

DLR-IB-FT-BS-2023-187

**Untersuchung des Impedanz- und
Dämpfungseinflusses von
Steckverbindungen auf
verschiedene Kabeltypen**

**Interner Bericht
Hochschulschrift**

Autor: Hannah Feiler



DLR

**Deutsches Zentrum
für Luft- und Raumfahrt**

Institutsbericht
DLR-IB-FT-BS-2023-187

Untersuchung des Impedanz- und Dämpfungseinflusses von Steckverbindungen auf verschiedene Kabeltypen

Hannah Feiler

Institut für Flugsystemtechnik
Braunschweig

97 Seiten
34 Abbildungen
2 Tabellen
45 Referenzen

Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.
Institut für Flugsystemtechnik
Abteilung Flugversuchstechnik & IT

Stufe der Zugänglichkeit: I, Allgemein zugänglich: Der Interne Bericht wird elektronisch ohne Einschränkungen in ELIB abgelegt. Falls vorhanden, ist je ein gedrucktes Exemplar an die zuständige Standortbibliothek und an das zentrale Archiv abzugeben.

Braunschweig, den 03.01.2024

Unterschriften:

Institutsdirektor: Prof. Dr.-Ing. S. Levedag

Abteilungsleitung: Dr.-Ing. H. Oertel

Betreuer:in: Dr.-Ing. H. Oertel

Verfasser:in: H. Feiler



Untersuchung des Impedanz- und Dämpfungseinflusses von Steckverbindungen auf verschiedene Kabeltypen

Bachelorarbeit

des Studienganges Luft- und Raumfahrttechnik,
Schwerpunkt: Luft- und Raumfahrtelektronik

an der Dualen Hochschule Baden-Württemberg Ravensburg,
Campus Friedrichshafen

von

Hannah Feiler

21.09.2023

Bearbeitungszeitraum:	07/2023 - 09/2023
Matrikelnummer, Kurs:	2958526, TLE20
Ausbildungsfirma:	DLR e.V., Braunschweig
Betreuer der Ausbildungsfirma:	Dr.-Ing. Carl-Henrik Oertel
Gutachter der Hochschule:	Prof. Dr.-Ing. Philipp Krämer

Eigenständigkeitserklärung

gemäß Ziffer 1.1.13 der Anlage 1 zu §§ 3, 4 und 5 der Studien- und Prüfungsordnung für die Bachelorstudiengänge im Studienbereich Technik der Dualen Hochschule Baden-Württemberg vom 29.09.2017.

Ich versichere hiermit, dass ich meine Bachelorarbeit mit dem Thema

Untersuchung des Impedanz- und Dämpfungseinflusses von Steckverbindungen auf verschiedene Kabeltypen

selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe. Ich versichere zudem, dass die eingereichte elektronische Fassung mit der gedruckten Fassung übereinstimmt.

Braunschweig, 21.09.2023

Ort, Datum



Hannah Feiler

Kurzfassung

In dieser Bachelorarbeit wird der Einfluss von Steckverbindungen auf die Impedanz und das Dämpfungsverhalten von Kabeln untersucht. Dabei werden verschiedenste Stecker- und Kabeltypen Gegenstand der Betrachtung sein. Explizit zu untersuchen sind Ethernetverbindungen mit speziell für die Luftfahrt zugelassenen Steckern. Dabei soll die Messung mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator (VNA) durchgeführt werden. Da die Anschlüsse des VNA für Koaxialverbindungen vorgesehen sind, soll mittels eines Baluns das Signal des Koaxialkabels auf das eines Ethernet-Kabels übertragen werden. Dabei ist es notwendig, die Impedanz passend zu transformieren.

Weiterhin kommt es bei Messungen in der EMV-Kammer (Elektromagnetische Verträglichkeit) des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt (DLR) zu Einkopplungen von GSM (Global System for Mobile Communications) und LTE (Long Term Evolution) Frequenzen der Mobiltelefone in den Messempfänger. Deshalb gilt es, das Einkopplungsverhalten von äußeren Störungen in die Koaxialkabel, Adapter und Messgeräte der EMV-Kammer zu untersuchen.

Zudem benötigt das DLR alle vier Jahre eine Antennenkalibrierung. Um diesen Wert zu verifizieren und gegebenenfalls anzupassen, wird eine Vergleichsmessung durchgeführt, um die Veränderungen in den Parametern der Antennen festzustellen. Dadurch können zu seltene oder zu häufige Kalibrierungen vermieden und Zeit und Geld gespart werden. So wird eine gute Messqualität sichergestellt.

Abstract

In this bachelor thesis, the influence of connectors on the impedance and the attenuation of a signal will be examined. A wide variety of connector and cable types will be the subject of consideration. Ethernet connections with connectors specially approved for aviation will be explicitly studied. The measurement shall be performed using a vector network analyser (VNA). As the connectors of the VNA are designed for coaxial connections, the signal of the coaxial cable shall be transferred to that of an Ethernet cable by means of a balun. The impedance must be transformed accordingly.

Furthermore, during measurements in the EMC-chamber (electromagnetic compatibility) of the German Aerospace Centre (DLR), GSM (Global System for Mobile Communications) and LTE (Long Term Evolution) frequencies of mobile phones are coupled into the measuring device. Therefore, the coupling behaviour of external interferences into the coaxial cables of the EMC chamber shall be investigated.

In addition, DLR requires antenna calibrations every four years. To verify this value and adjust it if necessary, a comparative measurement is executed to determine the changes in the parameters of the antennas. This can prevent too infrequent or too frequent submissions, saving time and money, as well as enhancing quality of the measurement.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	I
Tabellenverzeichnis	III
Formelzeichenverzeichnis	IV
Abkürzungsverzeichnis	V
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Ziele	2
1.3 Methodisches Vorgehen	2
2 Theoretische Betrachtungen	4
2.1 Stand der Technik	4
2.2 Leitungstheorie	6
2.3 Gegentakt- und Gleichtaktströme	10
2.4 Signalübertragung	11
2.5 Balun	12
2.6 Vergleich flugtauglicher und nicht flugtauglicher Steckverbindungen	16
2.7 Kabelarten für Daten- und Videoübertragung	18
2.8 Dämpfungsverhalten von Kabeln	21
2.9 Vektorieller Netzwerkanalysator	22
3 Methodik	25
3.1 Dämpfungsmessung	25
3.2 Vermessen von Antennen - Bestimmung des Antennengewinns und des Antennenfaktors	26
3.2.1 „Standard-site method“	27
3.2.2 Referenzantennenmethode	31
3.2.3 „Equivalent capacitance substitution method“	31
3.2.4 Vergleich und Diskussion der unterschiedlichen Methoden	32

4	Messungen	33
4.1	Impedanz- und Dämpfungsmessungen verschiedener Steckverbinder und Kabelarten	33
4.1.1	Inbetriebnahme der Balune	33
4.1.2	Referenzmessungen der Kabel	36
4.1.3	Messaufbau Vermessung Steckverbindungen	44
4.2	Vergleichsmessung zwischen Messempfänger und Spektrumanalysator . . .	63
4.3	Vergleichsmessung für eine Antennenkalibrierung	66
4.3.1	Ausrichtungsänderung	68
4.3.2	Abstandsänderung	70
4.3.3	Aufstellungsänderung	72
5	Fazit	74
5.1	Zusammenfassung	74
5.2	Kritische Reflexion	76
5.3	Ausblick	77
	Literaturverzeichnis	VI
	Anhang	X

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1	Ersatzschaltbild einer elektrischen Leitung	6
Abbildung 2	Signalübertragung eines unsymmetrischen Kabels	11
Abbildung 3	Signalübertragung eines symmetrischen Kabels	12
Abbildung 4	Schematischer Aufbau eines Baluns	13
Abbildung 5	Schaltplan des Baluns SY9223-100 der Firma Schwarzbeck	15
Abbildung 6	Aufbau eines symmetrischen Pi-Dämpfungsgliedes	15
Abbildung 7	Darstellung der S-Parameter anhand eines 2-Port Netzwerks	23
Abbildung 8	Messaufbau der 2-Antennen Methode zur Bestimmung des Antennen- gewinns	29
Abbildung 9	Einfügedämpfung zweier SY9223-100 Balune (an EuT verbunden) . .	34
Abbildung 10	Dämpfungs- und Impedanzverlauf des Messaufbaus	35
Abbildung 11	Messaufbau der Referenzmessung für die Kabelmessung	36
Abbildung 12	Impedanz- und Dämpfungsverlauf eines Aderpaares im unverdrillten und verdrillten Zustand mit Vergleich zu einem geschirmten Aderpaar	38
Abbildung 13	Veränderung des Dämpfungs- und Impedanzverhaltens bei Variati- on des Abstandes zwischen den zwei Leitern eines nicht verdrillten Aderpaares	39
Abbildung 14	Vergleichsmessung zwischen verschiedenen Ethernet-Kabeln	41
Abbildung 15	Vergleich der Dämpfung bei verschiedener Kabellänge eines Ether- netkabels	43
Abbildung 16	Ersatzschaltbild eines Ferritkerns	44
Abbildung 17	Auswirkung eines Ferritkerns auf die Dämpfung von Aderpaaren . . .	45
Abbildung 18	Auswirkung eines Ferritkerns auf die Dämpfung verschiedener Kabel	47
Abbildung 19	Einfluss eines Ferritkerns auf die Impedanz von Aderpaaren	48
Abbildung 20	Einfluss eines Ferritkerns auf die Impedanz von verschiedenen Kabel- typen	50
Abbildung 21	Einfluss eines Ethernet-Steckers auf die Dämpfung von nicht geschirm- ten Aderpaaren	52
Abbildung 22	Einfluss eines Ethernet-Steckers auf die Dämpfung von nicht geschirm- ten Aderpaaren	53
Abbildung 23	Einfluss eines Ethernet-Steckers auf die Impedanz von nicht geschirm- ten Aderpaaren	54
Abbildung 24	Einfluss eines Ethernet-Steckers auf die Impedanz von verschiedenen Kabeln	55

