APPLICATION NOTE

ANP115 | Kabelferrite und nanokristalline Hülsen für Automotive-Anwendungen

Dr. Heinz Zenkner, Jose Rocamora

01. EINLEITUNG

Die Möglichkeit, die Art und Weise, welche Fortbewegungsmittel wir nutzen, grundlegend zu ändern, ergibt sich derzeit aus gesetzlichen Änderungen, dem Verbraucherverhalten und der Technologie. Regierungen haben Vorschriften und Anreize eingeführt, um den Übergang zur nachhaltigen Mobilität zu beschleunigen. Weltweit legen die Regulierungsbehörden strengere Emissionsziele fest. Das Verhalten und das Bewusstsein der Verbraucher ändern sich, da immer mehr Menschen alternative und nachhaltige Mobilitätsformen akzeptieren. Die Akteure der Branche beschleunigen das Innovationstempo in der Automobiltechnologie, indem sie neue Konzepte für elektrische, vernetzte, autonome und gemeinsame Mobilität entwickeln. Die Elektrifizierung spielt eine wichtige Rolle bei der Transformation der Mobilitätsindustrie und bietet große Chancen in allen Fahrzeugsegmenten. Um eine schnelle und breite Akzeptanz der Elektromobilität zu gewährleisten, ist die schnelle Markteinführung neuer E-Fahrzeuge ein wichtiger Prozess. Aus Sicht der EMV stellt die Integration von elektrischen Antriebssystemen in heutige Automobile eine große Herausforderung dar. Das elektrische Antriebssystem besteht aus einer Hochspannungsstromquelle, einem Frequenzumrichter, einem Elektromotor und geschirmten oder ungeschirmten Hochleistungskabeln. Wegen der zu erfüllenden Grenzwerte sind die EMV-Herausforderungen in der Entwicklung der elektrischen Antriebssysteme hoch und so sind auch die Maßnahmen zum Einhalten der Anforderungen vielfältig.

Eine häufig eingesetzte Maßnahme ist die Anwendung von Kabelferriten. Das sind Ringe oder Hülsen, hergestellt aus einem Material, das spezielle magnetische Eigenschaften besitzt. Wird so eine Hülse über ein Kabel geschoben, kann z.B. die Abstrahlung von hochfrequenter Energie („EMV-Störungen“) von dem Kabel reduziert werden. Damit diese auf den ersten Blick betrachtet, einfache EMV-Maßnahme zum Erfolg führt, sind gewisse Voraussetzungen zu beachten, die in dieser Applikationsschrift aufgezeigt und erläutert werden. Die kurze theoretische Erläuterung des Funktionsprinzips und der wichtigsten beeinflussenden Parameter wird durch praktische Messungen ergänzt. Es soll hier auch gleich erwähnt werden, dass es unwichtig ist, ob dieses Kabelsystem in einem elektrischen Fahrzeug, in einer Industriemaschine oder in einem Energiesystem eines Gebäudes betrachtet wird, denn die physikalischen Gesetze sind überall die gleichen.

02. TECHNISCHE HINTERGRÜNDE

Die intrinsischen physikalischen Eigenschaften des Ferritmaterials, die Geometrie der Ferrithülse und die elektromagnetischen Eigenschaften des Kabelsystems entscheiden über die Wirksamkeit dieser Methode. Das Kabelsystem besteht aus der Signal-, bzw. Störquelle, dem Kabel selbst und dem Signalverbraucher, d.h. der Störsenke. Abbildung 1 zeigt schematisch ein solches System.

Die Quelle (Source) in Abbildung 1 ist der Ursprung des Störsignals, d.h. das Signal von der Quelle umfasst das Nutzsignal, z.B. eine gepulste Gleichspannung für einen Motorenantrieb und das Störsignal, z.B. Harmonische der Schaltfrequenz. Sowohl das Nutz- als auch das Störsignal werden über das Kabel zur Senke, z.B. einem Motor geführt. Ein Teil der über das Kabel geführten Energie wird als elektromagnetische Welle in die Umgebung abgestrahlt und kann, je nach Amplitude der Störungen in anderen Schaltkreisen des Fahrzeugs, oder in benachbarten elektronischen Geräten, Störungen verursachen. In Abbildung 1 ist auch die schon vorher erwähnte Ferrithülse eingezeichnet. Sie soll einen Teil der Störenergie dämpfen, das Nutzsignal jedoch möglichst wenig beeinflussen.

Bemerkung zum Begriff **„Ferrit“-**Hülse:
Nanokristallines Material (NC) ist kein Ferrit-Material, sondern ein Material auf Basis von Eisen mit einer speziellen Kristallstruktur, die durch den Herstellungsprozess entsteht. Durch den Herstellungsprozess entstehen Bänder mit besonderen magnetischen Eigenschaften. Die Bänder werden zu Hülsen oder Ringen gewickelt und können so, ähnlich wie Ferrithülsen verwendet werden. Zur besseren Lesbarkeit wird im folgenden Text unter den Begriffen „Ferrit-Hülse“, „Kabelferrit“ und ähnlichen, auch die nanokristalline Hülse mit einbezogen.

03. ZU BERÜCKSICHTIGENDE PARAMETER FÜR DEN EFFEKTIVEN EINSATZ EINER FERRITHÜLSE

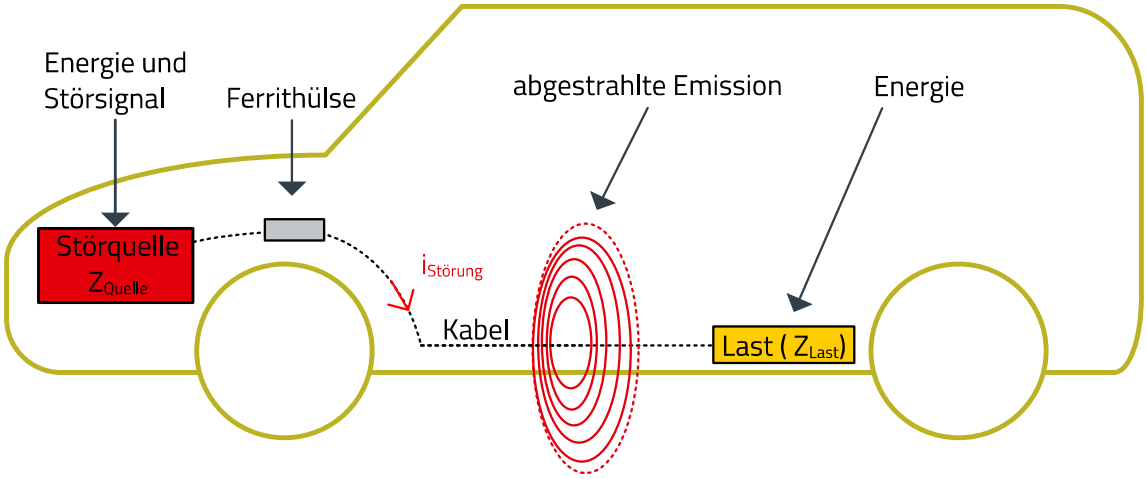


Abbildung 1: Schematische Darstellung eines Kabelsystems mit Störabstrahlung.

Es gibt zahlreiche Einflussfaktoren, wie elektrische und physikalische Parameter, die die Wirksamkeit eines Kabelferrites zur Dämpfung von hochfrequenten elektromagnetischen Störungen maßgeblich beeinflussen. Zu den wichtigsten Parametern gehören:

- Amplitudenspektrum des Störsignals
- Impedanzen von Störquelle, Last, Kabel/Koppelpfad
- Elektrische Kenndaten der Ferrithülse.

Weitere Eigenschaften, die die Wirkungsweise der Entstörmaßnahme beeinflussen sind:

- Das Umfeld; befinden sich andere Kabel oder Metallbleche in unmittelbarer Nähe?
- Fixier-, Installationsmöglichkeiten, um die Ferrithülse günstig anbringen zu können.

In den folgenden Abschnitten werden die oben genannten Punkte erläutert und anhand von praktischen Messungen verdeutlicht.

3.1 Signal- und Impedanzbedingungen in Elektrofahrzeugen

Recherchen hinsichtlich der Amplitudenspektren der Störsignale und Systemimpedanzen in elektrischen Fahrzeugen haben zu sehr divergenten Ergebnissen geführt. Zusammengefasst kann von folgenden Parametern ausgegangen werden:

- Das Störspektrum erstreckt sich über einen Frequenzbereich von 10 kHz bis 10 MHz, in seltenen Ausnahmen bis 50 MHz.
- Quell- und Senkenimpedanzen sind nicht definiert.
- Einfügeimpedanz (serielle Impedanz im Kabelzweig) zur Störsignaldämpfung:
  - 10 kHz > 1,8 Ω
  - 100 kHz > 10 Ω
  - 200 kHz > 8 Ω
  - 300 kHz – 2 MHz > 10 Ω
  - 10 MHz > 130 – 150 Ω
  - 25 MHz > 200 Ω
  - 100 MHz > 56 Ω

  } Zusammenfassung in Abbildung 2

Es zeigt sich in Abbildung 2, dass die Einfügeimpedanz und damit die Einfügedämpfung mit höher werdender Frequenz zunehmen muss und ihr Maximum bei ca. 20 MHz erreichen sollte.

Da die Quell- und Senkenimpedanzen nicht bekannt sind, wird von typischen Werten ausgegangen, damit wird der „worst case“ abgedeckt:

- Quellimpedanz: 0,1 Ω … 5 Ω
- Senkenimpedanz: 100 Ω… 2 kΩ

Eine zusätzliche Anforderung an manche Kabelkonstellationen der elektromobilen Applikation sind die hohen Versorgungsspannungen und die sehr hohen Gleichströme durch die Kabel.

- Spannungsbereich: 265 V_{AC} – 880 V_{DC}
- Strombandbreite: 48 A – 870 A

Somit müssen bei der Installation wegen der hohen Spannung Schutzabstände berücksichtigt werden und es muss auf Sättigungseffekte von Ferritmaterial aufgrund von Vormagnetisierung durch hohe Ströme geachtet werden.

3.2 Ferritmaterialien und wesentliche elektrische Parameter für eine effiziente Anwendung

„Kabelferrite“ sind im allgemeinen Hülsen oder Ringe, die durch ihre magnetischen Materialeigenschaften eine resistive(„ohmsche“) und induktive Serienimpedanz erzeugen.

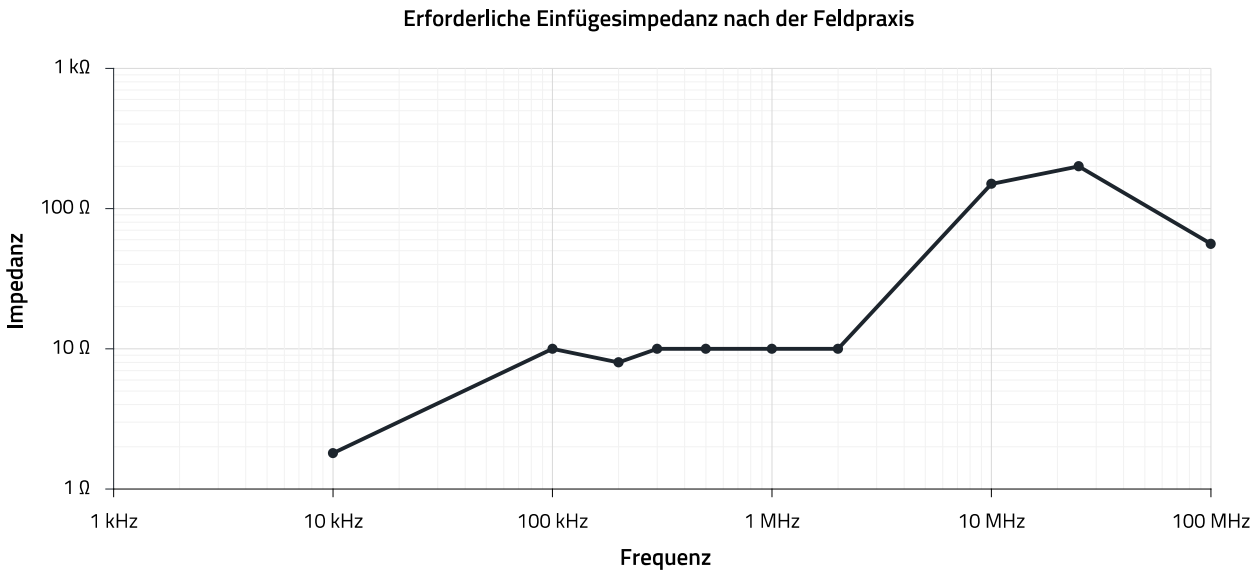


Abbildung 2: Übersicht über die erforderliche Einfügeimpedanz im Kabelsystem.

Die Impedanz ist frequenzabhängig und hängt von den Eigenschaften des Ferritmaterials ab; das bedeutet, dass für eine wirksame Dämpfung der Störfrequenzbereich und die Materialeigenschaften zusammenpassen müssen. Die Impedanz eines Ferritmaterials wird über die komplexe Permeabilität beschrieben.

$$Z = j\omega\mu_r L_O \quad (1)$$

mit

$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r'' \quad (2)$$

folgend

$$Z = j\omega L_O(\mu_r' - j\mu_r'') \quad (3)$$

und

$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r'' = \sqrt{(\mu_r')^2 + (j\mu_r'')^2} \quad (4)$$

mit

μ_r' = Realteil der komplexen Permeabilität (reaktiv).

μ_r'' = Imaginärteil der komplexen Permeabilität (resistiv).

j = Operator, der den Imaginärteil der komplexen Zahl kennzeichnet.

L_O = Induktivität der „Spule“ ohne Ferrit (Luftspule).

Die magnetische Permeabilität spaltet sich also in zwei Komponenten auf. Der Realteil (μ_r') stellt den reaktiven Anteil dar und ist in Phase mit dem magnetischen Wechselfeld, während die imaginäre Komponente (μ_r'') die Verluste darstellt und mit dem magnetischen Wechselfeld phasenverschoben ist.

Abbildung 3 zeigt die komplexe Permeabilität von vier unterschiedlichen Materialien, Nickel-Zink Ferrit (NiZn), Magnesium-Zink Ferrit (MgZn), Mangan-Zink Ferrit (MnZn) und ein weichmagnetisches Material mit nanokristalliner Struktur (NC).

Aus den Kurven in Abbildung 3 ist folgendes zu erkennen:

- Das NC-Material hat im Frequenzbereich bis 100 MHz die höchste Permeabilität μ_r''
- Alle vier Materialien haben einen Übergang, bei dem sich μ_r'' und μ_r' kreuzen. Das ist der sog. Resonanzbereich des Materials. Unterhalb des Bereichs verhält sich die Impedanz des Materials vorwiegend induktiv, im Resonanzbereich und darüber resistiv.
- Soll der resistive Bereich der Materialien als Komponente für die Dämpfung von „Störströmen“ verwendet werden, ergeben sich grob bevorzugte Frequenzbereiche:
  - NiZn: Über 5 MHz.
  - MgZn: Über 1 MHz, breitbandig, ähnlich wie NiZn.
  - MnZn: 500 kHz bis 5 MHz.
  - NC: Aufgrund der hohen Permeabilität breitbandig bis ca. 100 MHz, wobei die Permeabilität bei typ. 500 kHz schon um den Faktor 10 gesunken ist, so dass der Einsatz von NC bevorzugt im Frequenzbereich bis ca. 1 MHz Anwendung findet.

Die Impedanz von Ferrithülsen für EMV-Applikationen wird in Datenblättern gewöhnlich bei bestimmten Frequenzen angegeben und ist die skalare Größe, die den Betrag des komplexen Impedanzvektors darstellt.

MgZn ist ein bekanntes Material, das bis zu sehr hohen Frequenzen, typischerweise bis in den GHz-Bereich, verwendet werden kann. Allerdings hängt die Linearität der Impedanz von der relativen Permeabilität und der Linearität der Permeabilität des jeweiligen Materials ab.

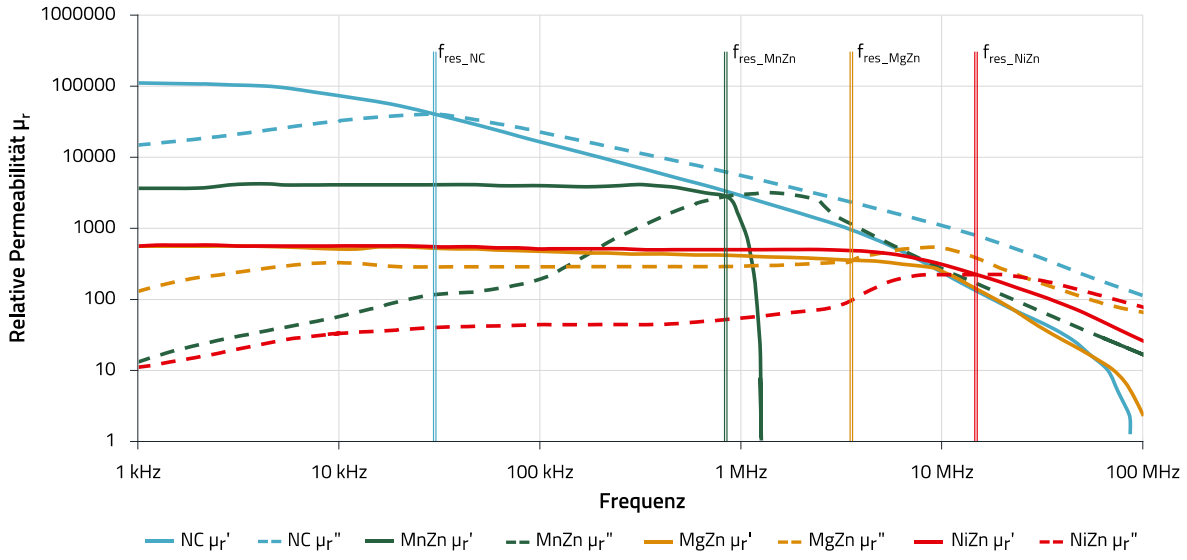


Abbildung 3: Vergleich der komplexen Permeabilität vier unterschiedlicher Ferritmaterialien.

Wie in Abbildung 3 zu sehen ist, hat MgZn im Vergleich zu NiZn eine ausgeprägte Resonanzfrequenz bei ca. 4 MHz. Die Permeabilität von NiZn kreuzt hier bei ca. 11 MHz. Generell ergeben sich bei geometrisch identischen Hülsen typische Verläufe der Permeabilität, wie sie in Abbildung 3 angegeben sind, wobei jedoch zusätzlich die Toleranzen der Fertigungsparameter von μ_r + / - 25%, die Frequenz der Parameterangaben laut Datenblatt und der mögliche materialabhängige Wertebereich von μ_r, bedingt durch Mischungsverhältnisse und Fertigungsparameter, berücksichtigt werden müssen. Nur dann können die Ferrithülsen direkt miteinander verglichen werden. Da sich z.B. die Anfangspermeabilitäten einiger Materialien überschneiden, so dass eine Präferenz für ein bestimmtes Material nicht einfach zu wählen ist, zeigt die folgende Tabelle 1 zum Vergleich die typischen Parameter "Anfangspermeabilität $\mu_{r,i}$" und "bevorzugter Frequenzbereich" verschiedener Ferritmaterialien und des nanokristallinen Materials.

