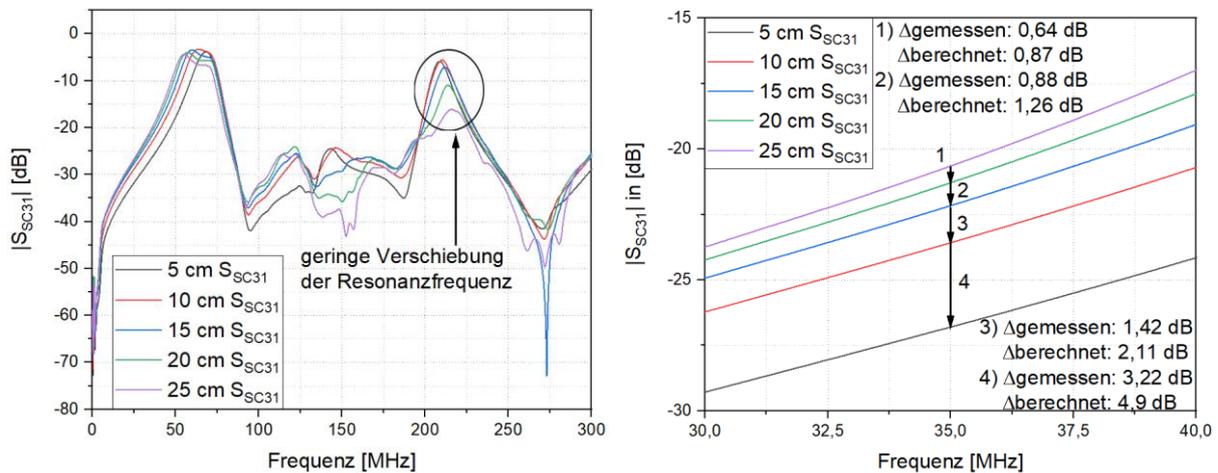


Abbildung 4: Variation Antennen-Leitungshöhe bis DAB- (links) und UKW- (rechts) Frequenzbereich

Wie gemäß Gleichung 7 zu erwarten ist (direkte Proportionalität der induktiven Verkoppelung und der Höhe von dem Testaufbau), steigt die Verkoppelung mit steigender Höhe der Leitung und der Antenne. Dies wird durch die gemessenen und theoretisch berechneten Werten in der rechten Abbildung gezeigt. Die Berechnung erfolgt analog zu Gleichung 8 mit veränderlicher Höhe (h_1 und h_2) anstelle von den Abständen (d_1 und d_2). Es zeigt sich erneut eine gute Übereinstimmung der gemessenen und berechneten Werte (maximale Abweichung von 1,68 dB für die Höhe von 5-10 cm). Für eine genauere Berechnung müssen erneut die unterschiedlichen Radien der Leitung und der Antenne, das Dielektrikum der Leitung, sowie das 4 Leiter System berücksichtigt werden. Weiterhin zeigt sich in der linken Abbildung über den großen Frequenzbereich eine geringe Verschiebung der Resonanzfrequenzen. Dies ist beispielsweise in dem eingekreisten Bereich ersichtlich. Je höher der Antennenaufbau platziert wird, desto geringer ist die Resonanzfrequenz. Aufgrund der höheren Platzierung von dem Leitungssatz steigt der Anteil an Luft (im Vergleich zu dem Dielektrikum des Leitungssatzes). Demzufolge steigt mit der Höhe des Leitungssatzes die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Gleichtaktsignals. Mit Hilfe einer Messung mit dem Time Domain Reflectometer (TDR) wurde die Ausbreitungsgeschwindigkeit und somit diese Aussage nachgeprüft und sichergestellt.

4.3 Leitungs- und Antennenlänge

Im Folgenden werden die Längen der Antenne und der Leitung variiert. Die Leitung wird von 2 m bis 5 m in 1 m Schritten verlängert (rechts). Die Antenne wird mit einer Länge von 1 m und 60 cm realisiert, wobei die Platzierung immer zentral im Leitungssatz (3,5 m) erfolgt (links). Die Messergebnisse sind in der Abbildung 5 dargestellt.