Abbildung 25	Einfluss eines DEHN Überspannungs-Ableiters auf die Dämpfung von nicht geschirmten Aderpaaren	57
Abbildung 26	Einfluss eines DEHN Überspannungs-Ableiters auf die Dämpfung von verschiedenen Kabeln	58
Abbildung 27	Einfluss eines DEHN Überspannungs-Ableiters auf die Impedanz von nicht geschirmten Aderpaaren	59
Abbildung 28	Einfluss eines DEHN Überspannungs-Ableiters auf die Impedanz von verschiedenen Kabeln	61
Abbildung 29	Auswirkungen eines MIL-Steckers auf die Kabeleigenschaften eines Ethernet-Kabels	62
Abbildung 30	Richtcharakteristik	67
Abbildung 31	Idealer Verlauf des AFs	68
Abbildung 32	Veränderung des AF bei Änderung der Ausrichtung der Antennen zueinander um 15 Grad	69
Abbildung 33	Veränderung des AF bei Änderung des Abstands zwischen den Antennen	71
Abbildung 34	Veränderung des AF bei Veränderung der Position in der EMV-Kammer	73

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1 Kategorien von Ethernet-Kabeln	22
Tabelle 2 Schrittweite für die Antennenkalibrierung nach Norm ANSI C63.5-2017 . .	66

Formelzeichenverzeichnis

Symbol	Einheit	Bedeutung
a_e	dB	Einfügedämpfung
a, b	-	Leitungswellen
AF	$\text{dB} \cdot \text{m}^{-1}$	Antennenfaktor
c	$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$	Lichtgeschwindigkeit
C	F	Kapazität
E	$\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$	Elektrische Feldstärke
f	Hz	Frequenz
G	S	Leitwert
G_0	-	Antennengewinn
G_{dB}	dBi	Antennengewinn in Dezibel
K	-	Eingangsleistungsverhältnis
L	H	Induktivität
P_r	W	Leistung an der Empfangsantenne
P_t	W	Leistung an der Sendeantenne
r	m	Abstand
R	Ω	Widerstand
SA	dB	Minimale relative Einfügedämpfung
S_{ij}	dB	Streuparameter (i, j: jeweiliger Kanal)
U	V	Spannung
U_{hin}	V	hinlaufende Spannungswelle
$U_{\text{rück}}$	V	rücklaufende Spannungswelle
U_0	V	Leerlaufspannung eines Signalgenerators
U_2	V	Ausgangsspannung eines Filterkreises
Z	Ω	Impedanz
Z_W	Ω	Wellenwiderstand
Z_1	Ω	Quellimpedanz
Z_2	Ω	Lastimpedanz
Z_{f0}	Ω	Freiraumwellenwiderstand
ϵ_0	$\text{A} \cdot \text{s} \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$	Elektrische Feldkonstante im Vakuum
λ	m	Wellenlänge
μ_0	$\text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{A}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$	Magnetische Feldkonstante im Vakuum
ρ	-	Reflexionsfaktor
ω	s^{-1}	Kreisfrequenz

Abkürzungsverzeichnis

AF	Antennenfaktor
CAN	Controller Area Network
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.
E/A	Eingang/Ausgang
EMI	Elektromagnetische Interferenz
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EuT	Equipment under Test
GSM	Global System for Mobile Communications
HDMI	High-Definition Muldimedia Interface
HF	Hochfrequenz
LTE	Long Term Evolution
NEXT	Nahnebensprechen
USB	Universal Serial Bus
VNA	Vektorieller Netzwerkanalysator

1 Einleitung

In der heutigen digitalen Welt sind Steckverbindungen für die reibungslose Übertragung von Signalen und Daten von zentraler Bedeutung. In den verschiedensten Anwendungsbereichen ist eine zuverlässige elektrische Verbindung zwischen verschiedenen Komponenten unerlässlich. Dabei sind Impedanz und Dämpfung von besonderem Interesse. Diese Bachelorarbeit beschäftigt sich mit der Untersuchung des Impedanz- und Dämpfungseinflusses von Steckverbindungen auf verschiedene Kabeltypen.

1.1 Motivation

Impedanz und Dämpfung sind wichtige Parameter, die die Leistung und Übertragungsqualität elektronischer Systeme beeinflussen. Steckverbindungen können diese Effekte, wie auch die Übertragungreichweite und die Signalstärke, je nach Kabeltyp stark abschwächen. Daher ist es für die Sicherstellung der Übertragungseffizienz und der Signalintegrität bei der Datenübertragung von großer Bedeutung, den Einfluss der Impedanz und der Dämpfung von Steckverbindern zu untersuchen. Zur Durchführung von Messungen und damit einhergehende Lösung aktueller Probleme, soll der in der EMV-Kammer vorhandene VNA eingesetzt werden.

Des Weiteren werden über den Messempfänger der EMV-Kammer die LTE- und GSM-Frequenzen der Mobiltelefone eingespeist. Deshalb ist es von besonderem Interesse, die Eignung des Messgerätes und des Kabels beurteilen zu können. Dazu wird eine Vergleichsmessung mit einem Spektrumanalysator angestrebt, um ergänzend die Komponenten, wie Adapter und Kabel auf ihre Korrektheit zu untersuchen.

Die Technologie des VNAs soll darüber hinaus auch bei anderen Messungen, wie die Evaluierung einer Antennenkalibrierung, ihren Einsatz finden. Dazu wird eine Vergleichsmessung der Antennen in der EMV-Kammer durchgeführt. Aufgrund des vierjährigen Kalibrierintervalls der Antennen ist die Durchführung von Messungen in der EMV-Kammer des DLR Braunschweig zeitweise nicht möglich. Die Vergleichsmessung überprüft die Richtigkeit der Antennen und Wartezeiten können vermieden werden. Die Durchführung der Messung

erfolgt mit der frisch kalibrierten Antenne und wird anschließend mit der Referenzmessung verglichen, um bei Bedarf die Notwendigkeit einer Kalibrierung zu beurteilen.

1.2 Ziele

Das Hauptziel dieser Arbeit besteht darin, den Einfluss von Steckverbindern auf die Impedanz und Dämpfung verschiedener Kabeltypen zu analysieren. Es soll ermittelt werden, wie verschiedene Steckverbinder die elektrischen Eigenschaften von Kabeln beeinflussen und welche Auswirkungen dies auf die Signalintegrität und die Übertragungsleistung hat. Als zweites Ziel soll eine Abschätzung darüber getroffen werden, in welchem Umfang der Messempfänger und das Messkabel aus der EMV-Kammer weiter verwendet werden können. Mögliche Verbesserungsmöglichkeiten sollen aufgezeigt und gegeneinander abgewogen werden.

Das dritte Ziel dieser Arbeit ist es, durch eine Antennenkalibrierungsvergleichsmessung eine Aussage über die Einsatzfähigkeit der Antennen zu ermöglichen.

1.3 Methodisches Vorgehen

Um die gesteckten Ziele zu erreichen, wird ein systematischer Ansatz verfolgt. Zunächst werden verschiedene Steckverbinder und Kabeltypen ausgewählt, die in der Luftfahrtindustrie weit verbreitet sind und im DLR häufig verwendet werden. Anschließend werden mit hochpräzisen Messgeräten die Impedanzen und Dämpfungen der Kabel allgemein und der Kabel mit Steckverbindern gemessen. Dazu wird ein VNA verwendet. Es werden umfangreiche Messungen durchgeführt, um eine zuverlässige Datenbasis zu erhalten.