3.3 Grundprinzip eines Aufbaus mit einem Kabel und einer NC-Ferrithülse

Wie bereits erwähnt, werden Ferrithülsen für EMV-Applikationen allgemein in Bezug auf die Impedanz spezifiziert, die Dämpfung in der Applikation ist aber letztendlich von den Systemimpedanzen (Quelle, Kabel, Senke) abhängig. Diese Impedanzen sind normalerweise komplex und in der Praxis nicht bestimmbar. Für die praktische Anwendung kann jedoch ein Laboraufbau zeigen, welche Parameter den größten Einfluss auf die Wirksamkeit der Entstörmaßnahme haben. In Abbildung 4 ist das Funktionsschaltbild gezeigt.

Es ist entscheidend für die Funktion der Entstörmaßnahme, dass nicht die Quell- und Senkenimpedanzen des Nutzsignals zur Dämpfungsbestimmung verwendet werden, sondern die Impedanzen des Störsignals. Die Impedanz der Störquelle unterscheidet sich in der Praxis kaum von der Impedanz der Quelle des Nutzsignals. Anders ist das bei der Senke, hier nehmen die Impedanz des Kabels, die induktiven und kapazitiven Koppelparameter der „Kabel-Umgebung" und letztendlich die komplexe Impedanz der Nutzsignalsenke im Hinblick auf das hochfrequente Störsignal großen Einfluss. In Abbildung 5 ist der konkrete Laboraufbau des Systems nach Abbildung 4 dargestellt. Erklärung des Aufbaus:

- Signal Source: Signalquelle, für die Einfügedämpfung wird der Generator des Spektrumanalysators gewählt (50 Ω).

Material	MnZn	MgZn	NiZn	NC
Init. Permeability $\mu_{r,i}$	800 – 15,000	100 – 1,000	20 – 1,500	1000 – 150,000
Pref. frequ. range	10 kHz – 5 MHz	500 kHz – 1000 MHz	2 MHz – 800 MHz	1 kHz – 10 (150) MHz

Tabelle 1: Typische Parameter "Anfangspermeabilität $\mu_{r,i}$" und "bevorzugter Frequenzbereich" verschiedener Ferritmaterialien und des nanokristallinen Materials zum Vergleich.

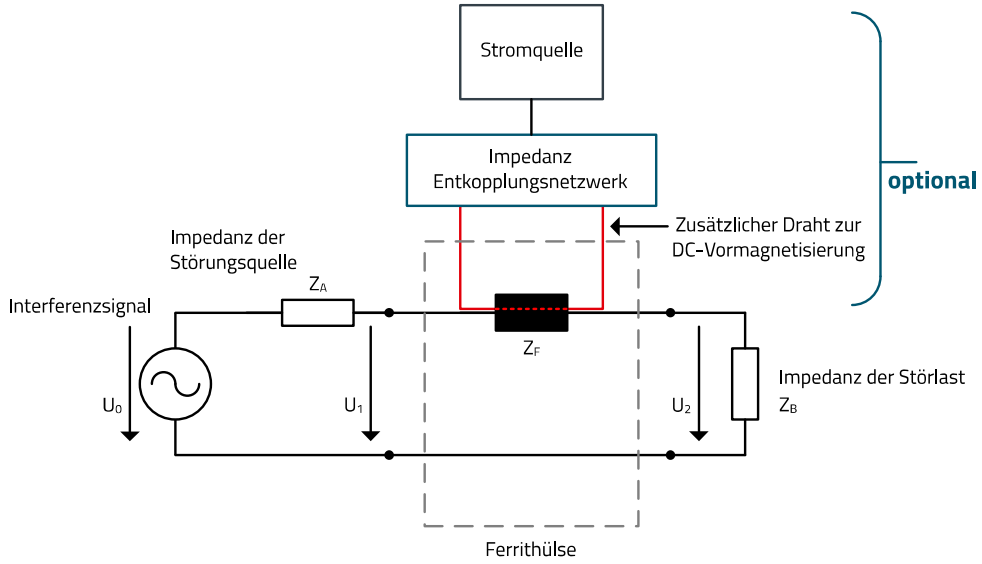


Abbildung 4: Funktionsschaltbild zur Bestimmung von Parametern zur Dämpfung von hochfrequenten Signalen auf Kabeln mittels Ferrithülsen.

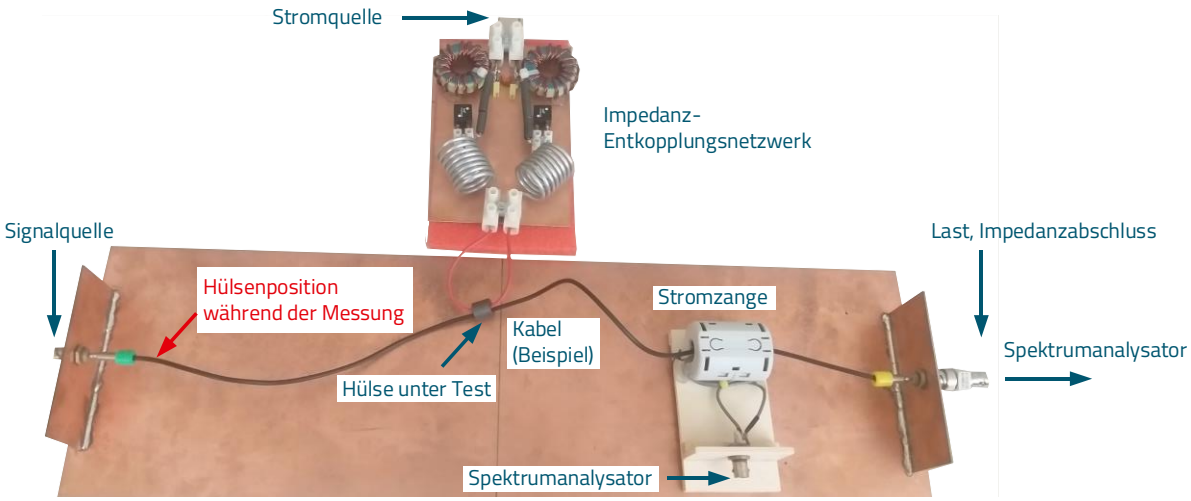


Abbildung 5: Laboraufbau zur Bestimmung von Parametern zur Dämpfung von hochfrequenten Signalen auf Kabeln mittels Ferrithülsen nach Abbildung 4.

Als Alternative kann als Quelle das Rechtecksignal eines Push-Pull-GaN-Buck-Konverters angeschlossen werden, um das Verhalten bei niedriger Quellimpedanz (< 1 Ω) zu beurteilen.

- Kabel (Beispiel): Prüfung mit verschiedenen Kabeln möglich (z.B. auch koaxial, Flachband).
- Ferrithülse (Prüfling): Die Ferrithülse wird ca. 20 mm vom Signaleingang positioniert. Während der Messung werden das Kabel und die Ferrithülse in einem Abstand von 10 mm über der Massefläche gehalten.
- Stromzange: Zur Messung des Störstromes vom Kabel. Die Kalibrierung erfolgt durch eine Leermessung ohne Prüfling.
- Last: Impedanzabschluss am Ende des Kabels. Kann variabel gewählt werden, um den Effekt durch verschiedene Lastimpedanzen aufzuzeigen.
- Entkopplungs-Netzwerk (Filter): Impedanzentkopplung der Stromquelle, um das Messergebnis bei Vormagnetisierung durch die Stromquelle nicht zu verfälschen.

04. MESSUNGEN

Um den Einfluss der wichtigsten Parameter auf das Dämpfungsverhalten aufzuzeigen, wurden zuerst die vier Ferritmaterialien im Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 110 MHz im Dämpfungsverhalten verglichen.

Daraus ergab sich, dass für den bevorzugten niedrigen Frequenzbereich bis 50 MHz die beiden Materialien NC und MnZn besonders geeignet sind, diese wurden in einer weiteren Messung hinsichtlich ihres Gleichstromsättigungsverhaltens verglichen, zusätzlich wurde die Einfügedämpfung im Frequenzbereich bis 10 MHz gemessen.

4.1 Vergleich der Materialien NiZn, MnZn, MgZn, NC

Gemessen wurde die Einfügedämpfung ohne Vormagnetisierung. Der Aufbau umfasst: Kabel (Litze) 1,5 mm², Innendurchmesser der Ferrithülsen ca. 6 – 8 mm, Ferrithülse über Kabel mit „ ½ “ Windung, Spektrumanalysator über einen 50 Ω Abschluss angeschlossen (nicht über Stromzange). Die gemessenen Frequenzbereiche sind:

- 100 kHz – 10 MHz (Abbildung 7)
- 10 MHz – 110 MHz (Abbildung 8).

Die Ergebnisse dieser Messungen sind in den Abbildung 7 und Abbildung 8 dargestellt, die Positionierung der Ferrithülsen zeigt Abbildung 6.

Interpretation der Kurven im Bereich bis 10 MHz (Abbildung 7):

Das MgZn-Material zeigt über den gesamten Frequenzbereich die niedrigste Einfügedämpfung, das NC-Material hat über den gesamten Frequenzbereich eine hohe Dämpfung, im Bereich zwischen 300 kHz und 4,5 MHz weist das MnZn-Material eine höhere Dämpfung auf. MgZn und NiZn haben im Frequenzbereich unter 2 MHz nur eine geringe Dämpfung.

Interpretation der Kurven im Bereich über 10 MHz (Abbildung 8):

NiZn und NC verhalten sich ähnlich und zeigen zwischen 10 MHz und 110 MHz nahezu gleiche Dämpfung, die Dämpfung von MgZn ist bis 60 MHz etwas geringer.

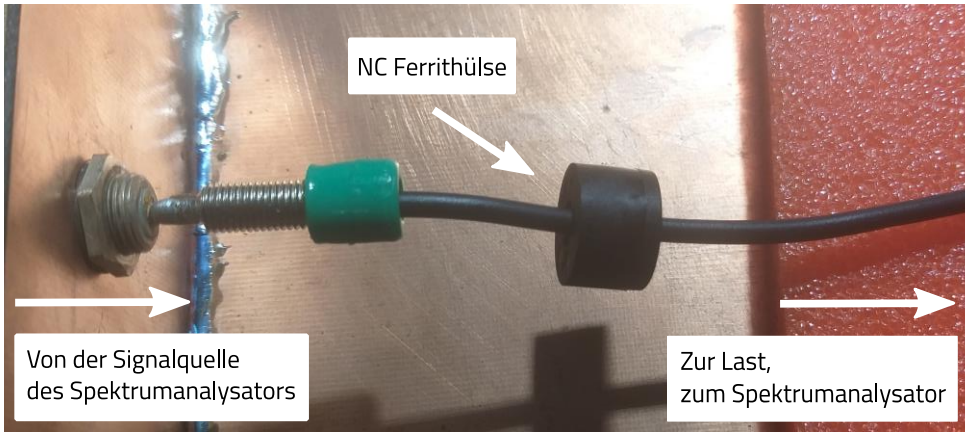


Abbildung 6: Positionierung der Ferrithülsen im Aufbau nach Abbildung 5.

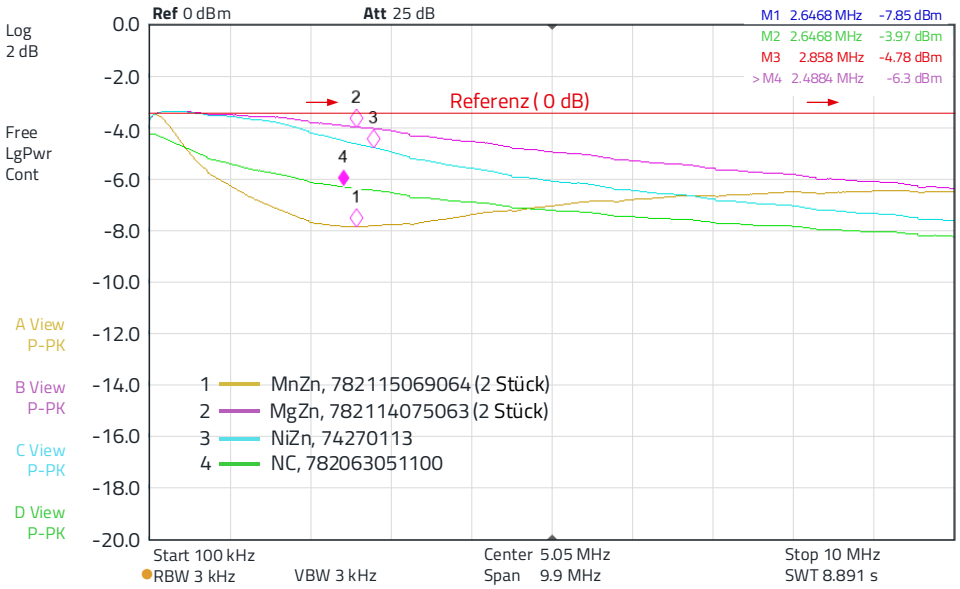


Abbildung 7: Einfügedämpfung der verschiedenen Ferrithülsen im Frequenzbereich von 100 kHz bis 10 MHz.

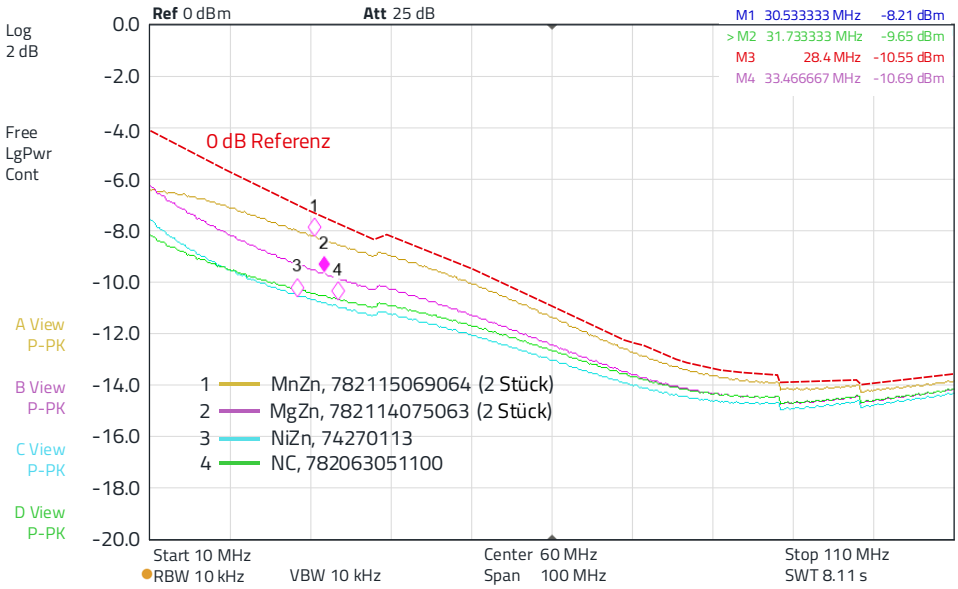


Abbildung 8: Einfügedämpfung der verschiedenen Ferrithülsen im Frequenzbereich von 10 bis 110 MHz.

MnZn hat über den gesamten Frequenzbereich die niedrigste Einfügedämpfung. Im Frequenzbereich ab 80 MHz überwiegen die parasitären kapazitiven Kopplungen des Aufbaus, sodass die Unterscheidung der Dämpfungseigenschaften hier nicht möglich ist.

4.2 Vergleich der Materialien MgZn, NC im Frequenzbereich ab 10 kHz

Gemessenen wurde die Einfügedämpfung ohne Vormagnetisierung. Der Aufbau umfasst: Kabel (Litze) 1,5 mm², Innendurchmesser der Ferrithülsen ca. 15 - 16 mm, Ferrithülse über Kabel mit „1 ½ " Windungen, Spektrumanalysator über einen 50 Ω Abschluss angeschlossen (nicht über Stromzange), Frequenzbereich 10 kHz – 50 MHz.

Bei der Messung nach Abbildung 9 zeigt sich der Vorteil des NC-Materials im niedrigen Frequenzbereich. Die NC-Hülse zeigt ab ca. 50 kHz eine Dämpfung von ca. 2 dB, MgZn erreicht diese Dämpfung erst ab ca. 1,8 MHz.

4.3 Vergleich der Materialien MgZn und NC jeweils mit/ohne DC-Vormagnetisierung

Der Aufbau zur Messung der Einfügedämpfung mit und ohne Vormagnetisierung durch Gleichstrom ist in Abbildung 10 dargestellt. Der Aufbau umfasst: Kabel (Litze) 1,5 mm², Innendurchmesser der Ferrithülsen ca. 15 - 16 mm, Ferrithülse über Kabel mit „1 ½" Windungen, Spektrumanalysator über einen 50 Ω Abschluss angeschlossen (nicht über Stromzange).

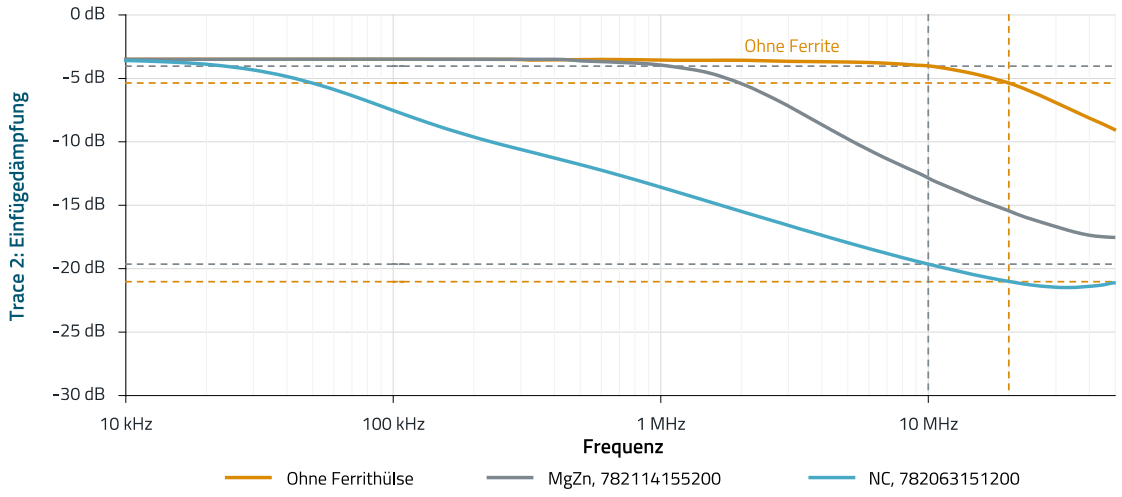


Abbildung 9: Vergleich der Einfügedämpfung im Frequenzbereich von 10 kHz bis 50 MHz mit MgZn Ferrit 782114155200 (grau), NC Ferrit 782063151200 (blau) und ohne Ferrit (orange).