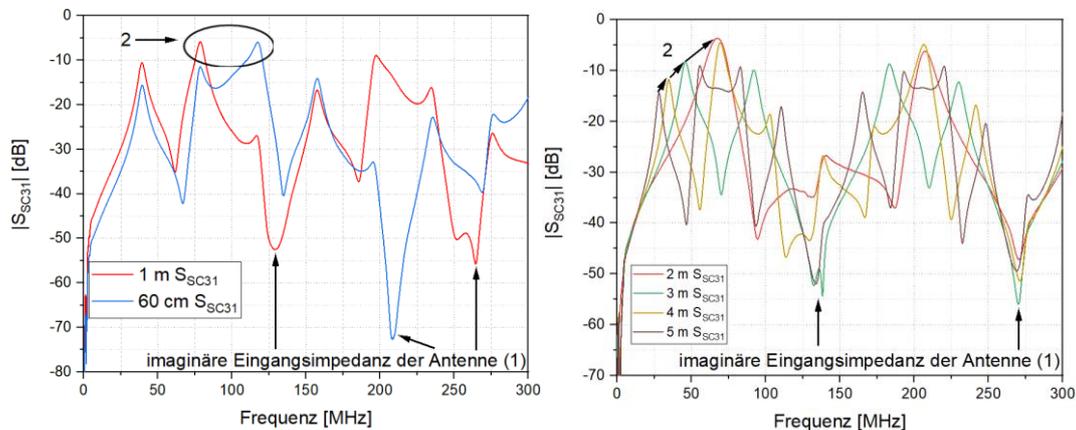


Abbildung 5: Variation der Antennen- (links) und Leitungslänge (rechts)

Gemäß der in Abschnitt 3 erläuterten Leitungstransformation der Antenne und der Leitung, können die Ergebnisse analysiert werden. Die Antenne (links) zeigt bei einer Länge von $\lambda/2$ eine imaginäre Eingangsimpedanz (siehe Gleichung 5), wodurch nur eine geringe Überkopplung erfolgt (1, links). Die Monopolantenne besitzt jedoch bei einer elektrischen Länge von $\lambda/4$ ein gutes Empfangsverhalten. Das ist an den hohen Werten für die Transferfunktion bis zu -5 dB bei den Frequenzen 75 MHz (1 m-Antenne) und 120 MHz (60 cm-Antenne) zu erkennen (2, links). Bei der Variation der Leitungslänge bleibt die geringe Überkopplung für die elektrische Länge von $\lambda/2$ der Antenne gering (1, rechts). Mit der Verringerung der Leitungslänge, verschiebt sich die Resonanzfrequenz der Leitung gemäß Gleichung 3 zu höheren Frequenzen (2, rechts).

4.4 Antennenposition

Dieser Abschnitt behandelt die Position der Antenne relativ zum Leitungssatz. Hierbei wird die 1 m lange Antenne entlang dem 3,5 m langen Leitungssatz in Richtung der Last verschoben (vergleiche Abb. 1). Die Verschiebung erfolgt von der Referenzposition (Antenne zentral im Leitungssatz) in vier Schritten mit jeweils 20 cm. Die Messergebnisse sind in der Abbildung 6 dargestellt. Für die Analyse ist die grafische Darstellung der Ladungsverteilung in Abb. 2 und erneut Gleichung 3 heranzuziehen. Aufgrund der Leitungstransformation führt der Abschluss (je 50Ω) zu einer induktiven Reaktanz im Abstand von $\lambda/4$ von der Last. Wird nun die Antenne näher zu der Last verschoben, ist der Knotenpunkt mit der geringen Ladungsverteilung erst bei höheren Frequenzen in dem Bereich der Antenne transformiert. Das hat eine Verschiebung von dem ersten Minimum der Transferfunktion

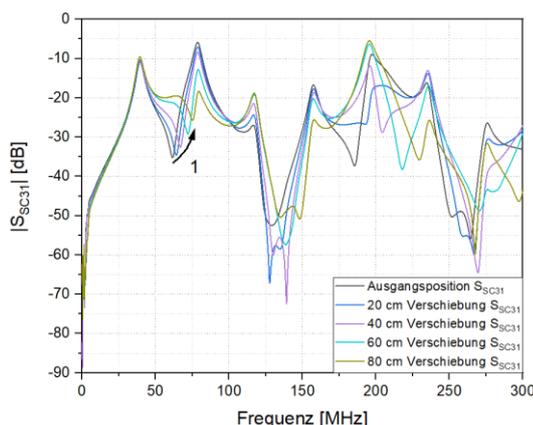


Abbildung 6: Antennenposition

bei ca. 60 MHz (für Referenztestaufbau) zu ca. 75 MHz (80 cm zu der Last verschobene Antenne) zur Folge (1). Für höhere Frequenzen sind mehrere Knotenpunkte vorhanden.