Die gewonnenen Daten werden analysiert und ausgewertet, um den spezifischen Impedanz- und Dämpfungseinfluss der Steckverbinder auf die verschiedenen Kabeltypen zu bestimmen. Anhand der Ergebnisse werden mögliche Ursachen für unerwünschte Impedanz- und Dämpfungseffekte untersucht und bewertet.

Schließlich werden auf Basis der gewonnenen Erkenntnisse Lösungsansätze entwickelt, um den Impedanz- und Dämpfungseinfluss von Steckverbindern auf verschiedene Kabeltypen zu minimieren.

Die Vergleichsmessung des Messempfängers mit dem Spektrumanalysator wird zunächst offen und abgeschlossen, ohne weitere Komponenten durchgeführt. Anschließend werden Komponenten wie Adapter und Kabel dem Messaufbau hinzugefügt, um Aussagen über deren Einfluss hinsichtlich der Einkopplung der Mobiltelefonfrequenzen treffen zu können. Für die Antennenkalibrierung werden verschiedene Methoden untersucht und gegeneinander abgewogen. Dabei wird die favorisierte Messmethode mit Nutzung des VNA durchgeführt. Zusätzlich wird eine Bewertung hinsichtlich der möglichen Toleranz in der Genauigkeit des Messaufbaus vorgenommen. Diese Untersuchung gilt der Vereinfachung der Messdurchführung für zukünftige Antennenkalibrierungen.

2 Theoretische Betrachtungen

In diesem Kapitel werden theoretische Betrachtungen angestellt, die sowohl den Stand der Technik (Kapitel 2.1) beinhalten, als auch grundlegende Informationen zur Leitungstheorie (Kapitel 2.2). Weiterhin werden die Terme Gegentakt- und Gleichtaktströme (Kapitel 2.3) beleuchtet. Anschließend gibt es eine kleine Übersicht, von verschiedenen Arten der Signalübertragung (Kapitel 2.4), ehe das Bauteil Balun (Kapitel 2.5) mit seinem Aufbau und seiner Funktionsweise erläutert wird. Zudem werden verschiedene Kabelarten zur Datenübertragung beschrieben und miteinander verglichen (Kapitel 2.7). Das Dämpfungsverhalten der verschiedenen Kabel wird weiterhin untersucht (Kapitel 2.8). Außerdem wird eine Gegenüberstellung von nicht-flugtauglichen Steckern und flugtauglichen Steckern vorgenommen (Kapitel 2.6). Zuletzt erfolgt eine Erklärung der allgemeinen Funktionsweise eines VNAs und seiner Streuparameter (Kapitel 2.9).

2.1 Stand der Technik

Die Weiterentwicklung von Netzwerktechnologien erfordert leistungsfähige und zuverlässige Verbindungslösungen, die mit den hohen Datenraten Schritt halten können. Während herkömmliche MIL-DTL-38999-Steckverbinder in der Vergangenheit erfolgreich in militärischen Anwendungen eingesetzt wurden, hat die Studie „Evaluating Connectors for Gigabit and 10-Gigabit Ethernet in military and aerospace applications“ [1] gezeigt, dass diese nicht in der Lage sind, die Anforderungen von 10G-Ethernet zu erfüllen.

Die Veröffentlichung [1] befasst sich mit der Bewertung verschiedener militärischer Verbindungstechnologien für Gigabit- und 10G-Netzwerke im Militär- und Luftfahrtbereich. Es wurden herkömmliche MIL-DTL-38999-Steckverbinder mit speziell für Gigabit- und 10G-Anwendungen entwickelten Steckverbindern der Firma TE Connectivity verglichen. Die Tests wurden sowohl für Gigabit (Cat 5e) als auch für 10 Gigabit (Cat 6a) Datenraten durchgeführt und umfassten Verbindungen mit einem und bis zu fünf Steckverbindern. Die Ergebnisse zeigten, dass die MIL-DTL-38999-Steckverbinder für Konfigurationen mit mehreren Steckverbindern ungeeignet waren. Die TE-Steckverbinder bestanden alle Tests und zeigten damit die Notwendigkeit von Steckverbindern mit kontrollierter Impedanz für

hohe Datenraten [1].

Der MIL-DTL-38999-Steckverbinder wurde entwickelt, als Robustheit und Reparierbarkeit im Vordergrund standen. Er war für raue Umgebungsbedingungen ausgelegt und konnte hohen Vibrationen, mechanischen Stößen, extremen Temperaturen, vielen Steckzyklen und korrosiven Flüssigkeiten und Chemikalien standhalten. Die Übertragungsgeschwindigkeit spielte bei der ursprünglichen Entwicklung des Steckverbinders keine entscheidende Rolle. [1]

Mit der Verbreitung von Gigabit-Ethernet und dem Aufkommen von 10G-Ethernet wächst auch das Interesse der Militär- und Luftfahrtindustrie an Steckverbindern, die 10G-Ethernet unterstützen. In den Tests wurde die elektrische Leistung des MIL-DTL-38999-Steckverbinders und zweier neuer Steckverbinderfamilien von TE Connectivity (CeeLok FAS-T und CeeLok FAS-X) bewertet. Die TE-Steckverbinder erfüllten die Anforderungen für Cat 5e und Cat 6a mit ausreichender Toleranz. [1]

Die Tests konzentrierten sich auf die Untersuchung des differentiellen Nahnebensprechens (NEXT). Beim NEXT wird ein benachbarter Empfänger von einem Sender gestört. Die Entstehung von NEXT kann auf verschiedene Faktoren zurückgeführt werden. Einer dieser Faktoren ist die elektromagnetische Interferenz (EMI), die durch externe Quellen, wie Stromleitungen, elektrische Motoren, Hochspannungsleitungen oder andere elektromagnetische Felder entstehen kann. Diese Störungen erzeugen elektrische Felder, die ungewollt auf benachbarte Drahtpaare übertragen werden können. [2]

In den Tests [1] wurde festgestellt, dass der MIL-DTL-38999-Steckverbinder Gigabit Ethernet unterstützen kann, jedoch nicht 10G-Ethernet. Im Gegensatz dazu waren die anderen Steckverbinder für 10G-Ethernet und auch bei Verbindungen mit mehreren Steckverbindern geeignet. Die Multiconnectivity Tests zeigten, dass der MIL-DTL-38999-Steckverbinder mit zunehmender Anzahl an Steckverbindern an seine Grenzen stößt und nicht für Gigabit und 10G-Ethernet empfohlen wird. Die anderen Steckverbinder hingegen bestanden alle Tests, wobei der CeeLok FAS-X Steckverbinder insgesamt die besten Ergebnisse erzielte, insbesondere bei Anwendungen mit mehreren Steckverbindern. [1]

Bei der Umstellung von Anwendungen auf Hochgeschwindigkeits-Gigabit- und 10G-Ethernet ist es wichtig, die Verbindungen sorgfältig zu evaluieren. Dabei sollten ins-

besondere Faktoren wie Entfernung, Geschwindigkeit und Anzahl der Steckverbinder berücksichtigt werden. Für neue Anwendungen sind herkömmliche Eingang/Ausgang (E/A)-Steckverbinder nicht geeignet. Dagegen bieten speziell entwickelte Steckverbinder Vorteile in Bezug auf Leistung und Robustheit. [1]

2.2 Leitungstheorie

Wenn der zeitliche Verlauf eines Signals von Bedeutung ist, spricht man in der EMV von instationären Vorgängen. Dies ist insbesondere in der Hochfrequenztechnik von großer Bedeutung.

Wird ein Impuls mit einer steilen Flanke auf eine Leitung geschaltet, so kennt dieser Impuls das Leitungsende nicht. Dieses Phänomen tritt genau dann auf, wenn die Flankenlänge des Impulses im Vergleich zur Leitungslänge kurz ist. ES wird von einer elektrisch langen Leitung gesprochen. [3]

Wird am Anfang der Leitung eine Spannung angelegt, so läuft eine Wellenfront durch die Leitung. Diese lässt sich durch die vorherrschenden Leitungseigenschaften bestimmen. Um diese Leitungseigenschaften zu verstehen, muss man die elektrischen Eigenschaften der Leitung kennen.