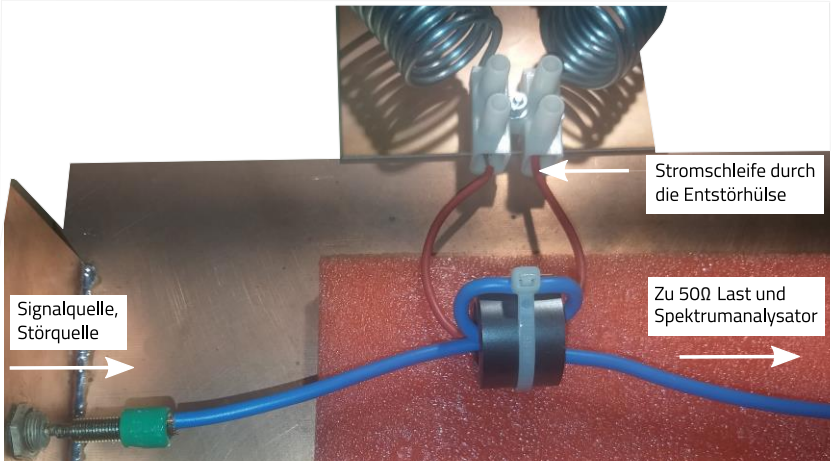


Abbildung 10: Aufbau zur Messung der Einfügedämpfung ohne und mit Vormagnetisierung durch Gleichstrom.

Gemessene Frequenzbereiche:

- MgZn, 10 kHz – 50 MHz (Abbildung 11), mit / ohne Vormagnetisierung
- NC, 10 kHz – 50 MHz (Abbildung 12), mit / ohne Vormagnetisierung

Aus den Abbildung 11 und Abbildung 12 ist deutlich die hohe „Sensibilität" von nanokristallinem Material gegenüber einer Vormagnetisierung durch Gleichstrom zu erkennen.

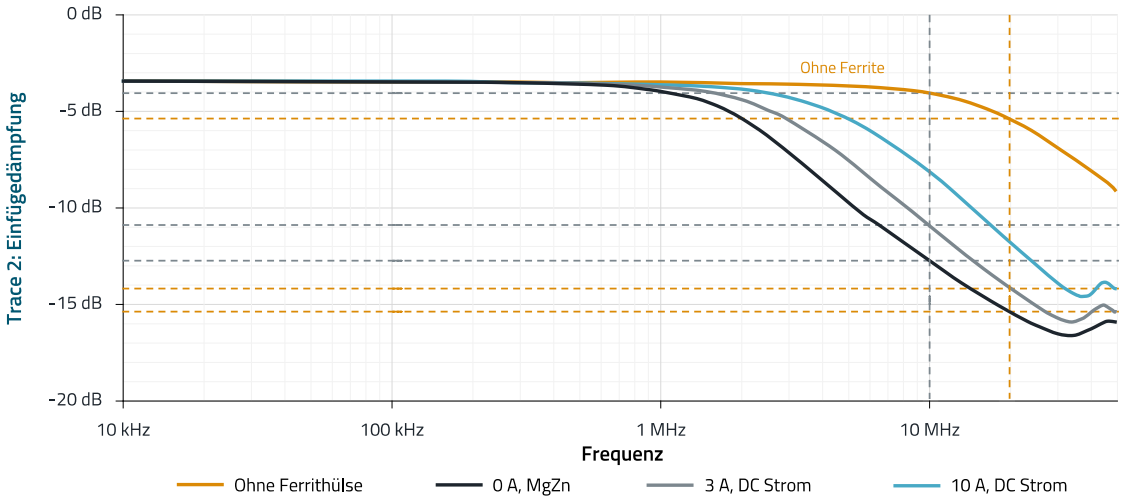


Abbildung 11: Einfügedämpfung 10 kHz bis 50 MHz, MgZn-Ferrithülse 7821141552000, bei 0 A, 3 A und 10 A DC-Vormagnetisierung.

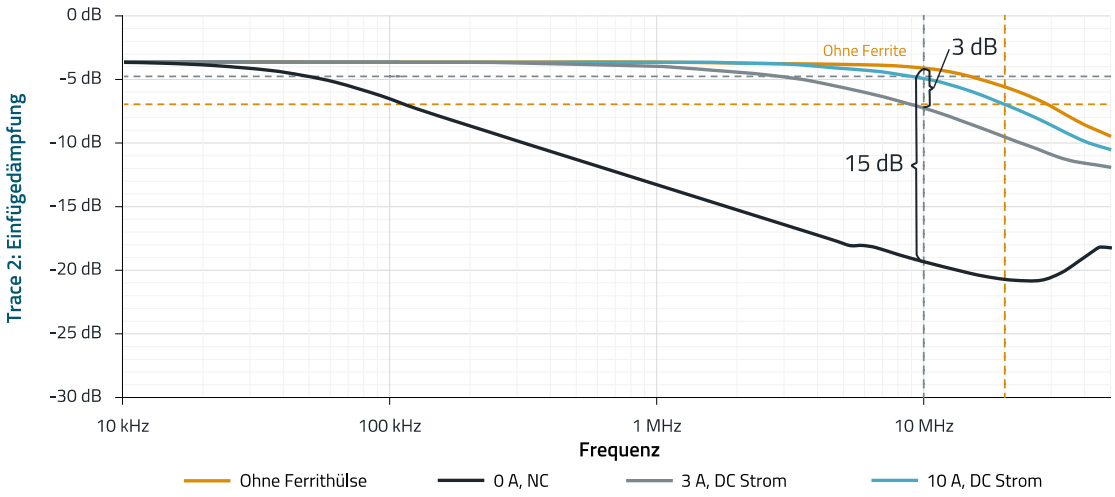


Abbildung 12: Einfügedämpfung 10 kHz bis 50 MHz, NC-Ferrithülse 782063151200, bei 0 A, 3 A und 10 A DC-Vormagnetisierung.

Schon bei einem Strom von 3 A durch die Ferrithülse (Abbildung 12) verringert sich bei 10 MHz die Einfügedämpfung von 15 dB auf 3 dB, bei 10 A ist es weniger als 1 dB. Grund dafür ist die hohe magnetische Permeabilität des nanokristallinen Materials von μ_i = 30,000, gegenüber der magnetischen Permeabilität des Mangan-Zink Materials von μ_i = 800. Durch die hohe magnetische Permeabilität gerät das Material deutlich schneller in Sättigung. Ein Vergleich der Impedanzen aus den Datenblättern in Abbildung 13 zeigt auch die hohe Impedanz des NC-Materials im niedrigeren Frequenzbereich bis 50 MHz.
Eine Messung mit einem Impedanzanalysator im Frequenzbereich von 100 Hz bis 50 MHz bestätigt die Impedanzen mit der zugehörigen Phase der Ferrithülsen (Abbildung 14).
Das jeweilige Phasenplatau zeigt den Bereich der Resonanzfrequenz, beim NC-Material ist das im Bereich zwischen 1 kHz und 100 kHz, beim MgZn-Material ist das der Bereich zwischen 10 kHz und 2 MHz. Im Plataubereich der Phase und darunter, wirkt das Ferritmaterial vorwiegend induktiv, darüber vorwiegend resistiv, also verlustbehaftet. Das NC-Material ist demnach im niedrigen Frequenzbereich von 10 kHz bis 10 MHz effektiver für die Absorption von Störströmen und hat wegen der schon erwähnten hohen Permeabilität eine um den Faktor 10 höhere Impedanz als das Magnesium-Zink Material.
Soll in der Anwendung der Ferrithülse ein hoher Gleichstrom durch die Hülse geleitet werden, muss das statische Magnetfeld in der Ferrithülse durch den zum Verbraucher geführten Rückleiter kompensiert werden. Abbildung 15 zeigt das Prinzip der Stromkompensation.

4.4 Applikation der NC und MgZn Ferrithülsen mit Stromkompensierung

Wird eine Ferrithülse zur Dämpfung von Störungen verwendet, darf die Vormagnetisierung, wie im Abschnitt 03 gezeigt, nur gering sein (typ. < 2 A). Das magnetische Feld, erzeugt durch den Gleichstromfluss durch den Leiter um den sich die Ferrithülse befindet, muss kompensiert werden.

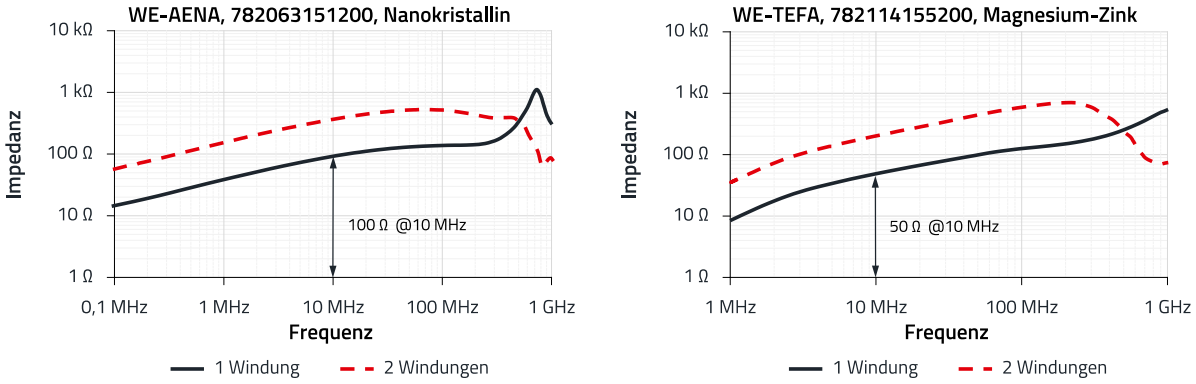


Abbildung 13: Vergleich der Impedanzkurven aus den Datenblättern der Ferrithülsen.

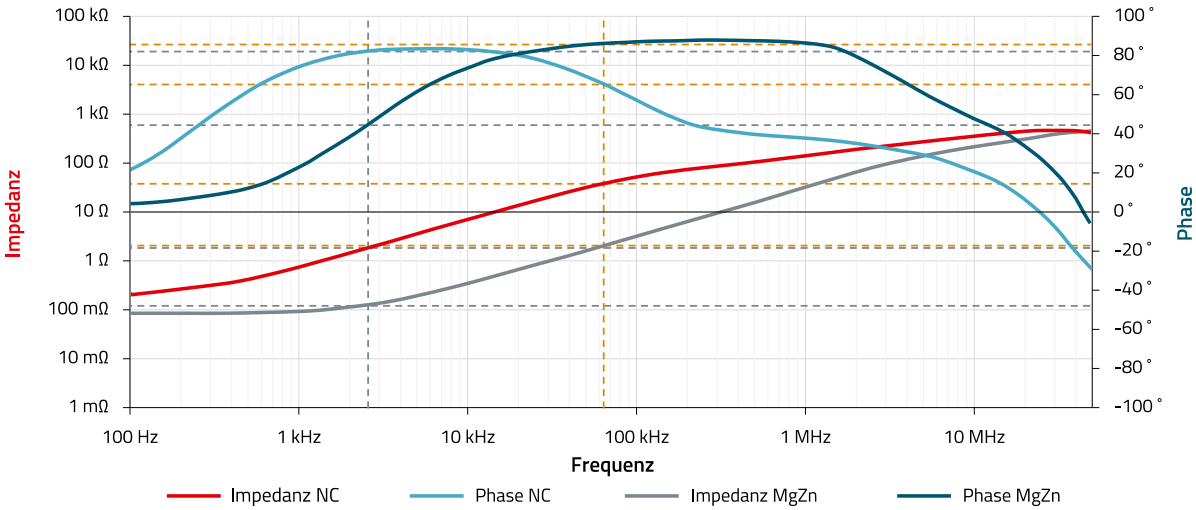


Abbildung 14: Impedanz und Phase der Ferrithülsen WE-AENA, 782063151200, Nanocrystalline und WE-TEFA, 782114155200, Magnesium-Zink, jeweils 2 Windungen.

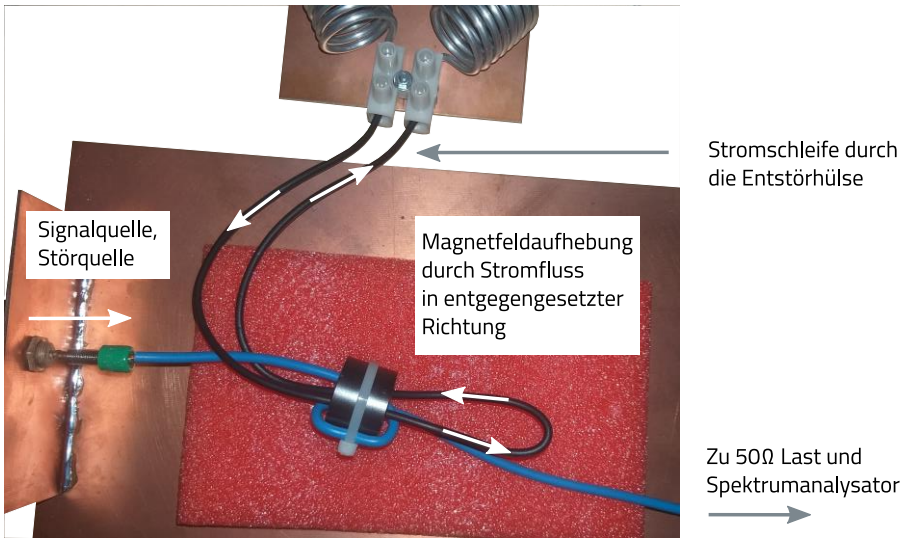


Abbildung 15: Messung der Einfügedämpfung der Ferrithülsen mit Stromkompensation.

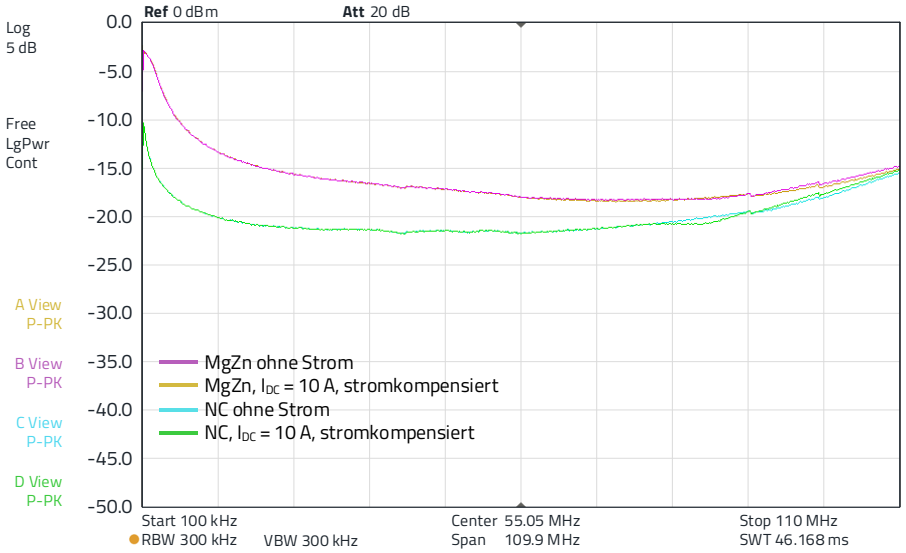


Abbildung 16: Einfügedämpfung der Ferrithülsen 782063151200, nanokristallin und WE-TEFA, 782114155200, Magnesium-Zink, jeweils 2 Windungen ohne Bestromung und mit Stromkompensation, DC-Strom: 10 A.

Die Kompensation geschieht am einfachsten dadurch, dass der Rückleiter (Masseleitung) ebenfalls durch den Ferrit geleitet wird. Im Folgenden wird die Einfügedämpfung der NC- und MgZn – Ferrithülsen bei Betrieb mit Stromkompensation gezeigt. In Abbildung 15 ist der Aufbau dargestellt.

Es zeigt sich, dass durch die Stromkompensation die Beeinflussung durch die Magnetfeldsättigung nahezu vollständig kompensiert werden kann. Selbst, wenn Hin- und Rückleiter in der Ferrithülse nicht parallel nebeneinander verlaufen, sondern durch den Signalleiter getrennt sind, verschlechtert sich die Kompensation nur geringfügig (< 1 dB). In Abbildung 16 sind die Ergebnisse dargestellt.

Die Applikation mit Stromkompensation hat nicht nur Vorteile:

- Systembedingt ist eine Stromkompensation nicht überall möglich, da häufig ein Chassis aus Metall den Rückleiter bildet und so der „Rückstrom" nicht durch die Ferrithülse geleitet werden kann.
- Die Einfügedämpfung einer Ferrithülse hängt stark von der „Strahlungsimpedanz" des Kabels ab. Ein Kabel ist HF-technisch gesehen, ein Monopol. Dessen Fußpunktimpedanz, d.h. die Impedanz an der Strahlungsquelle, ist stark von der Wellenlänge des Störsignals, bzw. der elektrischen Länge des Kabels abhängig. Die Impedanz schwankt zwischen einigen Ohm bis zu mehreren kΩ.
- Es können beim Aufbau mit Stromkompensation keine unsymmetrischen Störanteile im Signal gedämpft werden.

Wechselrichter, Schaltregler und ähnliche leistungsschaltende Elektroniken erzeugen aber durch das Schaltprinzip Gleichtakt- und Gegentaktstörungen, die einen nicht unerheblichen Anteil am Störpotenzial haben.

Der folgende Laboraufbau im Abschnitt 4.5 zeigt die Problematik deutlich.

4.5 Applikation der NC und MgZn Ferrithülsen, Signalquelle GaN-DC/DC-Wandler mit asymmetrischen Störpotenzial, Einspeisung in eine „Doppelader“

Als Signalquelle wurde hier ein GaN-Push-Pull Signalgenerator verwendet, bei dem ein Tastverhältnis von 1 : 2, d.h. 50% eingestellt wurde und dessen Taktfrequenz in den Schritten 0,5; 1; 2 und 4 MHz verändert werden kann. Die Signalamplitude betrug 10 V_{pp}, ein Adernpaar (Länge: 60 cm) speiste eine Last von 100 Ω. Gemessen wurde hier, wie in Abbildung 17 dargestellt, mit einer Stromzange und einem Spektrumanalysator:

- Jeweils vor und hinter dem Ferrit, Differential- und Common-Mode der einen Ader: Eine Ader durch die Stromzange.
- Jeweils vor und hinter dem Ferrit, Common Mode: Zwei Adern durch die Stromzange.