5 Anwendung Parametervariation

Um abschließend die Erkenntnisse auf eine reale Anwendung zu übertragen, wird eine Emissionsmessung ausgehend vom Referenztestaufbau durchgeführt. Am Fußpunkt der Antenne (single ended Port 3) wird dementsprechend mit einem Spektrumanalysator das Leistungsdichtespektrum vermessen. An der Position des DUTs wird ein Ethernet 100BASE-T1 Steuergerät angebracht, welches eine zufällige Bitfolge sendet. Die Last wurde mit zwei 50 Ω SMA-Terminierungen beibehalten. Der Abstand vom Leitungssatz und der Antenne wird sequenziell erhöht (äquivalent zu Abb. 3). Die Resonanzen der Emissionsmessung sind im Gegensatz zu der VNA Messung verschoben. Der Grund Hierfür liegt an dem eingespeisten

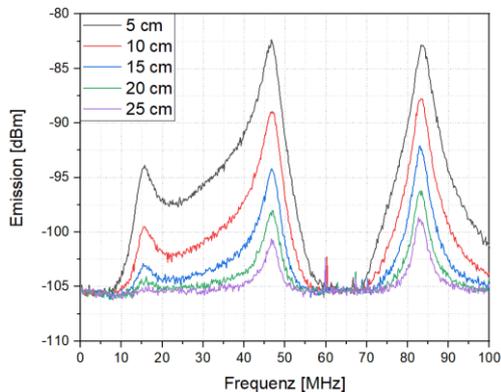


Abbildung 7: Emissionsmessung

Spektrum (frequenzabhängig) und der von 50 Ω (für die VNA Messung) verschiedenen Impedanz von dem Ethernet Steuergerät. Für das vermessene Emissionssignal zeigt sich die gleiche Abhängigkeit, wie für die Transferfunktion.

Der Grund Hierfür liegt an dem eingespeisten

6 Schlussfolgerung

In dieser Veröffentlichung wurden die Abhängigkeiten der Verkopplung einer ungeschirmten, verdrehten Zweidrahtleitung und einer im Nahfeld platzierten Antenne aufgrund von geometrischen Testaufbauvariationen analysiert. Die Antennen- und Leitungslänge wurde mit Hilfe der Leitungstransformation analysiert und die Auswirkung der $\lambda/2$ und $\lambda/4$ -Resonanzen auf die Transferfunktion dargestellt. Weiterhin wurden die Testaufbauhöhe und der Antennen-Leitungs-Abstand unter Verwendung der induktiven Kopplung berechnet und deren Auswirkung auf die Transferfunktion gezeigt. Als letzter Parameter wurde die Position der Antenne in Bezug auf den Leitungssatz mit der Argumentation der Leitungstransformation von dem Abschluss (zwei mal 50 Ω) diskutiert. Weiterhin wird als Anwendungsbeispiel die Abhängigkeit des Abstands Antenne-Leitung für eine Emissionsmessung mit einem Ethernet Steuergerät dargestellt.

Literatur

- [1] IEC/CISPR 25:8: Vehicles, boats and internal combustion engines–Radio disturbance characteristics–Limits and methods of measurements for the protection of on-board receivers
- [2] Emanuel Panholzer, Martin Aidam, Walter Franz, Simon Senega, Stefan Lindenmeier: Introduction of a near field component level test and application to an automotive communication system. In: *EMC Europe Barcelona* (2019), S. 592 – 597
- [3] Emanuel Panholzer, Matthias Spägele, Helmut Leier, Stefan Lindenmeier: In-car emission prediction for a real communication system based on a component level test. In: *EMC Europe Amsterdam* (2018), S. 72 – 77
- [4] Michael Zerrer, Kurt Feser, Wolfgang Köhler, Martin Aidam: Vergleichbarkeit verschiedener Emissionsverfahren in der Automobil-EMV. In: Internationale Fachmesse und Kongress für EMV, 10.-12., Düsseldorf 2004
- [5] Clayton R. Paul: Introduction to Electromagnetic Compatibility, John Wiley & Sons, 2006, Second Edition