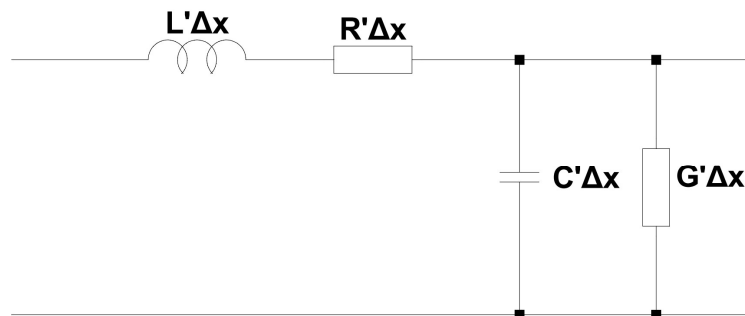


Abbildung 1: Ersatzschaltbild einer elektrischen Leitung

Das Ersatzschaltbild einer Leitung kann durch vier elektrische Komponenten dargestellt werden (Abb. 1). Dabei ist L' die Induktivität der Leitung, R' der reelle Widerstand, C' die Kapazität und G' stellt den Leitwert der Leitung dar. Δx beschreibt die Länge des betrachteten Leiterstückes. Mit Hilfe des Ersatzschaltbildes kann die Impedanz Z_W der

Leitung berechnet werden. Diese Impedanz wird als Wellenwiderstand bezeichnet. [3]

$$Z_W = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (1)$$

Bei Vorgängen unter hohen Frequenzen sind der Widerstand und der Leitwert nahezu vernachlässigbar. Die Kabelimpedanz nähert sich einem realen, frequenzunabhängigen Wert an. Da bei sehr hohen Frequenzen der Beitrag der Spule wesentlich größer ist, als der reelle Wert des Widerstandes ($\omega L' \gg R'$) und der Beitrag des Kondensators ebenfalls wesentlich größer ist, als der Beitrag des Leitwertes ($\omega C' \gg G'$), vereinfacht sich die Formel 1 [4] damit bei hohen Frequenzen zu:

$$Z_W = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2)$$

Der Wellenwiderstand ist eine Eigenschaft von längshomogenen Leitungen [2]. Von einer längshomogenen Leitung wird gesprochen, wenn die elektrischen Eigenschaften der Leitung über ihre gesamte Länge konstant sind. Der Leitungswiderstand beschreibt das Verhältnis von Strom- und Spannungswellen, die sich in eine Richtung ausbreiten. Dieser Wellenwiderstand wird auch als Eingangswiderstand einer endlosen homogenen Leitung bezeichnet. Die Leitungsimpedanz hat einen wesentlichen Einfluss auf die Impulsausbreitung. Eine elektrisch lange Leitung kann durch viele, in Reihe geschaltete Spulen und parallel geschaltete Kondensatoren beschrieben werden (Abb. 1). Erreicht die ausgesendete Wellenfront das Ende der Leitung, sind alle Kondensatoren aufgeladen. Der weitere Verlauf der Spannung wird nun durch den Leitungsabschluss bestimmt. [2]

Wichtig in dieser Betrachtung ist der Begriff Impedanzanpassung. Ziel ist es, keine Reflexionen auf der Leitung zu erhalten. Durch den Abschluss einer Leitung können Signalreflexionen vermieden werden. Wird die Leitung mit einem Widerstand abgeschlossen, dessen Impedanz dem Wellenwiderstand der Leitung entspricht, ist die Impedanzanpassung erfolgreich und es treten keine Reflexionen auf. Entspricht der Widerstand nicht dem Wellenwiderstand der Leitung, werden die Wellenfronten, die die Signalleitung durchlaufen, reflektiert. [2]

Reflexionen können durch verschiedene Quellen verursacht werden. Nicht nur die nicht angepasste oder nicht abgeschlossene Leitung ist eine Quelle, sondern auch Steckverbinder oder Durchkontaktierungen stellen Risiken dar und müssen deshalb sorgfältig ausgewählt werden. Eine Änderung der Leitungsimpedanz führt zu einer Änderung des Ladungsflusses und damit zu einer Änderung der Amplitude des Spannungspegels, wodurch Reflexionen auftreten. [3]

Das Ausmaß der Reflexionen kann durch den Reflexionsfaktor ρ (Formel 3) beschrieben werden. Dieser gibt das Verhältnis zwischen rücklaufender und hinlaufender Welle an. [2]

$$\rho = \frac{U_{\text{rück}}}{U_{\text{hin}}} = \frac{R - Z_W}{R + Z_W} \quad (3)$$

In Formel 3 beschreibt $U_{\text{rück}}$ die rücklaufende Welle, U_{hin} die hinlaufende Welle, R den Widerstand am Ende der Leitung und Z_W den Wellenwiderstand.

Reflexionen können in verschiedene Arten unterteilt werden. Von Totalreflexion spricht man, wenn die gesamte Welle reflektiert wird. Dies führt zu einer Verdoppelung der Amplitude des Stromflusses und damit der Spannung an der Leitung. In diesem Fall hat der Reflexionsfaktor den Wert 1. Totalreflexion tritt auf, wenn der Strom nicht abfließen kann, der Widerstand am Ende der Leitung also unendlich groß ist. Von negativer Reflexion spricht man dagegen, wenn der Widerstand am Leitungsende $0 \, \Omega$ beträgt. In diesem Fall wird die Spannung der Welle umgekehrt, was wiederum zur Auslöschung der hinlaufenden Welle führt. Der Reflexionsfaktor ist hier -1. [2]

Um solchen Effekten wie Reflexionen und Auslöschungen entgegenzuwirken, können verschiedene Maßnahmen ergriffen werden. Es kann die Reflexion des Spannungssignals durch einen Abschlusswiderstand verhindert werden. Hat der Widerstand am Ende der Leitung den gleichen Wert wie die Leitungsimpedanz, so ist der Reflexionsfaktor Null und es kommt zu keiner Reflexion von Signalen. Eine andere Möglichkeit besteht darin, am Anfang der Leitung einen Vorwiderstand einzubauen. Dadurch wird das Signal nur einmal reflektiert und kann dann über den Widerstand fließen. Allerdings ist bei der zweiten Methode die Spannung nach der Reflexion doppelt so hoch, wie die ursprüngliche Spannungsamplitude, was es zu beachten gilt. [3]

Während die Impedanz einer Leitung unabhängig von ihrer Länge ist, hat die Leitungsgeometrie darauf einen großen Einfluss. Grund dafür ist der Skin-Effekt [5]. Der Skin-Effekt, auch Stromverdrängungseffekt genannt, bezeichnet das Phänomen bei hochfrequenten Vorgängen, bei dem Wechselstrom und magnetischer Fluss nur bis zu einer bestimmten Tiefe in die Oberfläche eines Leiters eindringen.

Der Strom wird hin zur Oberfläche des Leiters verdrängt, wodurch eine inhomogene Stromverteilung entsteht. Der Skin-Effekt bewirkt bei hohen Frequenzen eine Verringerung der Eindringtiefe des Wechselstroms in den Leiter [6]. Je höher die Frequenz ist, desto stärker findet der Stromtransport an der Außenseite des Leiters statt. Dies liegt daran, dass die Wechselwirkungen im Inneren des Leiters stärker sind [5]. Die effektive Leiterfläche wird durch diesen Effekt kleiner.

Dieser Effekt wurde erstmals 1873 von Maxwell entdeckt [7]. In seinem umfangreichen Werk „A treatise on electricity and magnetism“ [8] erklärt James Clerk Maxwell den Effekt der Stromverdrängung mit Hilfe seiner Maxwellschen Gleichungen. Dabei beschreibt er den Skin-Effekt als Folge der Wechselwirkung zwischen dem äußeren Wechselstrom, den erzeugten Wirbelströmen und den Magnetfeldern. Nach Maxwell ist das Magnetfeld des Wechselstroms die Hauptursache für dieses Phänomen. In seinen Untersuchungen zeigt er, dass sich das elektrische Feld und der Stromfluss mit zunehmender Frequenz immer mehr an der Oberfläche konzentrieren. Er erklärt das damit, dass die Wirbelstromdichte an der Oberfläche des Leiters am höchsten ist und dadurch das Magnetfeld verstärkt wird. Dieses verstärkte Magnetfeld wirkt wie eine Barriere, die das Eindringen des Stroms in das Innere des Materials begrenzt. Es führt dazu, dass der größte Teil des Stroms entlang der Oberfläche fließen muss. [8]

Auch andere Wissenschaftler prägten die Erklärung des Skin-Effekts. Heaviside, Rayleigh, und Kelvin konnten Maxwells Entdeckungen belegen und schufen damit den Grundstein für die Entwicklung von Hochfrequenztechnologien. Durch mathematische Modelle, die den Stromfluss in leitenden Materialien beschreiben und Untersuchungen des Verhaltens von elektromagnetischen Feldern bei hohen Frequenzen, konnte dieses Phänomen erklärt und bewiesen werden. [7]

2.3 Gegentakt- und Gleichtaktströme

Gegentakt- und Gleichtaktströme sind Begriffe, die in der Elektronik und Signalverarbeitung verwendet werden, um den Stromfluss in Schaltungen zu beschreiben.