Die Ergebnisse in Abbildung 18 zeigen, dass in einem HF-technisch nicht abgeschlossenen System weder im CM noch im DM mit definierten Einfügedämpfungen gerechnet werden kann.

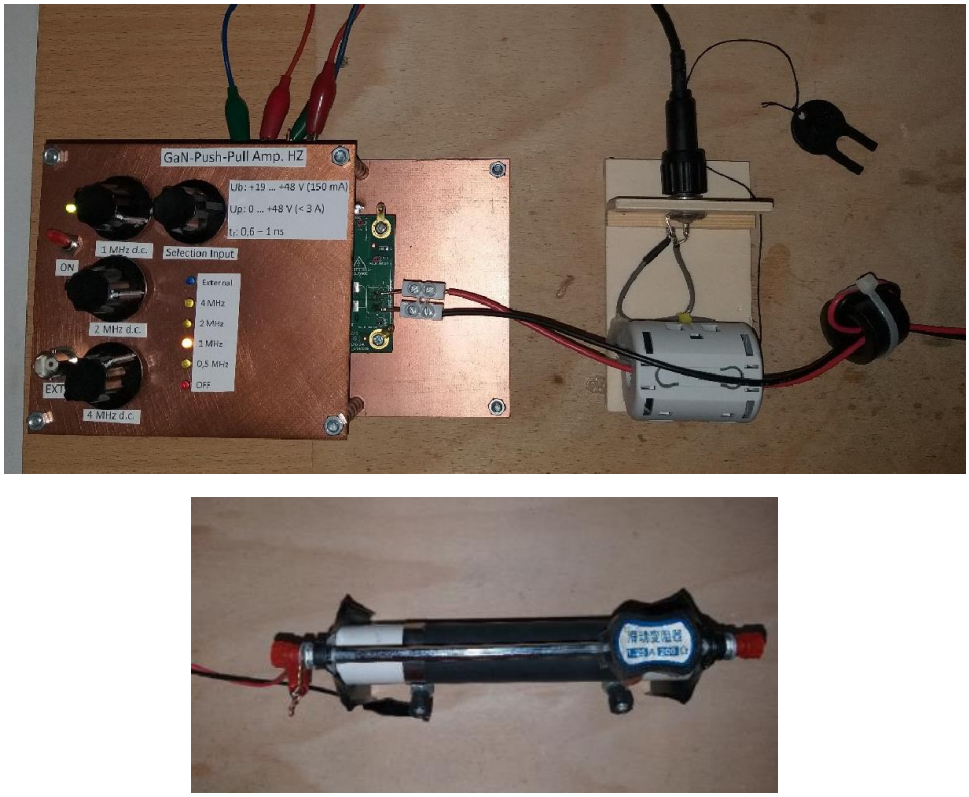


Abbildung 17: Aufbau zur Messung von Differential- und Common-Mode Einfügedämpfung mit praxisnaher Signalquelle (GaN-Push-Pull Endstufe).

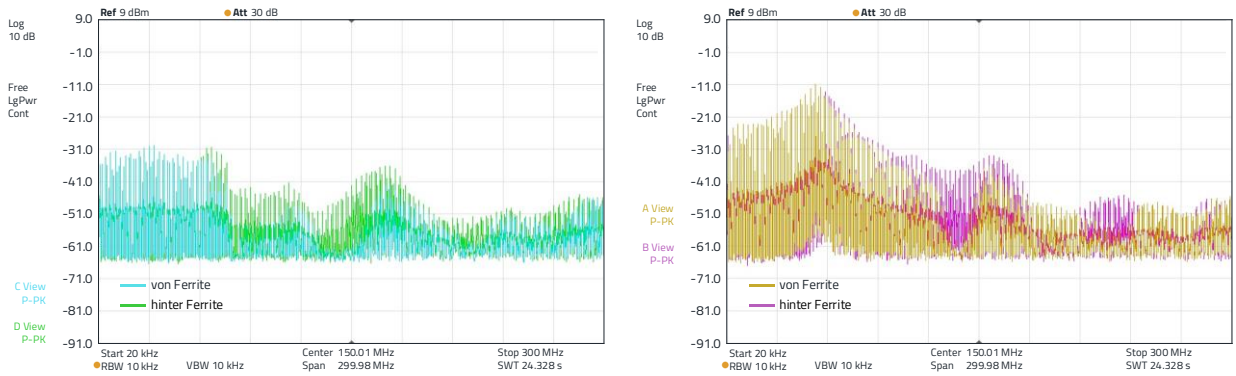


Abbildung 18: Links: CM, blau vor dem Ferrit, grün hinter dem Ferrit. Rechts DM, braun vor dem Ferrit, lila hinter dem Ferrit.

Die Wirkung ist abhängig von der Reihenschaltung aus erzeugter Impedanz der Ferrithülse und Strahlungswiderstand des Kabels.
Um diese Problematik, die direkten Einfluss auf das Entstörkonzept hat, klarer darzustellen, wurde die Impedanz einer Zweidrahtleitung (Twisted Pair) gemessen, Abbildung 20 zeigt die Ergebnisse. Zu beachten ist, dass die verwendeten Begriffe Common-Mode (CM) und Differential Mode (DM) sich auf das hochfrequente Signal, d.h. in der Praxis auf das von der Quelle erzeugte Störsignal, beziehen. Abbildung 19 zeigt die Konfigurationen.

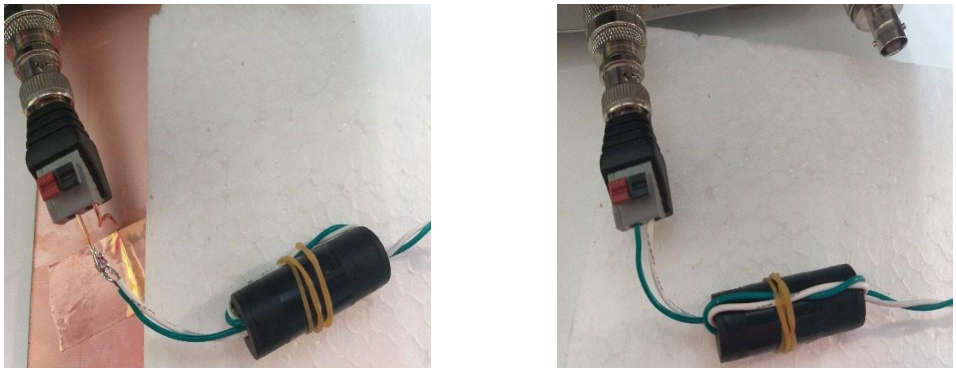


Abbildung 19: Konfigurationen zu den Messungen. Links CM, d.h. Ader a und Ader b zusammen gegen eine Massefläche, auf der die 2 m lange Doppelader positioniert ist.Rechts DM, Ader a gegen Ader b, ohne Massebezug.

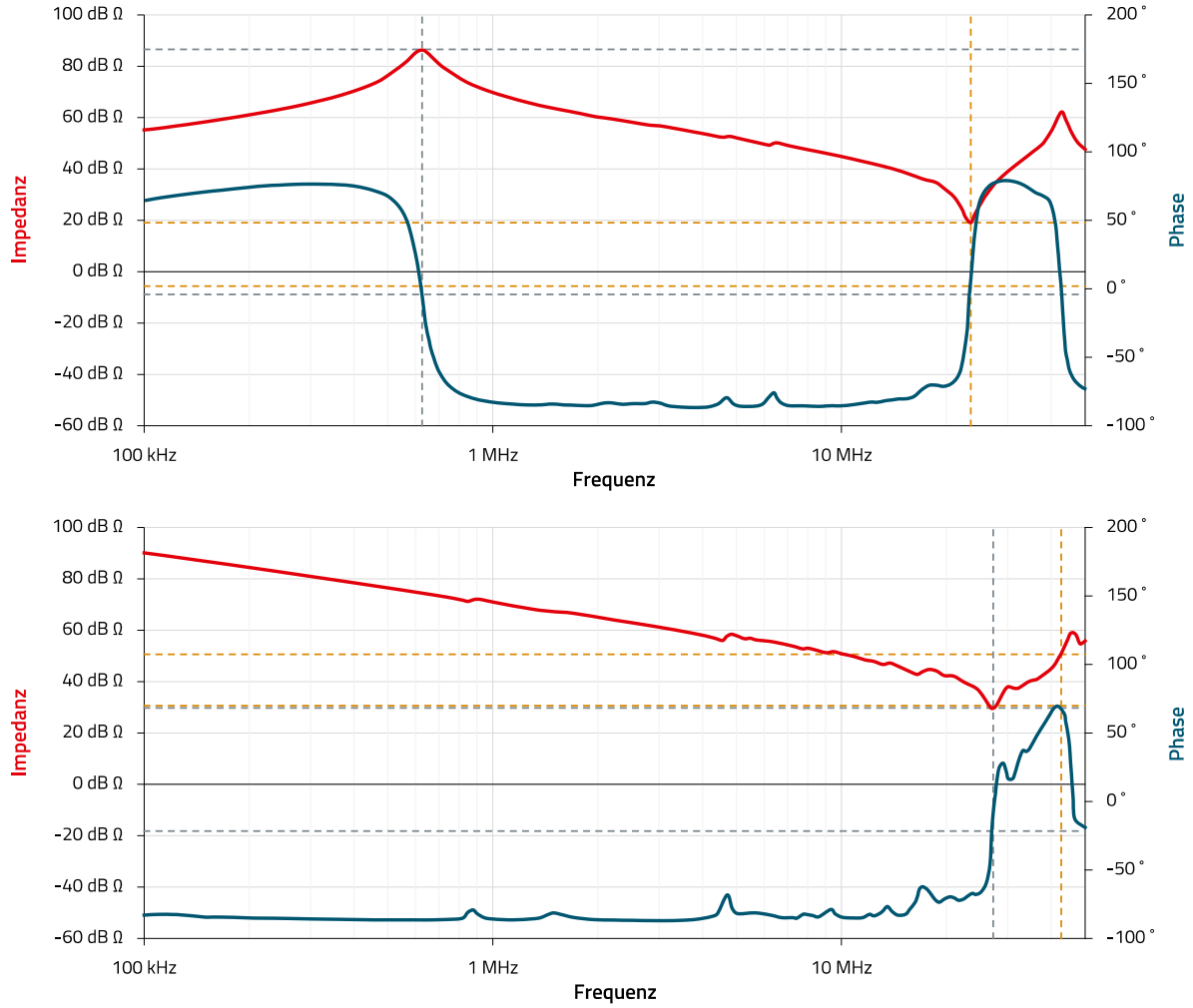


Abbildung 20: Impedanz und Phase, oben: Twisted Pair freihängend, Impedanz zwischen Ader a und b. Unten: Twisted Pair zusammen, Impedanz zwischen Adern a / b gegen Massefläche (Adern-Fläche Abstand: 4 cm).

Die Messungen in Abbildung 20 zeigen zusätzlich zum Betrag der Impedanz die Phase. Es ist zu erkennen, dass an den Resonanzstellen (Abbildung 20 oben: 620 kHz, 23 MHz, 45 MHz, Abbildung 20 unten: 25 MHz) die Phase jeweils von einem positiven zu einem negativen Wert oder umgekehrt wechselt. Wechselt die Phase von einem positiven Wert zu einem negativen, verhält sich die Leitung vor der Resonanzstelle induktiv, danach kapazitiv. Bei wechselnder Polarität von einem negativen zu einem positiven Wert, ist es umgekehrt, vor der Resonanzstelle kapazitiv, danach induktiv. Je größer der absolute Unterschied des Phasensprungs ist, desto höher ist die Güte der Resonanzstelle. Das erklärt, warum der Phasensprung bei der Leitung mit Ferrit nicht so ausgeprägt ist, denn die Ferrithülse verringert durch ihre „Bedämpfung", d.h. der resistive Anteil μ_r'' der Permeabilität, die Güte der Leitung.
In beiden Fällen zeigt sich die relativ hohe Impedanz der Leitungen. Die hohe Impedanz reduziert die Wirkung einer seriell in den Draht eingebrachten Ferrithülse, da das Verhältnis von Drahtimpedanz und Ferrithülsen-Impedanz zu gering ist. Die Messung in Abbildung 21 zeigt den Vergleich ohne/mit NC-Ferrithülse, die Aufbauten entsprechen denen nach Abbildung 20, d.h. oben, Differential Mode (Ader a gegen b), unten Common Mode (beide Adern zusammen gegen Masse). Es zeigt sich im Bereich der niedrigen Kabelimpedanz und der relativ hohen Impedanz der NC-Hülsen (vergl. Abbildung 14) eine Dämpfung von bis zu 30 dB.
Die Messungen in Abbildung 21 zeigen klar, dass eine Dämpfung der DM-Störungen mit „stromkompensiertem Aufbau", d.h. beide Leitungen durch den Ferrit, über den gesamten Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 50 MHz keine Dämpfung bewirkt. Die Messungen zeigen aber auch, dass im Falle der Common-Mode Applikation, d.h. beide Adern zusammen gegen eine Massefläche, nur dort mit einer brauchbaren Einfügedämpfung zu rechnen ist, wo das Verhältnis zwischen Kabelimpedanz und Ferritimpedanz groß genug ist.

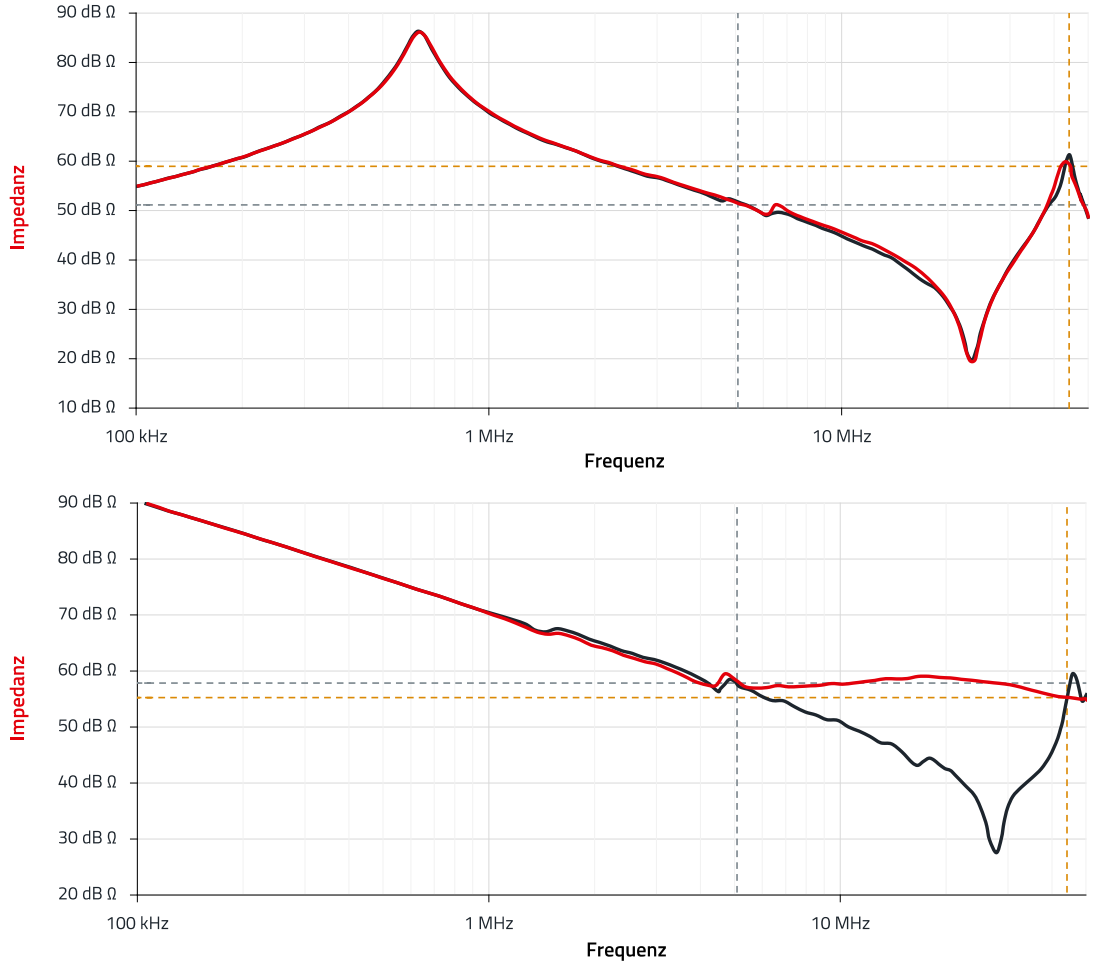


Abbildung 21: Oben: Impedanz Ader a gegen Ader b, rote Kurve: ohne Ferrit, schwarze Kurve mit NC-Ferrithülse (2 × 782063151200) mit 1 ½ Windungen. Unten: Rote Kurve: Twisted Pair zusammen, Impedanz zwischen Adern a / b gegen Massefläche (Adern-Fläche Abstand: 4 cm). Schwarze Kurve: Einfügen einer NC-Ferrithülse (2 × 782063151200) mit 1 ½ Windungen.

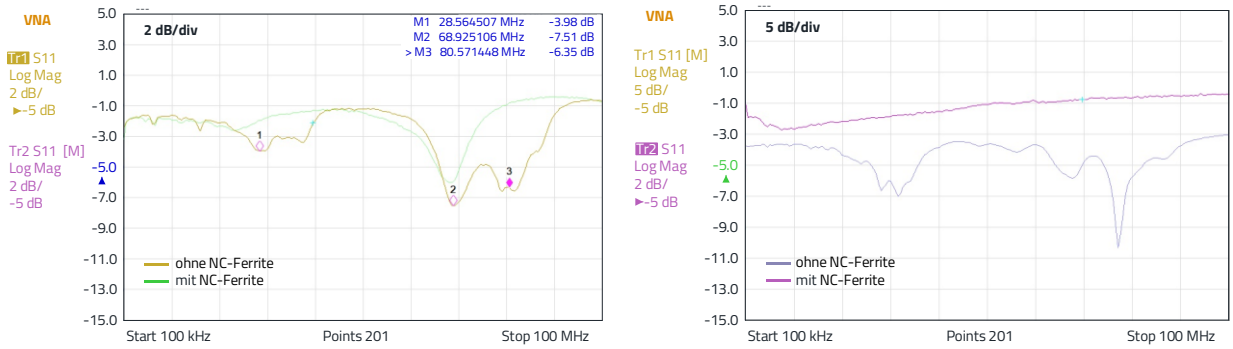


Abbildung 22: S11-Messung. Links DM, Ader a gegen Ader b, freihängend, gelb ohne NC-Ferrit, blau mit. Rechts CM, Adern a und b zusammen gegen Massefläche, blau ohne NC-Ferrit, lila mit.