Gegentaktströme beziehen sich auf den Stromfluss durch zwei Ausgänge oder Leitungen, wobei die Stromrichtungen entgegengesetzt sind. Dies tritt häufig bei differentiellen Signalen auf. Bei diesen wird ein Signal auf eine Leitung und das inverse Signal auf eine andere Leitung gelegt, wobei die Differenz zwischen den beiden Signalen die eigentliche Information enthält. Die Ausgänge eines Differenzverstärkers oder -empfängers sind typischerweise so konfiguriert, dass sie Gegentaktströme erzeugen, um das Differenzsignal zu verstärken oder wiederherzustellen.[4]

Durch die Verwendung von entgegengesetzten Phasen in differentiellen Signalen kann das differentielle Signal leichter von Störungen getrennt und verstärkt werden. Allerdings erfordern Gegentaktströme oft spezielle Schaltungstechniken und Bauteile, was die Komplexität und die Kosten erhöht. Eine ungenaue Anpassung der differentiellen Signale kann zu einer Verringerung der Effektivität der Gegentaktunterdrückung und zu Signalverzerrungen führen. Daher sind sorgfältige Maßnahmen, wie die Verwendung differentieller Verstärker und die Optimierung der Signalintegrität erforderlich, um die Auswirkungen von Gegentaktströmen zu minimieren.[9]

Im Gegensatz dazu beziehen sich Gleichtaktströme auf den Stromfluss durch zwei Ausgänge oder Leitungen, wobei die Stromrichtungen gleichgerichtet sind. Sie treten auf, wenn an beiden Ausgängen oder Leitungen das gleiche Signal oder ein gemeinsames Störsignal anliegt. Gleichtaktströme können durch unerwünschte Störungen wie EMI verursacht werden. Sie können Rauschen und Signalverzerrungen verursachen und die Signalqualität beeinträchtigen. Beim Entwurf von Schaltungen ist es wichtig, Maßnahmen zu ergreifen, um Gleichtaktströme zu minimieren oder zu unterdrücken. Diese können zum einen Filter, beispielsweise Tiefpassfilter, sein, um diese Hochfrequenz-Gleichtaktstörungen zu eliminieren. Zum anderen kann eine Verbesserung der Erdung und Schirmung der Schaltungen und Leitungen dazu beitragen, Gleichtaktströme zu minimieren. Durch die Verwendung von abgeschirmten Kabeln und Gehäusen können externe Störungen reduziert werden.[9]

2.4 Signalübertragung

Zur Signalübertragung können zwei Arten von Übertragungsleitungen verwendet werden: unsymmetrische und symmetrische Leitungen. Charakteristisch für die unsymmetrische Signalübertragung ist die Ausstattung des Kabels mit nur 2 Adern. Eine Ader läuft dabei auf Masse und ist gleichzeitig auch für die Abschirmung zuständig, während die andere Ader das Nutzsignal überträgt. Die Ader, welche auf Masse liegt, ist damit der Rückleiter des Signalstroms [4]. Der Aufbau einer solchen Signalübertragung ist in Abbildung 2 zu sehen. Diese Art der Signalübertragung führt dazu, dass auftretende Störsignale in das Nutzsignal addiert werden und dadurch auch im Messempfänger sichtbar werden. Diese Art der Leitung ist bei den meisten Koaxialkabeln der Fall.

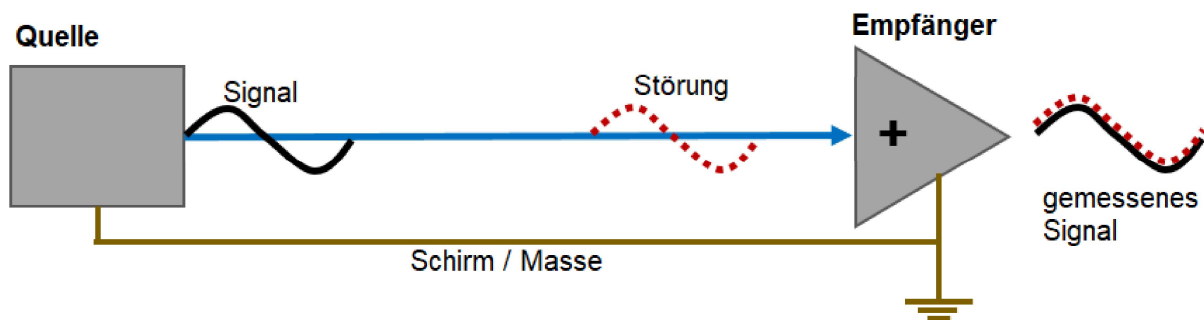


Abbildung 2: Signalübertragung eines unsymmetrischen Kabels [10]

Wird von symmetrischer Signalübertragung gesprochen, sind dagegen drei Adern erforderlich. Eine symmetrische Leitung besteht aus zwei parallelen Leitern mit gleichem Potential und entgegengesetzter Polarität. Die dritte Leitung fungiert als Masserückführung und verkörpert den Schirm. Dies ist zum Beispiel bei Twisted-Pair-Kabeln der Fall. Bei einer auf den Signalleitern eingekoppelten Störung wird diese durch die Verpolung der Signale eliminiert. Das Ergebnis ist das reine Nutzsignal (Abbildung 3). Die Verpolung erfolgt durch Subtraktion der Signale. Da die Störsignale auf beiden Leitungen gleich sind, heben sie sich durch die Subtraktion gegenseitig auf.

Unsymmetrische Kabel bestehen daher aus einer Signalleitung und einer Abschirmung. Symmetrische Kabel haben dagegen zwei um 180 Grad gegenphasige Nutzsignalleitungen, die durch ihre gegenläufigen Phasen Störsignale wirksam auslöschen. [11]

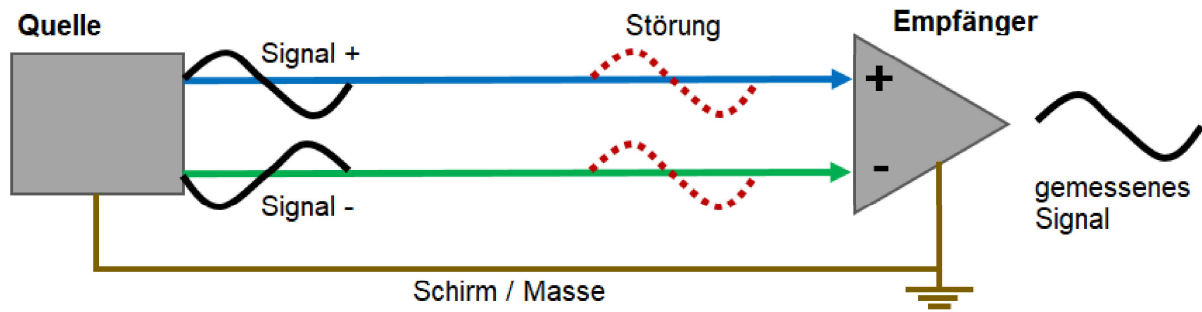


Abbildung 3: Signalübertragung eines symmetrischen Kabels [10]

2.5 Balun

Soll nun ein unsymmetrisches Signal in ein symmetrisches Signal oder umgekehrt, umgewandelt werden, so wird ein Symmetrierungsglied, typischerweise ein Balun benötigt. Das Kunstwort Balun setzt sich aus den beiden Wörtern „balanced“ und „unbalanced“ zusammen, welche die Umwandlung zwischen symmetrischen und unsymmetrischen Signalen anzeigen soll. Ein Balun hat die Möglichkeit die Impedanz zu transformieren. Zu beachten ist, dass der Wellenwiderstand des Kabels dem entsprechenden Nennwiderstand des Anschlusses am Balun entspricht, um Reflexionen zu verhindern. [6] Ein typischer Balun besteht in seiner Grundform aus einem Transformator, welcher die Impedanzanpassung ermöglicht. Je nach Anforderung und gewünschtem Signal hat der Symmetrierübertrager entweder einen unsymmetrischen Eingang und einen symmetrischen Ausgang oder umgekehrt (Abb. 4). Wird ein unsymmetrisches Signal in den Balun eingespeist, so wird das Signal in zwei symmetrische Signale umgewandelt und durch die Wicklungen des Transformators geleitet. Auf der symmetrischen Seite des Baluns werden die beiden Signale zusammengeführt und auf die beiden parallelen Leiter übertragen. Im umgekehrten Fall teilt der Transformator ein symmetrisches Signal, welches in den Balun eingespeist wird, in zwei entgegengesetzte Ströme auf und leitet sie durch die Wicklungen. Auf der unsymmetrischen Seite des Baluns wird das Signal zusammengesetzt und auf den einzelnen unsymmetrischen Leiter übertragen. [12]

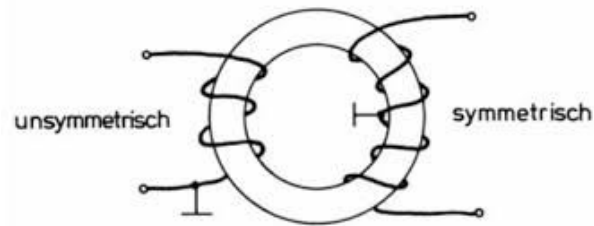


Abbildung 4: Schematischer Aufbau eines Baluns [14]

Es gibt verschieden Arten von Balunen, die sich in Aufbau und Konstruktion unterscheiden. Die Grundstruktur des transformatorbasierten Baluns (Abb. 4) besteht aus einem Ferritkern auf dem Spulen gewickelt sind. Die Wicklungen werden auf den Ferritkern gewickelt und können entweder auf einem gemeinsamen Kernabschnitt oder getrennt angeordnet sein, abhängig von der spezifischen Konstruktion des Baluns. Der Ferritkern hat die Aufgabe die magnetische Kopplung zwischen den Wicklungen zu verbessern und unerwünschte Einstrahlungen zu reduzieren. [12, 13]

Man unterscheidet zwei grundlegende Konfigurationen der Wicklungen. Die Primärwicklung wird hierbei durch die symmetrische Wicklung dargestellt und besteht aus zwei Spulen. Diese werden in entgegengesetzter Richtung auf den Kern aufgewickelt und weisen die gleiche Anzahl an Windungen auf. Die entstandene Wicklung wird dann an den symmetrischen Eingang des Baluns angeschlossen. Die Sekundärwicklung entspricht der unsymmetrischen Wicklung und besteht aus einer einzelnen Spule, welche mit dem unsymmetrischen Ausgang des Baluns verbunden wird. [15]

Die Primär- und die Sekundärwicklung sind über den Ferritkern magnetisch gekoppelt. Wenn ein Signal durch die symmetrische Wicklung fließt, erzeugt dies im Ferritkern ein Magnetfeld, welches das Signal auf die unsymmetrische Wicklung überträgt [6]. Dieser Transformationsprozess ermöglicht die Umwandlung des Signals von einer symmetrischen in eine unsymmetrische Form und umgekehrt.

Der Symmetrierübertrager SY9223-100 der Firma Schwarzbeck

Der für die Messungen dieser Arbeit verwendete Symmetrierübertrager der Firma Schwarzbeck wandelt das symmetrische Signal eines Ethernetkabels über Pin vier und fünf in das unsymmetrische Signal einer Koaxialleitung um. Dieser Balun muss nicht nur das Signal übertragen, sondern auch die Anforderungen an Anpassung und Symmetrie erfüllen. Im Gegensatz zum Einsatz eines Baluns in der Kommunikationstechnik werden an die Dämpfung nur geringe Anforderungen gestellt, da die Übertragung des Nutzsignals mit minimaler Dämpfung nicht im Vordergrund steht. Hingegen ist insbesondere die Anforderung an die Symmetrie kritisch, da häufig kein definierter Rückleiter für den unsymmetrischen Strom festgelegt ist. Der symmetrische Stromkreis ist in sich geschlossen. Ein Strom fließt von der einen Klemme des Baluns durch den Prüfling und endet an der zweiten Klemme desselben Baluns. Die Koaxialleitungen werden nicht berührt. Tritt jedoch eine Unsymmetrie auf, so sind die durch die beiden Baluns fließenden Ströme nicht mehr gleich und können sich nicht mehr gegenseitig aufheben. Die Differenz fließt über die Masseverbindung des gesamten Aufbaus. Ist diese Differenz, aufgrund des Aufbaus des Baluns mit LC-Schwingkreisen oder einer Annäherung an die Abmessungen der Wellenlänge, resonanzfähig, kann es zu Messfehlern kommen. Um eine gute Symmetrie zu erreichen, reicht daher ein einzelner Übertrager nicht aus. Da bei hohen Frequenzen die Energie hauptsächlich kapazitiv zwischen den Wicklungen übertragen wird, sind für einen galvanisch trennenden Balun immer zwei Kerne erforderlich.

Die richtige Impedanzanpassung wird bei den Balunen der Firma Schwarzbeck durch ein Dämpfungsglied und nicht durch das Übersetzungsverhältnis erreicht. Die Verwendung eines anderen Übersetzungsverhältnisses als 1:1 kann zu Problemen führen. Deshalb werden bei Breitbandanwendungen ausschließlich 1:1-Übertrager verwendet. Dies liegt vor allem daran, dass für eine gute Kopplung über einen weiten Frequenzbereich die Wicklungen möglichst nahe beieinander liegen müssen. Bei gleicher Windungszahl können Primär- und Sekundärwicklung verdrillt werden, bei ungleichem Windungsverhältnis ist die Wicklung undefiniert. Bei Schwarzbeck ist das Windungsverhältnis mit zwei mal 13 Windungen gleich und somit werden die Wicklungen eng miteinander verdrillt. Im Anhang in Abbildung 35

ist die Platine des Baluns gezeigt.

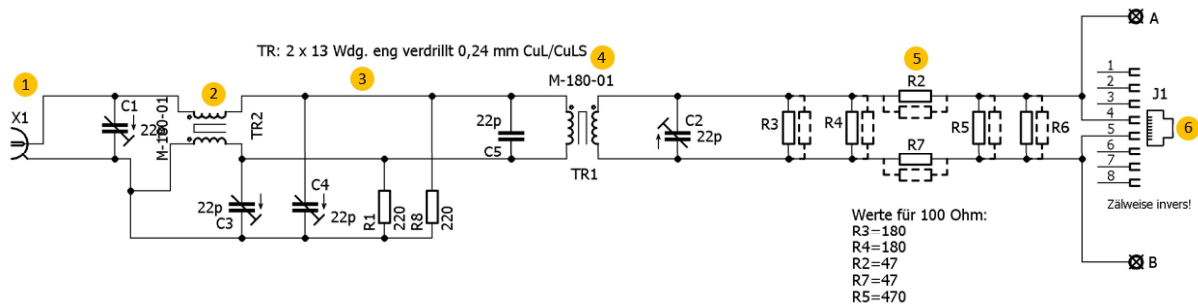


Abbildung 5: Schaltplan des Balun SY9223-100 der Firma Schwarzbeck [16]

Abbildung 5 zeigt den Aufbau des Baluns, mit seinen Anschlüssen von einer BNC-Buchse (1) auf eine Ethernet-Buchse (6). Das Signal aus der BNC-Buchse wird für hohe Frequenzen symmetriert. Dies geschieht mit Hilfe einer Gleichtaktdrossel (2). Die nachfolgenden Trimmer (3) stellen die Symmetrie für hohe Frequenzen ein. Obwohl das Signal hier bereits symmetrisch ist, wird es noch auf den Schirm der Koaxialleitung bezogen. Anschließend wird es 1:1 transformiert (4), um die galvanische Trennung und die Symmetrie bei niedrigen Frequenzen zu realisieren. Durch ein Pi-Dämpfungsglied (5) wird das Signal nun an die richtige Impedanz angepasst. Charakteristisch für ein Pi-Dämpfungsglied ist die Anordnung der Widerstände. Im Falle des Symmetrierübertragers der Firma Schwarzbeck befindet sich ein symmetrisches Pi-Dämpfungsglied im Balun. In Abbildung 6 ist der prinzipielle Aufbau einer solchen Schaltung dargestellt [17].

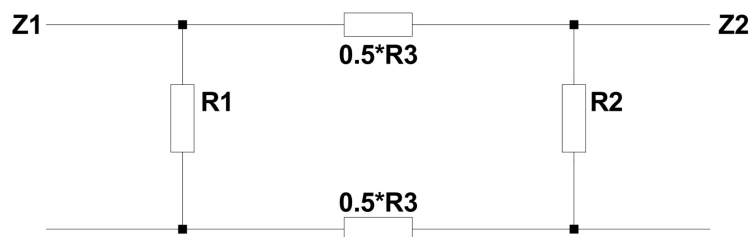


Abbildung 6: Aufbau eines symmetrischen Pi-Dämpfungsgliedes

Über die Quellimpedanz Z_1 und die Lastimpedanz Z_2 können die benötigten Widerstände errechnet werden. Dadurch kann die Impedanz präzise eingestellt und somit die Transformation durchgeführt werden. Dazu wird zunächst das Eingangsleistungsverhältnis K

durch den Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsleistung $P_{\text{in}}/P_{\text{out}}$ bestimmt und fließt in die Auslegung des Pi-Dämpfungsgliedes ein.

In Gleichung 4 [17] sind die Zusammenhänge zwischen Eingangsleistungsverhältnis K , Quellimpedanz Z_1 , Lastimpedanz Z_2 und den einzelnen Widerständen aufgezeigt.

Über diese Formeln wurden die Widerstände für den Balun SY9223-100 bestimmt.