In Abbildung 20 unten ist das der Bereich zwischen 5 MHz und 45 MHz. In Abbildung 14 ist zu ersehen, dass in diesem Frequenzbereich die Impedanz des NC-Materials höher, bzw. ansteigend ist.
Folgend wurde der Messbereich bis 100 MHz erweitert, zur klareren Analyse wurde der Reflexionsfaktor S11 gemessen. Abbildung 22 zeigt die Ergebnisse.
Es bestätigen sich die Ergebnisse aus Abbildung 21. Zur Erläuterung der S11-Messung: Ein höherer Wert bedeutet eine höhere Reflexion am „Eingang" zum Kabel, d.h. vom Kabel wird weniger Energie abgestrahlt. Auf die DM-Applikation hat die Ferrithülse so gut wie keinen brauchbaren Einfluss, die CM-Applikation hingegen zeigt, dass der Reflexionsfaktor um mindestens 5 dB zunimmt, d.h. weniger „Störenergie" in das Kabel eingespeist wird. Die obigen Messungen wurden im 50 Ω System durchgeführt, das Kabel war am Ende, HF-technisch gesehen, offen.

05. MESSAUFBAU IN ANLEHNUNG AN CISPR 25 UND WESENTLICHE EINFLUSSGRÖßEN

Im Folgenden soll das System so betrachtet werden, wie es elektrotechnisch nach CISPR 25 vorgesehen ist. Abbildung 23 zeigt das Prinzip.

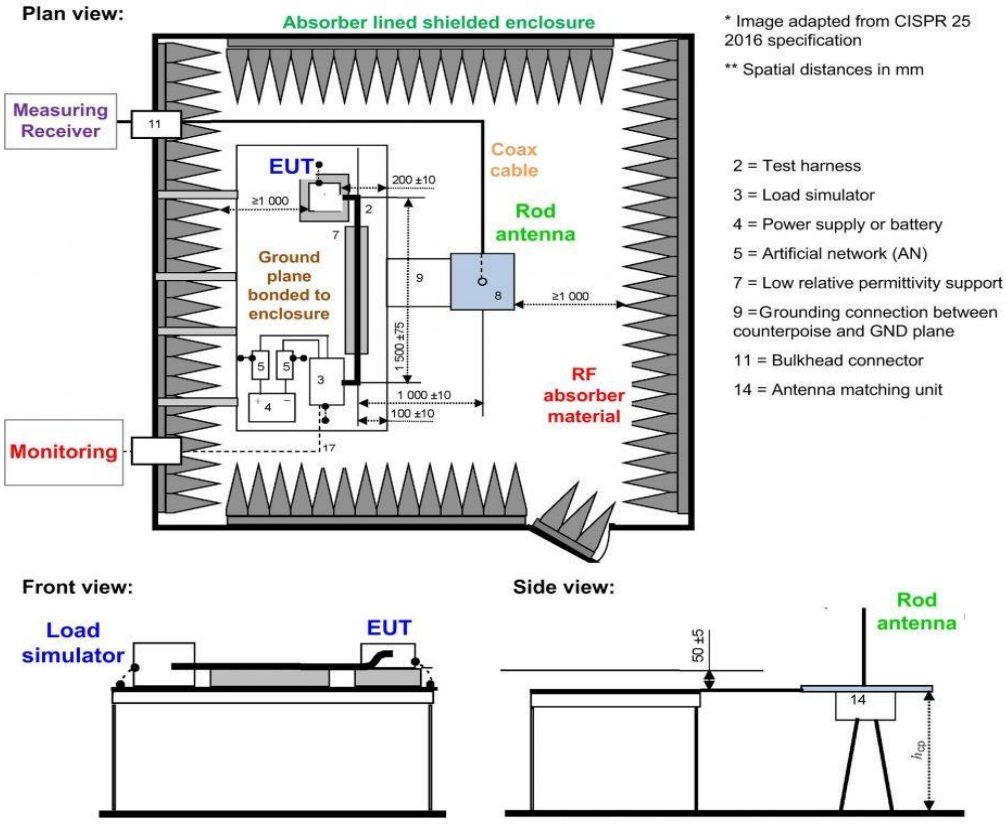


Abbildung 23: Aufbau der gestrahlten Emissionsmessung nach CISPR 25.

Die Kabellänge beträgt 1,5 m, vertikal im Abstand von 5 cm über einer leitenden, geerdeten Masseplatte verlegt. Gemessen wurde nur Common Mode, d.h. beide Adern an der HF-Signalquelle zusammengeschaltet, Messung des Signals gegen die Masseplatte (GND-Referenz).
Im Gegensatz zum Aufbau nach CISPR 25 wurde jedoch nicht die gestrahlte Emission (Funkstörfeldstärke) gemessen, sondern der Reflexionsfaktor S11, an dem klar zu erkennen ist, welche Frequenzbereiche von der Kabelanordnung bevorzugt abgestrahlt werden und wie sich Maßnahmen durch Ferrithülsen auswirken. Polarisation und Ausrichtung von Antennen, Umgebungseinflüsse der Schirmkabine und ähnliche Effekte haben somit keinen Einfluss auf das Messergebnis. Weiterhin kann eine Reflexionsmessung direkt im Kfz als Eintormessung erfolgen, wobei alle relevanten Koppelmechanismen des Systemeinbaus mit einfließen und die Messung somit repräsentativ für das Endsystem ist. Natürlich muss die Elektronik dabei spannungsfrei sein, da sonst der Netzwerkanalysator beschädigt wird und im Falle von kleinen Leistungen das Messergebnis verfälscht wird.
In der Praxis sind sowohl die Impedanz der Last, als auch die der Quelle im Störfrequenzbereich nicht definiert, sodass deren Einfluss hier näher betrachtet werden soll. Des Weiteren wurde der zu messende Frequenzbereich nach unten bis 150 kHz erweitert und nach oben auf 200 MHz beschränkt. Der Grund ist, dass im Falle der S11-Messung erkannt werden kann, wie Maßnahmen unter 30 MHz auf die Dämpfung des Quellsignals Einfluss nehmen, da ja keine „gestrahlte" Emission gemessen wird. Die Begrenzung auf 200 MHz wurde deshalb gewählt, da über 200 MHz erstens in den meisten Fällen die Abstrahlung von Elektronikbaugruppen direkt und im Differential-Mode erfolgt und zweitens wegen der relativ kurzen Wellenlängen und in Folge dessen der hohen Frequenzen die Koppeleinflüsse des Aufbaus eine Reproduzierbarkeit soweit erschweren, dass kaum aussagekräftige Ergebnisse zu erwarten sind.

5.1 Kabelabschluss und dessen Einfluss

Es wurden die offene Leitung, die mit Ferriten abgeschlossene Leitung und jeweils S11 mit der über die H-Feld-Sonde aufgenommenen Emission im Nahfeld (ca. 15 cm Abstand) gemessen. Der Messaufbau erfolgte nach Abbildung 24, die Ergebnisse ohne Abschluss sind in Abbildung 25 dargestellt, die Ergebnisse mit Abschluss in Abbildung 26.
Wie aus Abbildung 25 zu ersehen ist, ist S11 quasi die an der Abszissenachse (Frequenz) „gespiegelte" Kurve des Emissionsprofils.

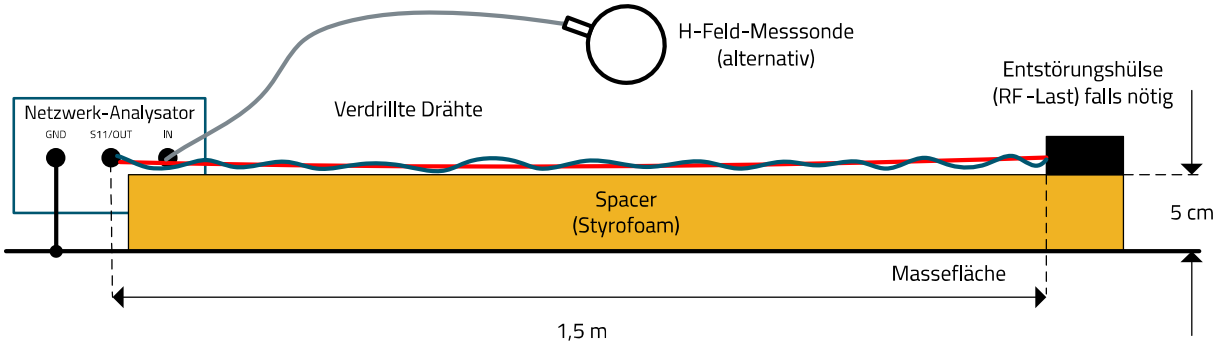


Abbildung 24: Messaufbau zur Evaluierung des Einflusses von Abschluss-Impedanzen auf den Reflexionsfaktor und der Vergleich S11 mit H-Feld (Nahfeld).

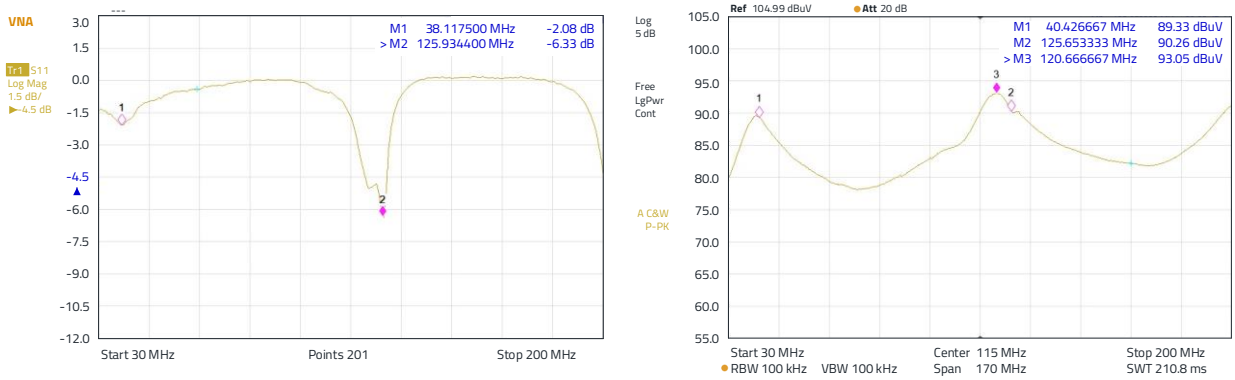


Abbildung 25: S11, Messergebnisse des Einflusses von Abschluss-Impedanzen auf den Reflexionsfaktor, offenes Kabelende, gemessen über S11 mit einer H-Feld-Sonde.

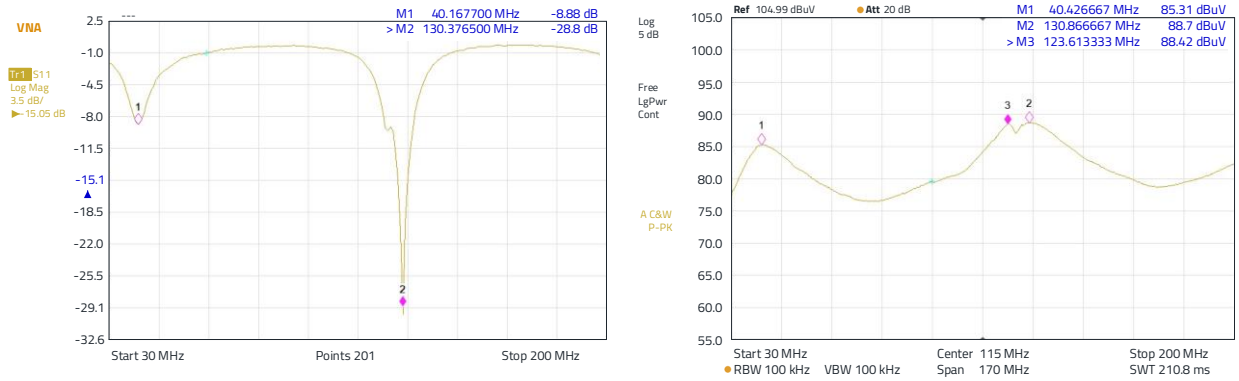


Abbildung 26: Messergebnisse des Einflusses von Abschluss-Impedanzen auf den Reflexionsfaktor, Kabelende mit Ferriten bedämpft, gemessen über S11 mit einer H-Feld-Sonde.

Natürlich stimmen die Kurven nicht exakt überein, da die Transmissionsfaktoren unterschiedlich sind, eine leitungsgebundene Reflexionsmessung unterscheidet sich in ihrem Messverfahren erheblich von einer Messung mit H-Feld-Sonde im Nahfeld der Signalquelle (Draht, Leitung). Die folgenden Messungen zeigen die Profile mit abgeschlossener Leitung, d.h. am Ende, nach 1,5 m wurde die Leitung mit Ferriten bedämpft.

Die Bandbreite der Resonanzen in der S11 – Messung nach Abbildung 26 ist deutlich geringer, die Güte der Resonanzen ist gestiegen. Die obere Resonanz hat sich um 5 MHz nach 130 MHz verschoben, das ist mit einer Veränderung der elektrischen Länge der Leitung zu erklären. Insgesamt führt der Abschluss zu einer Verringerung der Emission des H-Feldes, da der Abschluss einen Teil der Energie absorbiert.

Die essenzielle Frage die sich stellt ist, wie die Maßnahme „Aufbringen einer Ferrithülse auf ein Kabel" von der Lastimpedanz abhängt. Dabei ist Lastimpedanz die Impedanz, die das hochfrequente Störsignal „sieht" und nicht das Nutzsignal.

Um diese Impedanzabhängigkeit aufzuzeigen, wurde am Ende der Leitung ein „HF-taugliches" Potentiometer (variabler ohmscher Widerstand) angebracht. Die Impedanz wurde variiert, bis die Kurve des empfangenen Störpegels über der Frequenz, gemessen mit der H-Feld Sonde, möglichst geradlinig verläuft, d.h. „Anpassung" herrscht. Als Vergleich wurde das Emissionsspektrum bei offener Leitung und beim Kurzschluss gegen Masse mit hinzugenommen. Die Abbildung 27 zeigt die Messergebnisse.

Die am Ende mit 250 Ω abgeschlossene Leitung ergibt einen flachen Kurvenverlauf der Emission, der Unterschied zwischen „Offen" und „gegen Masse" ist hoch. Betrachtet man die Marker 1 → 2 und 1 → 3, ergeben sich Differenzen von 13 dB und 16 dB, d.h. zwischen offener und gegen Masse kurzgeschlossener Leitung von fast 30 dB.

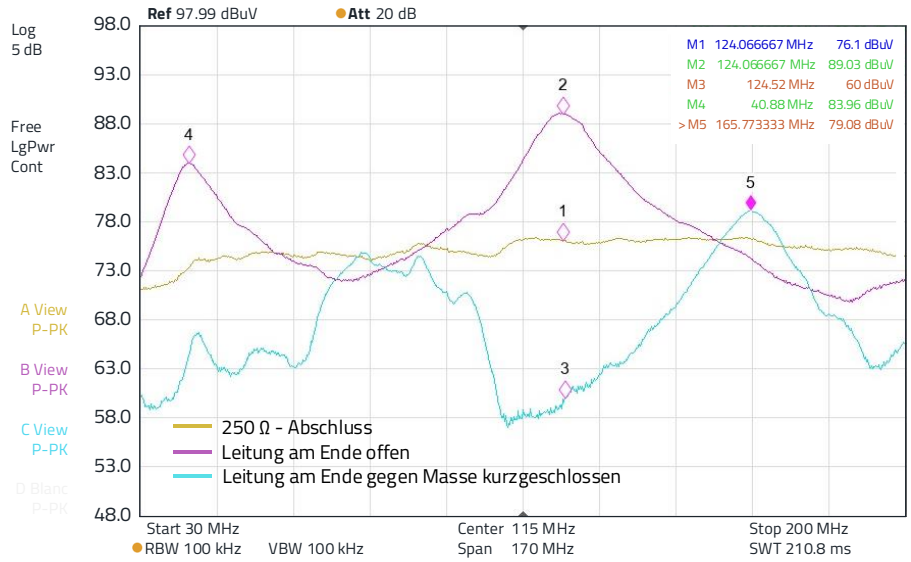


Abbildung 27: Emissionsspektrum, erfasst mit einer H-Feldsonde. Gelb: 250 Ω -Abschluss, Lila: Leitung am Ende offen, Blau: Leitung am Ende gegen Masse kurzgeschlossen.

5.2 Bei welcher Abschlussimpedanz wirkt die Ferrithülse am besten?

Ausgehend von den Erkenntnissen aus Abschnitt 5.1 wurde nun das Emissionsspektrum bei verschiedenen Abschlussimpedanzen und „mit und ohne Ferrithülse" gemessen. Als Ferrithülse dienten zwei WE-AENA Axial EMI Suppression Nanocrystalline, No 782063151200. Der Aufbau ist zur Verdeutlichung in Abbildung 28 dargestellt, die Messergebnisse zeigt Abbildung 29.

Der Einfluss der Abschlussimpedanz ist auch mit aufgebrachter Ferrithülse deutlich zu sehen, die Skalierung der Emissionsachse in Abbildung 29 ist 2 dBuV / div.

- 30 MHz bis 64 MHz: Ferrithülse bringt deutliche Verbesserung zwischen 4 und fast 6 dB gegenüber der Emission ohne Ferrithülse. Der impedanzabhängige Unterschied beträgt 2 dB.
- 95 MHz bis 112 MHz: Bei am Ende offener Leitung ist der Unterschied mit/ohne Ferrit marginal. Mit abnehmender Abschlussimpedanz nimmt auch die Emission ab. Bei Kurzschluss am Leitungsende ist der Unterschied zum offenen Ende 7 dB, bei 112 MHz sind es bis zu 12 dB.
- 166 MHz bis 183 MHz: Hier zeigt sich eine erhöhte Emission bei offener - und eine etwas niedrigere bei kurzgeschlossener Leitung. Impedanzabschlüsse bewirken eine niedrigere Emission, wobei der 1 kΩ-Abschluss die niedrigste Emission bewirkt.

Zusammenfassung der Ergebnisse:

HF-technisch kurzgeschlossene und offene Leitungen sind wegen der stehenden Wellen auf der Leitung über der Frequenz schwer kontrollierbar. Je nach Frequenzbereich kann eine Ferrithülse die Emission sogar erhöhen. Deshalb sollten HF-technisch offene und kurzgeschlossene Leitungen vermieden werden. HF-technisch offene und kurzgeschlossene Leitungen können auch sein:

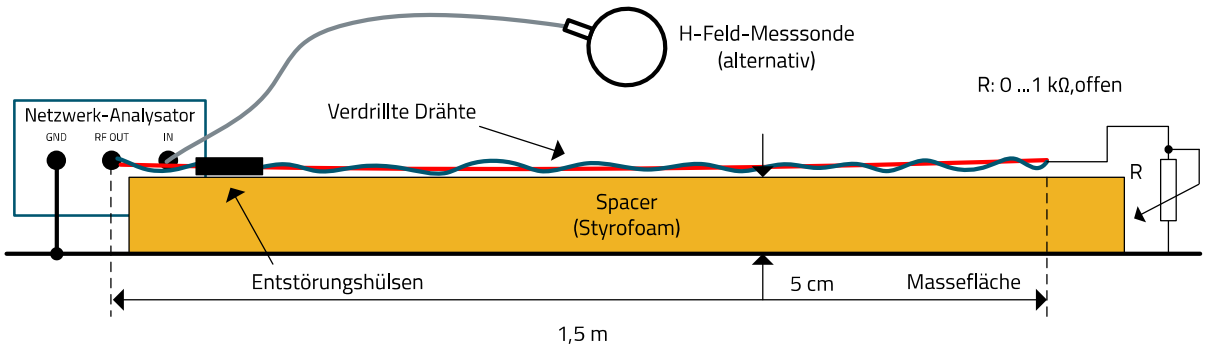


Abbildung 28: Aufbau zur Messung des Emissionsspektrums mit/ohne NC-Ferrithülse unter Berücksichtigung der HF-Abschlussimpedanz.

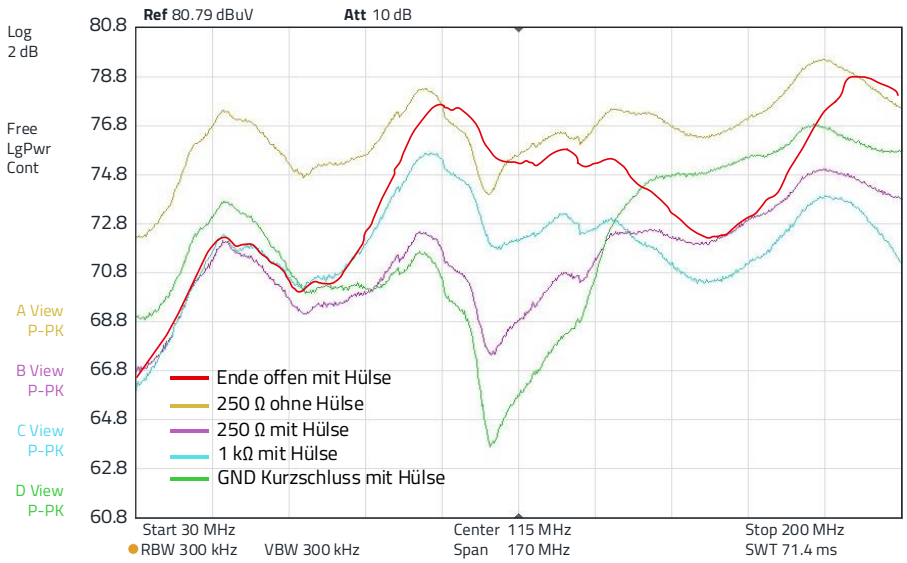


Abbildung 29: Ergebnisse zur Messung des Emissionsspektrums mit/ohne NC-Ferrithülse unter Berücksichtigung der HF-Abschlussimpedanz. Rot: Ende offen mit Ferrit, Gelb: 250 Ω kein Ferrit, Lila: 250 Ω mit Ferrit, Blau: 1 kΩ mit Ferrit, Grün: Mit Ferrit und Kabelende gegen Masse. Da der Spektrumanalysator nur maximal 4 Kurven gleichzeitig darstellen kann, wurde eine Kurve (rot: Ende offen mit Ferrit) grafisch hinzugefügt.

Offen: T-Tiefpass-Filter
Kurzgeschlossen: π-Tiefpass-Filter
Insgesamt ergibt sich mit einem Abschluss im Bereich der Leitungsimpedanz, hier grob zwischen 100 Ω und 1 kΩ das beste Dämpfungsergebnis, bzw. das geringste Emissionsspektrum über der Frequenz im Bereich zwischen 30 MHz und 200 MHz.

5.3 Wirkung des Aufbaus nach 5.2. mit Push-Pull/GaN-Signalquelle, mit/ohne Ferrit

Als Quelle wurde hier wieder der GaN-Push-Pull Verstärker benutzt, die Taktfrequenz betrug 1 MHz (DC 50%), Amplitude 10 V_{ss}. Die Abbildung 30, Abbildung 31 und Abbildung 32 zeigen die Ergebnisse.
Als Ferrite wurden wieder zwei WE-AENA Axial EMI Suppression Nanocrystalline, No 782063151200 Hülsen verwendet. Die zwei hintereinander aufgebrachten Hülsen bewirken eine Einfügedämpfung von ca. 5 – 8 dB.
Bei einem Kurzschluss des Kabels gegen Masse zeigen sich zwei Frequenzbereiche mit deutlichen Pegelerhöhungen, bzw. einer verminderten Wirkung der Ferrithülsen. Im Bereich zwischen 30 MHz und 60 MHz beträgt der Pegelanstieg ca. 2 – 4 dB, im Frequenzbereich zwischen 150 MHz und 230 MHz beträgt die Erhöhung bis zu 5 dB.
Wie schon erwähnt, ist der Kurzschluss „HF-technisch" zu verstehen, d.h. z.B. als Kondensator, Teil eines π–Filters.

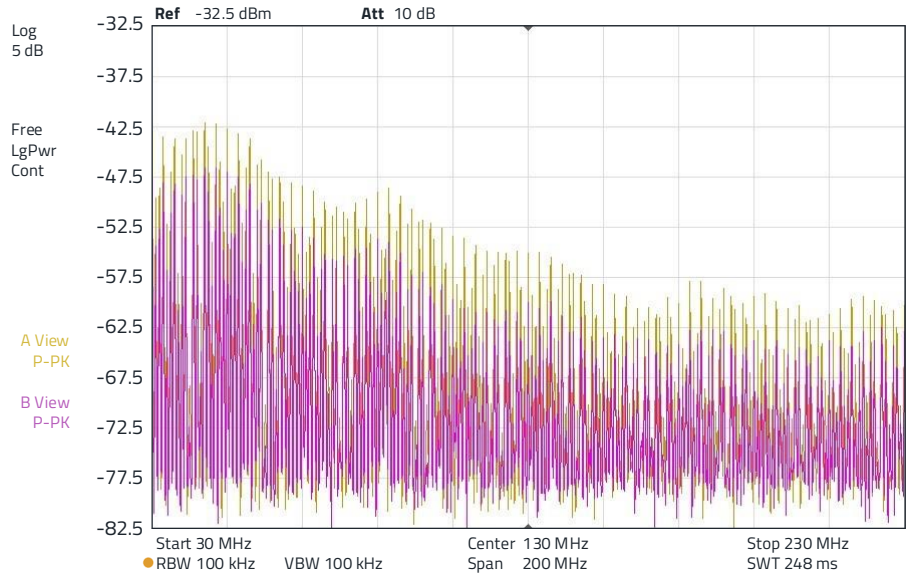


Abbildung 30: Beiges Spektrum: Ohne Ferrit, R_L = 250 Ω. Lila Spektrum: Mit Ferrit, R_L = 250 Ω.

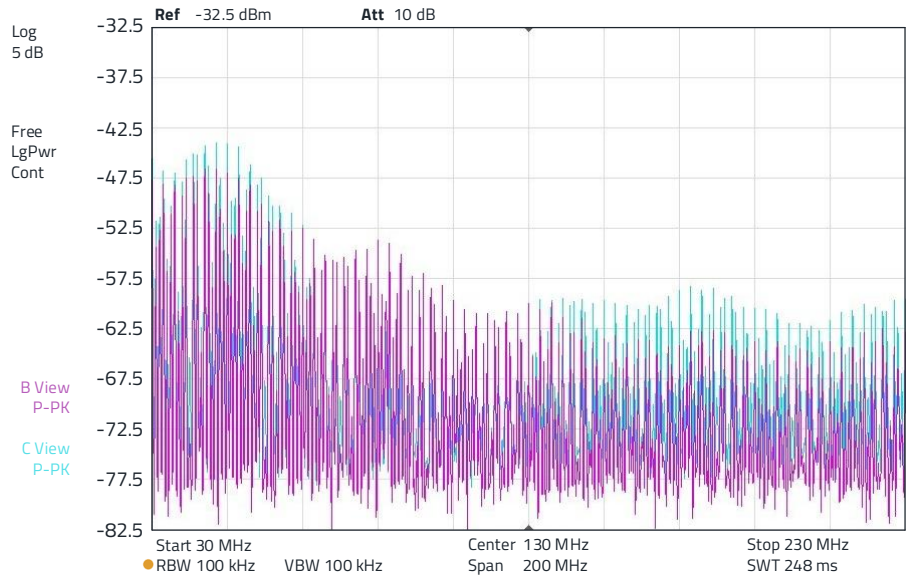


Abbildung 31: Lila Spektrum: Mit Ferrit, R_L = 250 Ω. Blaues Spektrum: Mit Ferrit, R_L = 0 Ω, d.h. HF-Kurzschluss gegen Masse.

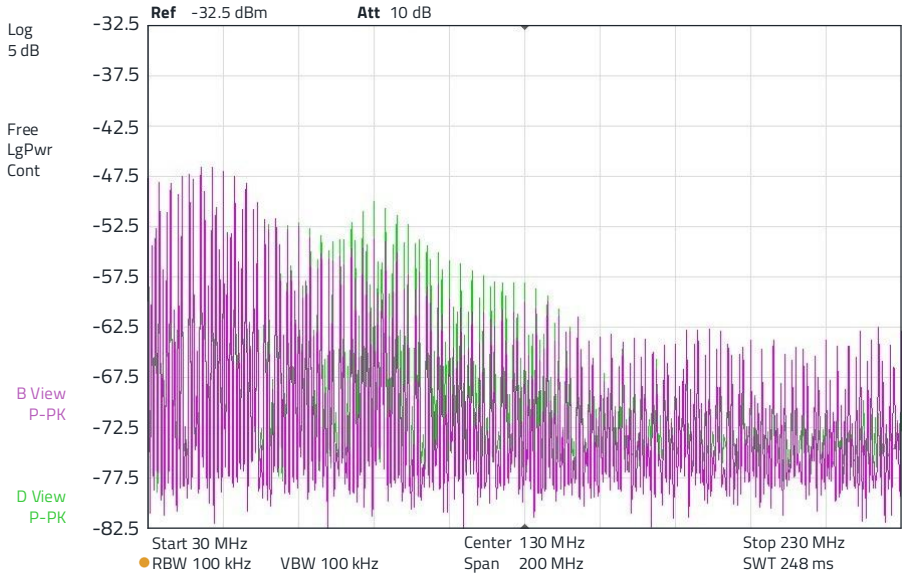


Abbildung 32: Lila Spektrum: Mit Ferrit, R_L = 250 Ω . Grünes Spektrum: Mit Ferrit, R_L = offen.

Auch hier zeigt sich eine Erhöhung des Störpegels, jedoch im Bereich zwischen 70 MHz und 150 MHz, der Bereich der in Abbildung 30 den niedrigsten Pegel hatte. Die Pegelerhöhung beträgt bis zu 5 dB.

Die Messungen zeigen eindeutig, dass je nach Abschlussimpedanz des Kabels das Aufbringen einer Ferrithülse nicht immer zum gewünschten Erfolg führt. Die Kabel-Abschlussimpedanz muss mit berücksichtigt werden – häufig ist das in der Praxis jedoch nicht der Fall und so ist der Erfolg vom Zufall abhängig.

Eine weitere Messreihe zeigt das Emissionsspektrum in Abhängigkeit der Abschlussimpedanz und der Ortsabhängigkeit. Hier wurde die H-Feldsonde an verschiedenen Orten entlang des Kabels positioniert. Die folgenden Abbildung 33, Abbildung 34 und Abbildung 35 zeigen die Problematik.

Im unteren Frequenzbereich zwischen 30 MHz und 150 MHz ist die Emission am Ort bei 70 cm um bis zu 5 dB höher, im Frequenzbereich darüber sind es am Ort bei 120 cm bis zu 13 dB. Wird die Leitung am Ende HF-technisch gegen Masse kurzgeschlossen, ergibt sich das Bild nach Abbildung 34.

In der rechten Darstellung sind lediglich die Positionen der beiden Kurven verstauscht (grün vorn), damit jeweils der Unterschied ersichtlich wird.

Auch hier zeigen sich je nach Position der Sonde entlang der Leitung gravierende Unterschiede in der Emission. Bei 70 cm sind es bis zu 10 dB und bei 15 cm, im Frequenzbereich zwischen 120 MHz und 180 MHz, sogar bis zu 20 dB. In Abbildung 35 ist ersichtlich, wie sich das Impedanzspektrum im Falle eines 250 Ω-Abschlusses verhält.

Es ist deutlich zu erkennen, dass der Amplitudenverlauf des Emissionsspektrums erhalten bleibt. Mit zunehmender Entfernung reduziert sich lediglich die Amplitude aller diskreten Frequenzen (Harmonische des Spektrums).

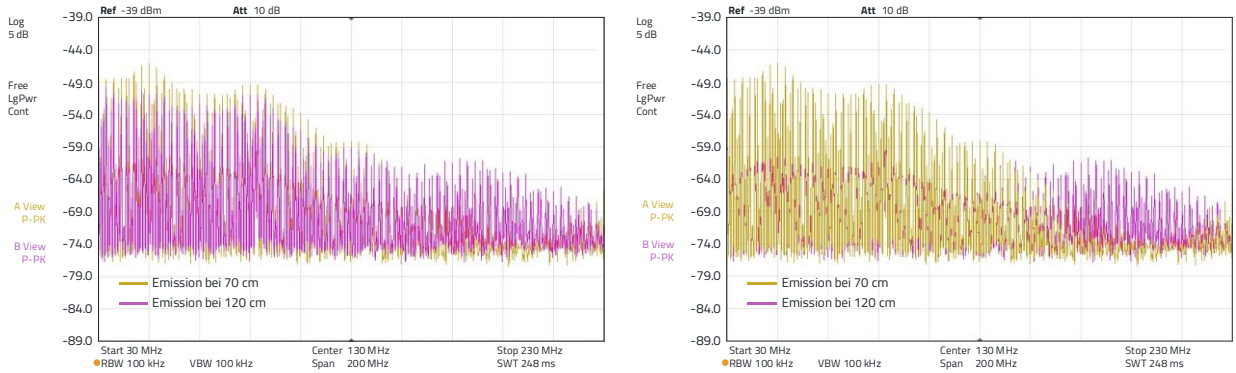


Abbildung 33: Emissionsspektrum mit zwei WE-AENA Axial EMI Suppression Nanocrystalline, No 782063151200 Hülsen, Leitung am Ende offen, gemessen mit H-Feld-Sonde. Links: Beige, Emission bei 70 cm. Lila, Emission bei 120 cm. In der rechten Darstellung sind lediglich die Positionen der beiden Kurven verstauscht (beige vorn), damit jeweils der Unterschied ersichtlich wird.

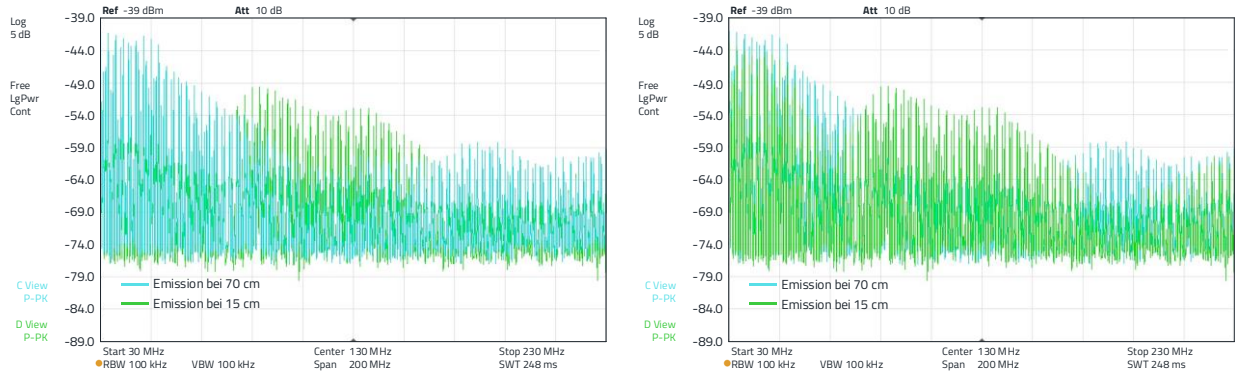


Abbildung 34: Emissionsspektrum mit zwei WE-AENA Axial EMI Suppression Nanocrystalline, No 782063151200 Hülsen, Leitung am Ende HF-technisch kurz gegen Masse, gemessen mit H-Feld-Sonde. Links: Blau, Emission bei 70 cm. Grün, Emission bei 15 cm. In der rechten Darstellung sind lediglich die Positionen der beiden Kurven verstauscht (grün vorn), damit jeweils der Unterschied ersichtlich wird.

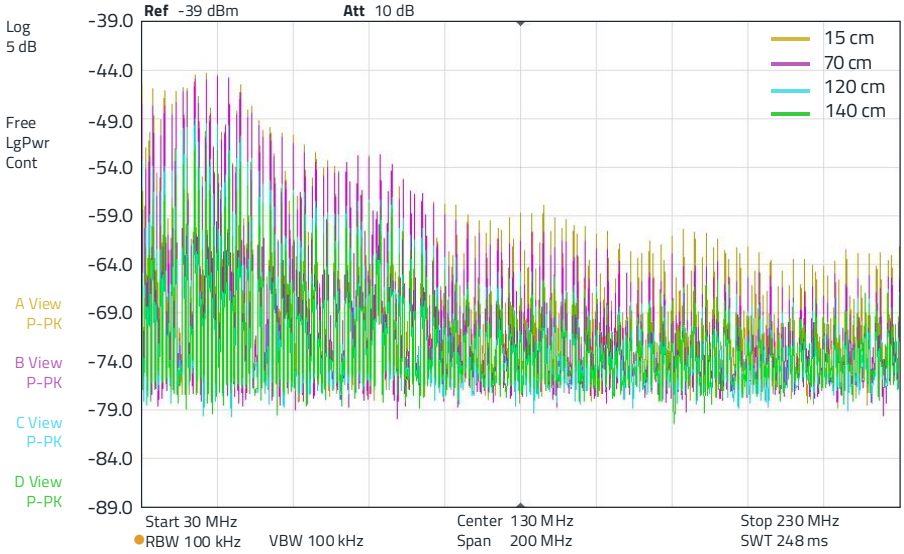


Abbildung 35: Emissionsspektrum mit zwei WE-AENA Axial EMI Suppression Nanocrystalline, No 782063151200 Hülsen, Leitung am Ende mit 250 Ω abgeschlossen, gemessen mit H-Feld-Sonde. Beige: 15 cm, lila: 70 cm, blau: 120 cm, grün: 140 cm.