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{(K - 1) * Z_1 \sqrt{Z_2}}{(K + 1) * \sqrt{Z_2} - 2 * \sqrt{K * Z_1}} \\ R_2 &= \frac{(K - 1) * Z_2 \sqrt{Z_1}}{(K + 1) * \sqrt{Z_2} - 2 * \sqrt{K * Z_1}} \\ R_3 &= \frac{K - 1}{2} * \sqrt{\frac{Z_1 * Z_2}{K}} \end{aligned} \quad (4)$$

Da einzelne Widerstände zum Energieverlust und damit zur Dämpfung beitragen, muss dies bei der Auslegung des Dämpfungsgliedes berücksichtigt werden. Durch das Anbringen mehrerer Trimmer wird die Einstellung der richtigen Impedanz unterstützt. Durch die Kondensatoren ergibt sich eine höhere Kapazität und damit über die Formel 2 ein reduzierter Wellenwiderstand für den Anschluss des Koaxialkabels.

2.6 Vergleich flugtauglicher und nicht flugtauglicher Steckverbindungen

Der Hauptunterschied zwischen flugtauglichen und nicht luftfahrttauglichen Steckverbindern liegt in den spezifischen Anforderungen und Normen, die sie erfüllen müssen. Luftfahrttaugliche Steckverbinder sind für den Einsatz in anspruchsvollen Umgebungen, wie der Luftfahrt ausgelegt, in denen hohe Zuverlässigkeit, Robustheit und Umweltbeständigkeit erforderlich sind. Sie sind für hohe elektrische Leistungen ausgelegt, um den Anforderungen von Luftfahrtsystemen gerecht zu werden. Die Standardisierung nach militärischen Normen, wie den MIL-Normen, legt detaillierte Spezifikationen für Design, Abmessungen und Leistungsmerkmale fest [18]. Dies ermöglicht den Austausch und die Kompatibilität von Steckverbindern zwischen verschiedenen Systemen und Herstellern.

Luftfahrttaugliche Steckverbinder sind so konstruiert, dass sie Vibrationen, Stößen, extremen Temperaturen, Chemikalien und anderen mechanischen Belastungen standhalten. Sie verfügen über ein robustes Gehäuse und eine Verriegelung, um eine sichere Verbindung zu gewährleisten und ein unbeabsichtigtes Lösen der Steckverbindung zu verhindern. Dabei sind die Kontakte oft vergoldet, um Korrosion, sowie Abbrüche zu vermeiden. Außerdem sind sie meist mit Dichtungen und Beschichtungen versehen, um einen Schutz vor Feuchtigkeit und Schmutz zu gewährleisten. Darüber hinaus sind luftfahrttaugliche Steckverbinder so konstruiert, dass sie leicht zu installieren, zu warten und zu reparieren sind. Dies ist wichtig, um Ausfallzeiten zu minimieren und eine schnelle Reparatur vor Ort zu ermöglichen. Durch diese besonderen Eigenschaften gewährleisten sie eine zuverlässige und sichere elektrische Verbindung in Luftfahrtsystemen. Luftfahrttaugliche Steckverbinder spielen eine entscheidende Rolle bei der Sicherstellung der Kommunikation, Steuerung und Stromversorgung von Avionik, Flugzeugsystemen und elektronischen Geräten in Flugzeugen [19]. Nicht luftfahrttaugliche Steckverbindungen können in verschiedenen Anwendungen eingesetzt werden, bei denen nicht die gleichen hohen Anforderungen gelten. Sie können in normalen industriellen Umgebungen, in der Unterhaltungselektronik, in Computern und Haushaltsgeräten eingesetzt werden. Diese Steckverbindungen erfüllen in der Regel nicht die gleichen strengen Normen und Anforderungen in Bezug auf mechanische Festigkeit, Umweltbeständigkeit und elektrische Leistung wie luftfahrttaugliche Steckverbindungen. Beispielsweise kann ein nicht luftfahrttauglicher Stecker für eine einfache elektrische Verbindung in einer normalen Büroumgebung ausreichen, aber er würde womöglich nicht den Anforderungen der Luftfahrt entsprechen, wo extreme Temperaturschwankungen, Vibrationen und andere Belastungen auftreten.

2.7 Kabelarten für Daten- und Videoübertragung

Optische Datenübertragung

Glasfaserkabel bestehen aus dünnen Glas- oder Kunststofffasern, die Lichtimpulse zur Übertragung von Daten verwenden. Diese Kabel bieten eine hohe Bandbreite und eine effiziente Datenübertragung über große Entfernungen [20]. Ein großer Vorteil besteht weiterhin in der Störungsfreiheit des Signales, da diese Art der Kommunikation unempfindlich gegenüber EMI ist [20]. Glasfaserkabel werden in Telekommunikationsnetzwerken, Internetverbindungen, LANs und vielen anderen Hochgeschwindigkeitsanwendungen zum Beispiel in der Medizintechnik, Verteidigungstechnik und Raumfahrt eingesetzt. [21]

Symmetrische Datenübertragung

Twisted-Pair-Kabel gehören zu den bekanntesten Kabelarten, wenn es zur Datenübertragung kommt. Sie bestehen aus mehreren isolierten Kupferdrahtpaaren, die miteinander verdreht sind. Twisted-Pair-Kabel werden unter anderem in Ethernet-Netzwerken verwendet. Das Dielektrikum ist meist aus Kunststoff oder einem anderen isolierenden Material. Damit beträgt der Wellenwiderstand von Twisted-Pair-Kabeln in der Regel $100\ \Omega$. Diese Kabel haben eine geringere Bandbreite als Glasfaserkabel, sind jedoch kostengünstig und weit verbreitet.[22]

Universal Serial Bus (USB) ist eine weit verbreitete Schnittstelle für den Anschluss von Peripheriegeräten an Computer und andere elektronische Geräte. USB-Kabel werden zum Laden von Mobiltelefonen, zum Anschließen von externen Festplatten, Druckern, Kameras und vielen anderen Geräten verwendet. Sie übertragen auch Daten zwischen den Geräten. Der Wellenwiderstand von USB-Kabeln beträgt in der Regel $90\ \Omega$ für USB 2.0 und $85\ \Omega$ für USB 3.0 [22]. Das USB ist eine Form des Twisted-Pair-Kabels und nutzt daher ebenfalls eine symmetrische Datenübertragung.

High-Definition Multimedia Interface (HDMI) ist eine digitale Schnittstelle für die Übertragung von hochauflösendem Audio und Video. HDMI-Kabel werden verwendet, um Geräte wie Fernseher, Computermonitore, Blu-ray-Player und andere multimediale Geräte miteinander zu verbinden. Sie übertragen sowohl Audio- als auch Videosignale

über eine einzige Verbindung. Der Wellenwiderstand von HDMI-Kabeln ist in der Regel nicht angegeben, da sie für kurze Distanzen ausgelegt sind und keine Anpassung des Wellenwiderstands erfordern.[23]

Ein **CAN-Bus** (Controller Area Network) wird in Netzwerken für die Kommunikation zwischen verschiedenen elektronischen Steuergeräten in Fahrzeugen und industriellen Anwendungen eingesetzt. CAN verwendet ein serielles Kommunikationsprotokoll, das entwickelt wurde, um die Kommunikation und den Datenaustausch zwischen verschiedenen elektronischen Komponenten in Echtzeit zu ermöglichen. Ein CAN-Kabel besteht normalerweise aus zwei verdrehten Kupferleitern, die von einer gemeinsamen Abschirmung umgeben sind. Die verdrehten Leiter dienen der Datenübertragung, während die Abschirmung elektromagnetische Störungen reduziert und den Schutz vor Signalverlusten verbessert.[24]

Ethernet-Kabel nutzen ebenso das Prinzip einer symmetrischen Datenübertragung. Dabei sind sie für den jeweilig spezifizierten Frequenzbereich vorgesehen und nutzen eine wellenbasierte Weitergabe der Informationen. Ihr Wellenwiderstand beträgt in der Regel $100\ \Omega$. [25]

Unsymmetrische Datenübertragung

Koaxialkabel bestehen aus einem zentralen Innenleiter, der von einer isolierenden Schicht (Dielektrikum) umgeben ist. Darüber liegt ein äußerer Leiter (Schirmung), der das Kabel abschirmt und vor elektromagnetischen Störungen schützt. Koaxialkabel werden für eine breite Palette von Anwendungen verwendet, darunter Fernseh- und Rundfunkübertragungen, Videokameras, Hochgeschwindigkeitsdatenübertragung und Verbindung von Antennen und Satellitenschüsseln.[22]

Bei Koaxialkabeln ist der Wellenwiderstand ein wichtiger Faktor für die Signalintegrität und die ordnungsgemäße Funktion des Kabels in der jeweiligen Anwendung. Durch die Wahl des richtigen Kabels mit dem passenden Wellenwiderstand können Reflexionen und Signalverluste minimiert werden, um eine zuverlässige Signalübertragung zu gewährleisten. Koaxialkabel haben verschiedene Impedanzen und werden in der Regel für unterschiedliche Anwendungen eingesetzt. Einige gängige Verwendungen für Koaxialkabel mit verschiedenen

Impedanzen sind nachfolgend erklärt.