Noch verbleibende Nichtlinearitäten ergeben sich aus der Fehlanpassung des Generators, bzw. der Störquelle an die Leitung, zudem wurde hier keine Reaktanzanpassung an der Senke durchgeführt.
Im folgenden Abschnitt 06 soll kurz erklärt werden, warum die Einfügedämpfung der Ferrithülse von der Abschlussimpedanz des Kabels abhängt und was es mit dem frequenz- und ortsabhängigen Amplitudenverlauf entlang der Leitung auf sich hat – etwas Antennentheorie.

06. DAS KABEL ALS ANTENNE

Ein Kabel, ein Stück Draht über einer Massefläche, kann als Übertragungsleitung gesehen werden; es versorgt an seinem Ende eine Last mit der Energie aus seiner Signalquelle. Ein Kabel, ein Stück Draht, kann aber auch elektromagnetische Wellen abstrahlen, so wie das auch eine Antenne kann, ein Dipol. Der Leser mag sich fragen, warum hier auf die Grundlagen der Feldtheorie und der Übertragungstheorie eingegangen wird. Nun, das ist notwendig, um zu verstehen, warum ein Kabel manchmal HF-Energie abstrahlt und manchmal eben nicht und warum eine Ferrithülse manchmal die Abstrahlung dämpft und manchmal eben nicht. Nur wenn man die Ursache der Phänomene versteht, kann man effiziente Lösungen finden, die immer funktionieren und nicht "manchmal eben nicht". Das Kabel ist nur „ein halber" Dipol, ein Monopol. Der Monopol benötigt für seine Funktion eine Bezugsmassefläche, die das „Spiegelbild" der anderen Hälfte des Dipols ist, d.h. das Strahlungsverhalten der Monopolantenne muss zusammen mit ihrer Grundfläche betrachtet werden (Abbildung 36).
Der Monopol hat bei Abstimmung eine Antennenlänge von $\lambda_e / 4$, wobei λ_e die effektive Wellenlänge des Monopols ist. Parameter, die auf die effektive Wellenlänge Einfluss nehmen, sind

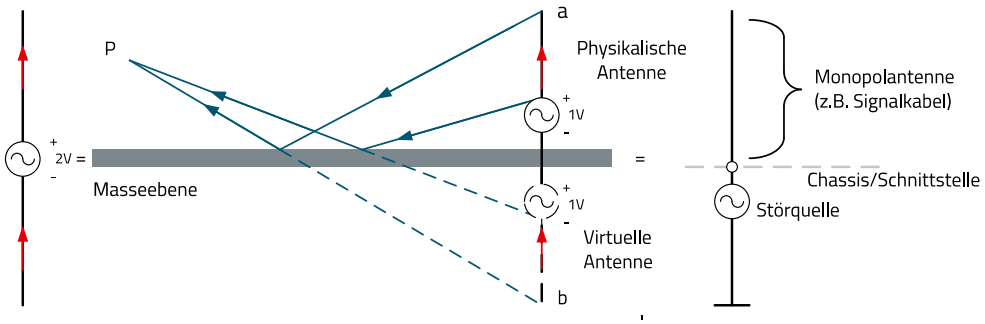


Abbildung 36: Die Monopol-Antenne, abgeleitet von der Dipol-Antenne.

- Verlustwiderstände (Materialeigenschaften)
- Verkürzungsfaktor (physikalische- zur elektrischen Länge)
- Drahtlänge im Verhältnis zur Drahtstärke (Schlankheitsgrad)
- Dielektrische Permitivität ε_r des Isolationsmaterials (parasitäre Kapazität, ggf. Isolationsverluste)
- Fläche, Form, Leitfähigkeit der Bezugsmassefläche

Eine wesentliche Eigenschaft beim Monopol ist die sog. Strom- und Spannungsverteilung über seine Länge in Bezug auf das Signal, mit dem die Antenne gespeist wird, d.h. in der Praxis das „Störsignal". Aus dieser Eigenschaft ergeben sich beim Monopol die wichtigen Parameter Antennengewinn („Abstrahlperformance") und Strahlungswiderstand (Impedanz). Folgend eine Übersicht (siehe Tabelle 2). Dort, wo ein Stromminimum ist, ist ein Spannungsmaximum und umgekehrt.

In der Praxis wird nicht die Länge des Kabels auf eine „Sendefrequenz" abgestimmt, sondern ein in seiner Leistung und Frequenz unbekanntes Störsignal in ein in seiner Abstrahlperformance unbekanntes Kabel eingekoppelt. Somit ergibt sich ein Abstrahlungsgebilde unbekannter Eigenschaft. Eine hohe Abstrahlung der Störenergie erfolgt dann, wenn die Wellenlänge der Störenergie $n\lambda / 4$, also Vielfache von einem Viertel der elektrischen Länge des Drahtes hat.

Der Strahlungswiderstand (radiation resistance) einer Monopolantenne ist ein Maß für die Abstrahlung von elektromagnetischer Energie in den Raum. Er ist ein fiktiver Widerstand und wird beim $\lambda / 4$ -Monopol im Fußpunkt zusammen mit den immer vorhandenen Verlustwiderständen als Bestandteil des Fußpunkt-Widerstandes gemessen. Der Strahlungswiderstand R_s berechnet sich beim Monopol mit

$$R_S = 1600(h_w/\lambda)^2 \quad [\Omega] \qquad (5)$$

mit

h_w: Wirksame Länge der Antenne / des Drahtes

λ : Wellenlänge des zugeführten Signals

Die wirksame Antennenlänge h_w ist meistens kleiner als die physikalische Länge der Antenne. Sie wird durch einen Flächenvergleich, der Strombelagsfläche über der Länge der Antenne, in ein flächengleiches Rechteck ermittelt (Integral), siehe Abbildung 37.

Somit ändert sich der Strahlungswiderstand nicht nur in Abhängigkeit der Drahtlänge, sondern auch in Abhängigkeit der Wellenlänge des zugeführten Signals. Beispiele:

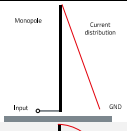
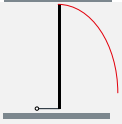
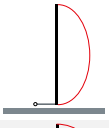
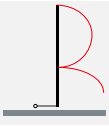
Antenna Type	Current Distribution	Gain over GND- Plane G [dB]	Radiaton Resistance [Ω]
Short vertical antenna (h<λ/10)		0.91	395 $(h/\lambda)^2$
λ/4 vertical antenna		1	36.5
λ/2 vertical antenna		1.47	99.5
λ5/8 vertical antenna		2.01	49

Tabelle 2: Kenngrößen des Dipols und verschiedener Monopole.

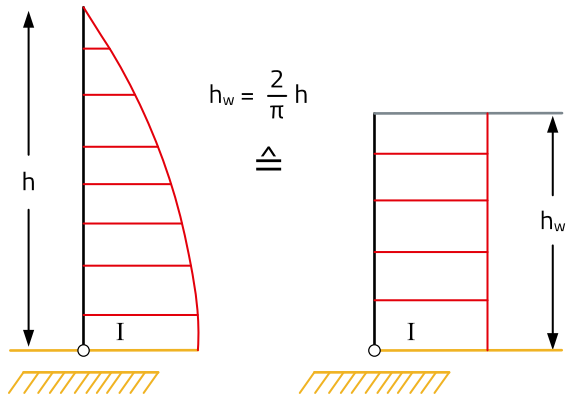


Abbildung 37: Physikalische und wirksame Antennenhöhe des Monopols.

λ / 4 Antenne: h_w = 0,64 h(phys.), R_S = 36 Ohm bei 50 MHz ca. Länge = 1,5 m
λ / 8 Antenne: h_w = 0,32 h(phys.), R_S = 9 Ohm bei 50 MHz ca. Länge = 0,75 m
λ / 20 Antenne: h_w = 0,5 h(phys.), R_S = 1 Ohm bei 50 MHz ca. Länge = 0,3 m.
Weiterhin ist der „Fusspunktwiderstand" einer Antenne im Allgemeinen nicht rein resistiv, also reell. Meistens ist er mit induktiven oder kapazitiven Blindanteilen behaftet, man muss also korrekterweise von Fusspunktimpedanz sprechen. So ergeben sich Impedanz verläufe nach Abbildung 38.
So ein Stück Draht kann in der Praxis beides sein, „ein bisschen" Antenne (Monopol) und „ein bisschen" Übertragungsleitung – je nach Impedanzverhältnissen wird das Eine oder das Andere überwiegen. Zieht man eine Zweidrahtleitung so auseinander, dass an der Einspeisestelle nach links und rechts zwei gleich lange Drähte entstehen, so ändert elektrisch betrachtet, an den Leitungseigenschaften nichts Wesentliches. Das so entstandene Gebilde der Dipol, weist mit Ausnahme des Strahlungswiderstandes, fast die gleichen Eigenschaften auf wie die ursprüngliche Leitung. Nimmt man die Hälfte davon, d.h. ein Draht über leitender Ebene, ergibt sich das gleiche Bild, eine Übertragungsleitung, bzw. ein Monopol (Abbildung 39).
Für den Fall der Antenne wird ein Teil der dem Draht zugeführten hochfrequenten elektrischen Energie in den umliegenden Raum abgestrahlt, für den Fall der Leitung erreicht ein Teil der Energie den angeschlossenen Verbraucher. Zu welchen Teilen das aber geschieht, ist abhängig von den elektrischen Parametern des Übertragungssystems – hauptsächlich von der Abschlussimpedanz, wie in den vorhergehenden Messungen aufgezeigt wurde.
Insgesamt ergibt sich folgendes Bild: Bei HF-technisch offenem Leitungsende strahlt das Gebilde bei Anpassung zwischen Wellenlänge und Drahtlänge als Monopol. Der Rest der Signalenergie wird reflektiert und kann im Nahfeldbereich koppeln. Abbildung 40 verdeutlicht diese Situation.
Bei Abschlussimpedanzen, die im groben Bereich der Leitungsimpedanz liegen, und bei Kurzschluss, wirkt das Gebilde überwiegend als Leitung über einer Massefläche.

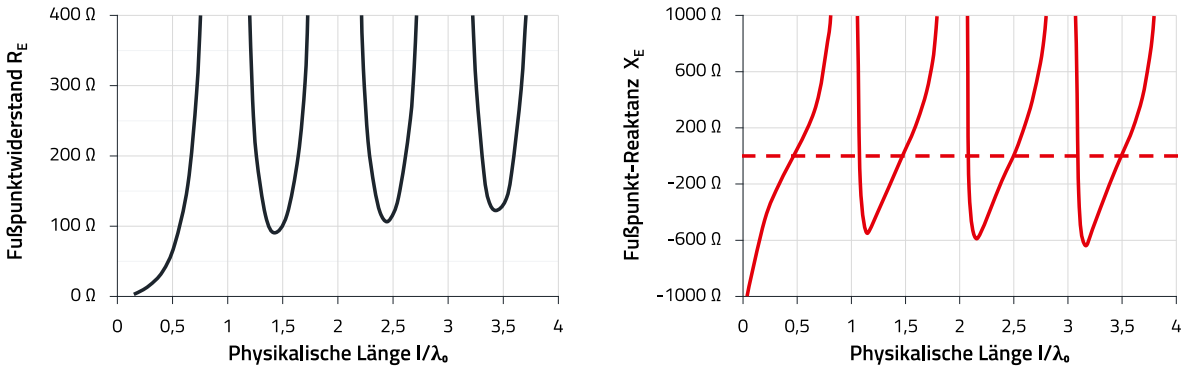


Abbildung 38: Links: Fußpunktwiderstand R_E (Realanteil) und rechts Fußpunktreaktanz X_E (Blindanteil) eines dünnen Monopols über der normierten physikalischen Länge l / λ_0. Wird der Monopol, oder in unserem Falle der Draht, mit einem breitbandigen Signal, dem „Störsignal" gespeist, wird klar, dass das abgestrahlte Amplitudenspektrum nicht über der Frequenz gleichmäßig abgestrahlt werden kann.

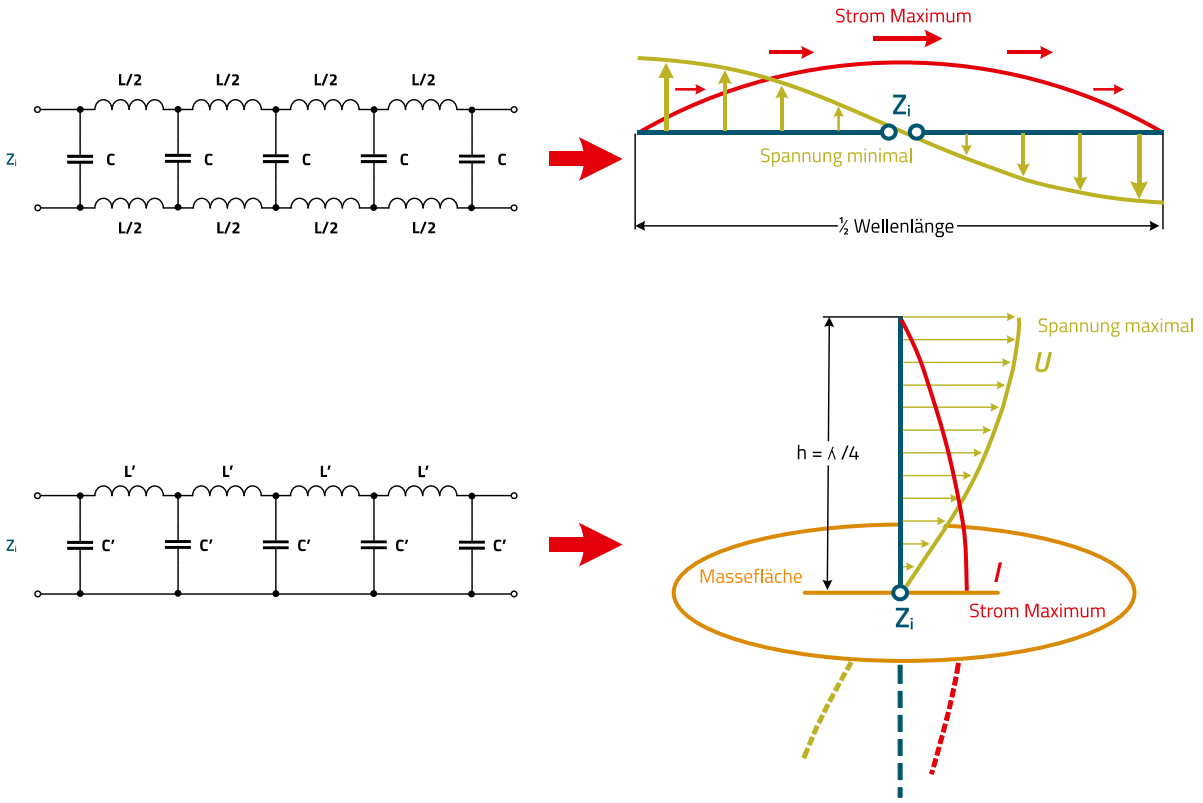


Abbildung 39: Analogie der verlustfreien symmetrischen Leitung zum Dipol und von der verlustfreien asymmetrischen Leitung zum Monopol.

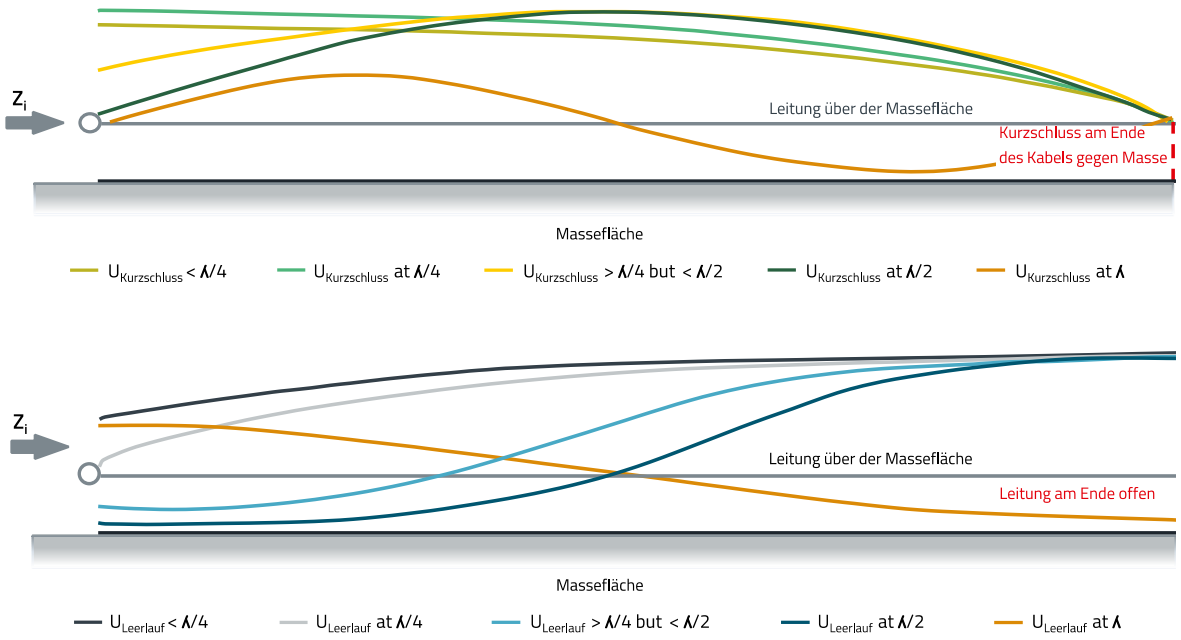


Abbildung 40: Abstimmverhalten einer offenen und einer kurzgeschlossenen Leitung der Länge bis λ über einer Masselage.

Je nach Anpassung wird ein Teil der Energie die Last (Abschlussimpedanz) erreichen, ein Teil wird in der Leitung reflektiert werden und ein Teil wird über die Leitung abgestrahlt werden. Die Proportionen sind abhängig von der Wellenlänge des Signals und von den erwähnten elektrischen Parametern des Übertagungssystems und für den Fall der „EMV-Betrachtung" wird das System mit einem breitbandigen Signal gespeist, z.B. mit einem „Reststörsignal" eines Buck Konverters, d.h. den Harmonischen des Schaltsignals, die von einigen kHz bis in den Bereich mehrerer hundert MHz reichen können.

07. ZUSAMMENFASSUNG, WIE MACHT MAN´S RICHTIG?

Wie soll der Anwender nun die Ferrithülse, das Kabel, die Quell- und Abschlussimpedanzen anordnen, verschalten, um das beste Ergebnis in der Reduktion seiner Störemission zu erhalten und welches Ferritmaterial sollte er wählen?
Zur Beantwortung dieser Fragen soll im Folgenden eine „kochrezept-artige" Tabelle 3 mit kurzen Erläuterungen dienen.
Das Konzept nach der Tabelle 3 geht primär von den Quell- und Last-Impedanzen aus. In der Regel sind die Impedanzen der Störquellen niedrig (typ. < 10 Ω); die Lastimpedanzen hingegen können im weiten Bereich variieren. Entsprechend dieser Voraussetzungen muss die Entstörmaßnahme angepasst werden, da, wie in den vorhergehenden Kapiteln aufgezeigt, das Kabel in Abhängigkeit der Lastimpedanz sein Abstrahlverhalten ändert! Dabei ist die applikationsbedingte Impedanz desKabels nahezu unerheblich, denn es muss ja die Kabelimpedanz bei der Störfrequenz berücksichtigt werden und nicht beispielsweise der Wellenwiderstand des Kabels bei seiner Signalfrequenz (z.B. USB mit 90 Ω). Entsprechend der Beachtung dieser Fakten kann die Ferrithülse effektiv zur Reduktion der unerwünschten Abstrahlung eingesetzt werden. Eine hohe Permeabilität des Ferritmaterials im störenden Frequenzbereich ist immer wünschenswert. Sollten jedoch hohe Gleichströme durch das Kabel fließen, führt eine hohe Permeabilität schnell zur Sättigung der Ferrithülse.

Leitungsart, Kabel	Last am Ende des Kabels	Kabelschirmung	Ferrit-Applikation	Material des Kabelferrits	Bemerkungen
Am Ende nicht HF-technisch auf Masse, „hängt in der Luft".	Ggf. ein nicht geerdeter Sensor, Motor, o.ä.	Geschirmt: Einseitig an Quelle angeschlossener Schirm schirmt kein magnetisches Feld, Wirkt als Antenne (Monopol). Ungeschirmt: Wirkt als Antenne (Monopol).	Ferrithülse quellennah anbringen.	Möglichst hohe Permeabilität: 1. NC 2. MnZn	Störende Leitung sollte quellennah kapazitiv gegen Masse abgeschlossen werden (Signalintegrität beachten).
Kabel am Ende mit seinem Wellenwiderstand gegen Masse abgeschlossen.	Impedanz kontrollierte Leitung mit Zo abgeschlossen, z.B. 50 Ω.	Geschirmt: Schirm muss beidseitig angeschlossen sein, gemeinsamer Massebezug entscheidend. Ungeschirmt: Wirkt als Übertragungsleitung, nicht als Antenne.	Ferrithülse aufbringen und auf maximale Dämpfung im entsprechenden Frequenzbereich verschieben.	Möglichst hohe Permeabilität: 1. NC 2. MnZn	Führt über den Frequenzbereich zu einer gleichmäßigen Reduktion der Störer.
Kabel am Ende HF-technisch gegen Masse angeschlossen.	Z.B. über Filter, Kondensator gegen Gehäusemasse.	Geschirmt: Massebezug ggf. nicht gleich, Schirmdämpfung zu gering. Ungeschirmt: Wirkt als Übertragungsleitung, nicht als Antenne.	Ferrithülse aufbringen und auf maximale Dämpfung im entsprechenden Frequenzbereich verschieben.	Möglichst hohe Permeabilität: 1. NC 2. MnZn	Gesamten Frequenzbereich beachten, manche Frequenzbereiche können erhöhten Pegel haben.
Kabel trägt hohen nicht kompensierten DC-Gleichstrom.	DC-Motor-Zuführung, Last ist der Motor mit z.B. 500 A.	—	Ferrithülse quellennah anbringen, Sättigungseffekte zu erwarten.	Geringe Permeabilität, NiZn, möglichst „dickwandig"	Bei Sättigung des Ferritmaterials nur geringe Dämpfung zu erwarten.l

Tabelle 3: Konzept zur Störreduktion von hochfrequenten Störern über Kabel.

Definitionen:

Kabel: Signal-Ader, DC-Leitung, geschirmtes Kabel, das Medium, welches die zu reduzierende HF-Störung trägt.

Quelle: Ursprung des Nutz- und des Störsignals am Anfang des Kabels.

Entsprechend sind in diesem Fall Versuche in der Praxis über die Wirksamkeit durchzuführen, denn oftmals genügen 3 – 4 dB Einfügedämpfung bei einer bestimmten Frequenz, um das Ziel zu erreichen. In Standardapplikationen, ohne Gleichstromvormagnetisierung, muss, um eine hohe Einfügedämpfung zu erreichen, die Impedanz der Last am Ende des Kabels bekannt sein. Wie oben erwähnt, ist es die Impedanz bei dem zu dämpfenden Störfrequenzbereich, nicht der Wellenwiderstand des Kabels.

Das Ziel dieser Entstörmaßnahme ist es, den Strom des Störsignals durch das Kabel möglichst gering zu halten und das Spannungsteiler Verhältnis zwischen Impedanz des Kabelabschnittes mit der Ferrithülse und dem anschließenden Kabel möglichst hoch zu bekommen. Abbildung 41 verdeutlicht diese Situation.

Wesentliche Fragen für eine effektive Entstörung sind somit:

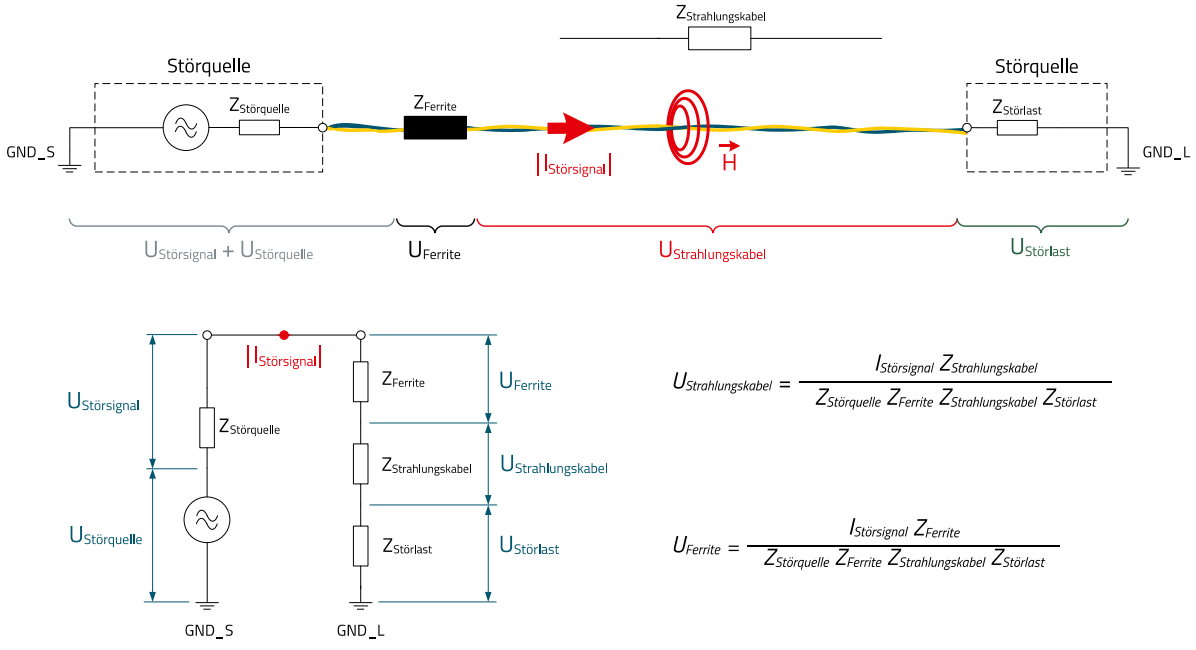
a) Wie teilen sich die Impedanzen auf? Aus dem Bild in Abbildung 41 links und den danebenstehenden Formeln kann man deutlich erkennen, dass

- Wenn $Z_{radiation_cable}$, also die Strahlungsimpedanz des Kabels hoch ist, muss auch die Impedanz der Ferrithülse sehr hoch sein, um eine effektive Dämpfung zu erzielen.
- Wenn Z_{noise_load} klein ist, z.B. wegen der Eingangskapazität eines π-Filters, wird das Kabel, bzw. die Leitung am Ende kurzgeschlossen. Die Störspannung teilt sich nun zwischen den Impedanzen von Quelle, Ferrithülse und Kabel auf. Wiederum sind die Impedanzverhältnisse entscheidend, dabei muss beachtet werden, dass die Impedanz, d.h. der Strahlungswiderstand des Kabels von der Wellenlänge der Störfrequenz abhängt. Es kann also sinnvoll sein, den π-Filter am Eingang der Last durch einen einfachen LC-Tiefpass zu ersetzen, um die Eingangsimpedanz hoch zu halten.

b) Wie lässt sich der Störstrom möglichst gering halten?

Das eigentliche Problem, die Ursache der Störemission, ist der Störstrom I_{noise} (siehe Abbildung 15). Je geringer der Störstrom wird, desto geringer wird die Störemission sein. Somit muss der Störstrom möglichst stark verringert werden. Das hängt wiederum mit der „Betriebsart" des Kabels bei der Störfrequenz zusammen. Arbeitet das Kabel als λ / 4 Antenne, wird die Impedanz Anfang des Kabels sehr gering sein und eine Ferrithülse nahe der Quelle die Impedanz des Kabels erhöhen und somit die Abstrahlung deutlich verringern. Hingegen wird ein Kondensator am Ende des Kabels den Störstrom und somit die Störabstrahlung deutlich erhöhen (Abbildung 39), da hier die Impedanz hoch ist. Die Wirkung ist im Bereich der Vielfachen von λ / 4 zu erwarten. Entgegengesetzt verhält sich das Kabel über einer Masselage, wenn es als „Leitung" arbeitet (Abbildung 40). Eine nahe an der Quelle angebrachte Ferrithülse hat ihre beste Wirkung, wenn die Wellenlänge des Störsignals bei Vielfachen von λ / 2 liegt und die Leitung am Ende, z.B. mit einem Kondensator, gegen GND (Masse) abgeschlossen ist. Ist das Kabel am Ende jedoch „HF-technisch" offen, sollte die Ferrithülse in der Mitte der Kabellänge angebracht werden, um die Impedanz zu erhöhen. Ein Kondensator am Ende des Kabels erhöht den Störstrom (Abbildung 40 unteres Bild).

c) Ist GND_S gleich GND_L?



$$U_{Strahlungskabel} = \frac{I_{Störsignal}\, Z_{Strahlungskabel}}{Z_{Störquelle}\, Z_{Ferrite}\, Z_{Strahlungskabel}\, Z_{Störlast}}$$

$$U_{Ferrite} = \frac{I_{Störsignal}\, Z_{Ferrite}}{Z_{Störquelle}\, Z_{Ferrite}\, Z_{Strahlungskabel}\, Z_{Störlast}}$$

Abbildung 41: Impedanzverhältnisse des Gesamtsystems, bestehend aus Störquelle, Ferrithülse, Kabel und Störsenke.

In Abbildung 41 hat die Störquelle als Massebezug „GND_S", die Störsenke „GND_L". Unter Idealbedingungen ist GND_S = GND_L, d.h. Störquelle und Senke haben den gleichen Massebezug, z.B. eine niederimpedante Kontaktierung zu einem Metallchassis. Ist dem nicht so, ist z.B. der GND ein Kabel (Masserückleiter), wird dieser zur Störemission beitragen – meist im gleichen Verhältnis wie die Signalleitung selbst. In diesem Fall sind folgende Aspekte zu berücksichtigen:

- Im Allgemeinen ist der Störstrom unsymmetrisch (Common Mode, Gleichtakt), der Störstrom ist am Signalleiter und am „Masserückleiter" gleich. Die Ferrithülse sollte über beide Leiter angebracht werden. So ergibt sich zusätzlich für das Nutzsignal eine Stromkompensation und die Ferrithülse wird durch das Nutzsignal nicht vormagnetisiert, oder sogar gesättigt.
- Ist der Störstrom symmetrisch (Differential Mode, Gegentakt), d.h. als Stromschleife, muss über beide Leiter eine getrennte Ferrithülse angebracht werden.
- Kondensatoren gegen die jeweilige Bezugsmasse bewirken hier im Allgemeinen nur eine merkbare Verbesserung, wenn sie unmittelbar nach der Ferrithülse gegen Masse geschaltet werden können, was oft mechanisch schwierig zu realisieren ist.

In der Praxis ist die Betriebsart des Kabels oftmals schwer zu identifizieren, da die Störpegel oftmals über einen weiten Frequenzbereich verteilt sind, sodass das Kabel sowohl als Antenne, als auch als Leitung arbeitet. Bei hohen Emissionspegeln der Störabstrahlung (typ. 5 – 10 dB über Grenzwert) ist es in diesem Fall sinnvoll, die Emission in der Störquelle selbst zu reduzieren, da dies erfahrungsgemäß der geringere Aufwand ist.

.

A.1 Literatur

[1] Adrian Suarez, Jorge Victoria, Antonio Alcarria, Jose Torres, Pedro A. Martinez, Julio Martos, Jesus Soret, Raimundo Garcia-Olcina, Steffen Muetsch. Characterization of Different Cable Ferrite Materials to Reduce the Electromagnetic Noise in the 2 –150 kHz Frequency Range, Materials 2018, 11, 174; doi:10.3390/ma11020174

[2] Karl Rothammel, DM2ABK, Antennenbuch, 7. Ausgabe, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

[3] Melvin M. Weiner, Monopole Antennas, Library of Congress Cataloging-in Publication Data, ISBN: 0-8247-0496-7, New York 2003

[4] Thomas Brander, Alexander Gerfer, Bernhard Rall, Heinz Zenkner, Trilogie der induktiven Bauelemente 4. Ausgabe, Würth Elektronik, Swiridoff Verlag, ISBN-10: 3899291514, ISBN: 978-3-89929-157-5

WICHTIGER HINWEIS

Der Anwendungshinweis basiert auf unserem aktuellen Wissens- und Erfahrungsstand, dient als allgemeine Information und ist keine Zusicherung der Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG zur Eignung des Produktes für Kundenanwendungen. Der Anwendungshinweis kann ohne Bekanntgabe verändert werden. Dieses Dokument und Teile hiervon dürfen nicht ohne schriftliche Genehmigung vervielfältigt oder kopiert werden. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG und seine Partner- und Tochtergesellschaften (nachfolgend gemeinsam als „WE" genannt) sind für eine anwendungsbezogene Unterstützung jeglicher Art nicht haftbar. Kunden sind berechtigt, die Unterstützung und Produktempfehlungen von WE für eigene Anwendungen und Entwürfe zu nutzen. Die Verantwortung für die Anwendbarkeit und die Verwendung von WE-Produkten in einem bestimmten Entwurf trägt in jedem Fall ausschließlich der Kunde. Aufgrund dieser Tatsache ist es Aufgabe des Kunden, erforderlichenfalls Untersuchungen anzustellen und zu entscheiden, ob das Gerät mit den in der Produktspezifikation beschriebenen spezifischen Produktmerkmalen für die jeweilige Kundenanwendung zulässig und geeignet ist oder nicht.
Die technischen Daten sind im aktuellen Datenblatt zum Produkt angegeben. Aus diesem Grund muss der Kunde die Datenblätter verwenden und wird ausdrücklich auf die Tatsache hingewiesen, dass er dafür Sorge zu tragen hat, die Datenblätter auf Aktualität zu prüfen. Die aktuellen Datenblätter können von www.we-online.com heruntergeladen werden. Der Kunde muss produktspezifische Anmerkungen und Warnhinweise strikt beachten. WE behält sich das Recht vor, an seinen Produkten und Dienstleistungen Korrekturen, Modifikationen, Erweiterungen, Verbesserungen und sonstige Änderungen vorzunehmen. Lizenzen oder sonstige Rechte, gleich welcher Art, insbesondere an Patenten, Gebrauchsmustern, Marken, Urheber- oder sonstigen gewerblichen Schutzrechten werden hierdurch weder eingeräumt noch ergibt sich hieraus eine entsprechende Pflicht, derartige Rechte einzuräumen. Durch Veröffentlichung von Informationen zu Produkten oder Dienstleistungen Dritter gewährt WE weder eine Lizenz zur Verwendung solcher Produkte oder Dienstleistungen noch eine Garantie oder Billigung derselben.
Die Verwendung von WE-Produkten in sicherheitskritischen oder solchen Anwendungen, bei denen aufgrund eines Produktausfalls sich schwere Personenschäden oder Todesfällen ergeben können, sind unzulässig. Des Weiteren sind WE-Produkte für den Einsatz in Bereichen wie Militärtechnik, Luft- und Raumfahrt, Nuklearsteuerung, Marine, Verkehrswesen (Steuerung von Kfz, Zügen oder Schiffen), Verkehrssignalanlagen, Katastrophenschutz, Medizintechnik, öffentlichen Informationsnetzwerken usw. weder ausgelegt noch vorgesehen. Der Kunde muss WE über die Absicht eines solchen Einsatzes vor Beginn der Planungsphase (Design-In-Phase) informieren. Bei Kundenanwendungen, die ein Höchstmaß an Sicherheit erfordern und die bei Fehlfunktionen oder Ausfall eines elektronischen Bauteils Leib und Leben gefährden können, muss der Kunde sicherstellen, dass er über das erforderliche Fachwissen zu sicherheitstechnischen und rechtlichen Auswirkungen seiner Anwendungen verfügt. Der Kunde bestätigt und erklärt sich damit einverstanden, dass er ungeachtet aller anwendungsbezogenen Informationen und Unterstützung, die ihm durch WE gewährt wird, die Gesamtverantwortung für alle rechtlichen, gesetzlichen und sicherheitsbezogenen Anforderungen im Zusammenhang mit seinen Produkten und der Verwendung von WE-Produkten in solchen sicherheitskritischen Anwendungen trägt.
Der Kunde hält WE schad- und klaglos bei allen Schadensansprüchen, die durch derartige sicherheitskritische Kundenanwendungen entstanden sind.

NÜTZLICHE LINKS

Application Notes
www.we-online.com/appnotes

REDEXPERT Design Platform
www.we-online.com/redexpert

Toolbox
www.we-online.com/toolbox

Produkt Katalog
www.we-online.com/products

KONTAKT INFORMATION

appnotes@we-online.com
Tel. +49 7942 945 - 0

Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG
Max-Eyth-Str. 1 · 74638 Waldenburg
Germany
www.we-online.com