Koaxialkabel mit 50 Ohm Impedanz finden häufig in Hochfrequenzanwendungen ihren Einsatz. Sie werden auch in der Datenübertragung, beispielsweise in Ethernet-Verbindungen und in Anwendungen der Videoüberwachung eingesetzt. [26, 27]

Koaxialkabel mit 75 Ohm Impedanz werden oft in Video- und Audioanwendungen verwendet, wie beispielsweise in Kabel- oder Satellitenfernsehen und Videokameras.

Koaxialkabel mit 100 Ohm Impedanz sind häufig in bestimmten Datenübertragungsstandards, wie z.B. in Fast Ethernet, Gigabit Ethernet, Token Ring und FDDI (Fiber Distributed Data Interface) zu finden [26].

Koaxialkabel mit 120 Ohm Impedanz sind hauptsächlich in der Datenübertragung im Bereich der seriellen Kommunikation einsetzbar. Sie werden oft in Anwendungen wie seriellen Schnittstellen und Profibus-Netzwerken verwendet [27].

Koaxialkabel mit 135 Ohm Impedanz sind weniger gebräuchlich und haben spezifischere Anwendungen. Sie werden beispielsweise in der Luftfahrt- und Verteidigungsindustrie eingesetzt, wo bestimmte Kommunikationssysteme diese Impedanz erfordern können. Dieser Impedanzwert war in der Vergangenheit in einigen spezifischen Anwendungen gebräuchlich, hat aber im Laufe der Zeit an Relevanz verloren. In den meisten aktuellen Anwendungen wird dieser Impedanzwert nicht mehr benötigt oder unterstützt [27].

Koaxialkabel mit 150 Ohm Impedanz werden normalerweise für analoge Audioverbindungen eingesetzt. Sie wurden in der Vergangenheit oft in Audiogeräten wie Lautsprechern, Verstärkern und Mischpulten eingesetzt, haben aber an Bedeutung verloren, da digitale Audioschnittstellen wie HDMI heute häufiger verwendet werden. Auch hier unterstützen die meisten aktuellen Anwendungen, abgesehen von der analogen Audioübertragung, diesen Impedanzwert nicht mehr.

Viele moderne Anwendungen verwenden entweder 50 Ohm oder 75 Ohm Koaxialkabel, abhängig von den spezifischen Anforderungen der jeweiligen Anwendung.

2.8 Dämpfungsverhalten von Kabeln

Das Dämpfungsverhalten von Kabeln kann durch verschiedene Faktoren beeinflusst werden. Die wichtigsten Aspekte sind die Leitfähigkeit des Kabelmaterials, der Skin-Effekt, dielektrische Verluste und die Impedanz, wobei die Wirkungen auf das Dämpfungsverhalten im Folgenden näher erläutert werden. Insgesamt besitzt die Dämpfung von Kabeln sowohl einen resistiven Anteil, als auch Verluste im Dielektrikum.

Der resistive Anteil entsteht durch die Verluste des Schirms und des Innenleiters. Eine wichtige Rolle bei der Dämpfung spielt somit die elektrische Leitfähigkeit des Kabelmaterials. Materialien, die eine geringere Leitfähigkeit aufweisen, haben tendenziell eine höhere Dämpfung, da sie einen größeren Widerstand gegen den Stromfluss bieten [2]. Deswegen wird oft Kupfer mit seiner hohen Leitfähigkeit als Kabelmaterial verwendet. Bei höheren Frequenzen tritt zusätzlich der Skin-Effekt auf. Dieser führt ebenfalls zu einer erhöhten Dämpfung, da der effektive Querschnitt für den Stromfluss reduziert ist. [7]

Das Dielektrikum ist das Material zwischen Innenleiter und Kabelschirm. Es hat einen äußerst hochohmigen Widerstand und ist nahezu nicht leitend, wodurch das Dielektrikum oft als Isolator bezeichnet wird. Die Verluste und auch die Permittivität des Dielektrikums sind dabei frequenzabhängig und führen so zu verschiedenen Dämpfungseinflüssen. Dieser Einfluss lässt sich minimieren, in dem man den Anteil des Dielektrikums verringert. Das ist beispielsweise durch die Nutzung von Stützen, die den Innenleiter in der Mitte halten, möglich. Eine andere Möglichkeit wäre es den Luftanteil im Dielektrikum zu erhöhen und dadurch die frequenzabhängigen Einflüsse zu reduzieren [28]. Das Dielektrikum kann somit zu zusätzlichen Dämpfungen des Signals führen, da es Verluste aufgrund von elektrischen Wechselfeldern aufweisen kann.

Außerdem nimmt die Dämpfung eines Kabels mit zunehmender Länge zu. Das liegt daran, dass das Signal aufgrund von Widerständen und Verlusten entlang des Kabels gedämpft wird.

Die Dämpfung kann auch aufgrund von Impedanzanpassungsproblemen auftreten. Wenn die Impedanz des Kabels nicht korrekt auf die Quelle und das Ziel abgestimmt ist, wird ein Teil des Signals reflektiert. Diese Reflexionen führen zu einem Verlust von Signalenergie

und somit zu einer Dämpfung [4].

Kategorie	Bandbreite [MHz]	Übertragungsgeschwindigkeiten [Mbps]
Cat 5	100	100
Cat 5e	100	1.000
Cat 6	250	1.000
Cat 6a	500	10.000
Cat 7	600	10.000

Tabelle 1: Kategorien von Ethernet-Kabeln

Ethernet-Kabel werden in verschiedene Kategorien eingeteilt, welche jeweils unterschiedliche Dämpfungseigenschaften haben. Diese Kategorien sind in Tabelle 1 wiedergegeben. Neuere Kategorien wie Cat 6 und Cat 7 haben in der Regel eine bessere Dämpfungsleistung als ältere Kategorien wie Cat 5. Zudem unterstützen sie erweiterte Frequenzbereiche. Cat 5-Kabel haben Bandbreiten von 100 MHz und ermöglichen damit Übertragungsgeschwindigkeiten von 100 Mbps. Cat 5e Kabel hingegen bieten eine Geschwindigkeit von bis zu 1 Gbps, bei gleicher Bandbreite [25, 29]. Ein Vorteil der älteren Kategorien ist das passende Preis-Leistungsverhältnis für einen Großteil der Anwendungen. Aufgrund der beschränkten Geschwindigkeit des Datentransfers bei Cat 5e-Kabeln gibt es die Kategorie 6. Diese ermöglicht Übertragungsgeschwindigkeiten von bis zu 10 Gbps bei einer Bandbreite von 250 MHz. Ist eine größere Bandbreite erforderlich, so wird die Kategorie 6a bis 500 MHz genutzt [25, 29]. Die neuste Kategorie Cat 7 unterstützt Übertragungsgeschwindigkeiten bis 10 Gbps bei einer Bandbreite von bis zu 600 MHz. Ein Kabel mit guter Dämpfungsleistung über einen breiten Frequenzbereich ermöglicht eine zuverlässige Datenübertragung mit geringer Signalverzerrung.

2.9 Vektorieller Netzwerkanalysator

Ein VNA ist ein Messgerät, welches aktive und passive Komponenten einer Schaltung vermessen kann. Dazu nutzt es seine spezifizierten Kanäle. Der ZNA43 der Firma Rohde & Schwarz besitzt zwei Testkanäle, mit welchen der Anwendungsbereich auf Ein- bzw. Zweitormessungen festgelegt ist. Bei einer größeren Anzahl von Toren ist ein breiteres

Anwendungsgebiet durch Mehrformmessungen und Messungen an Mischern möglich [30]. Der ZNA43 ist ein VNA der speziell für den Laboreinsatz entwickelt wurde. Durch seine hohen Ansprüche an die Hochfrequenz (HF)-Eigenschaften weist er eine hohe Dynamik bei niedrigem Rauschen auf. Auch seine geringe Messunsicherheit von nur 0,04 dB [31] ist ein spezielles Merkmal des VNAs. Sein Frequenzbereich geht von 10 MHz bis 43,5 GHz, wodurch der ZNA43 besonders gut für den Einsatz im HF-Bereich geeignet ist [31]. Im Allgemeinen bietet ein VNA viele verschiedene Möglichkeiten ein EuT (Equipment under Test) zu vermessen. Vor allem Transmissionsmessungen und Reflexionsmessungen sind wichtige Optionen der Vermessung einer Schaltung. Um Parameter wie Einfügedämpfung, Verstärkung, Reflexionsdämpfung und das Signal-zu-Rausch-Verhältnis zu messen, wird deshalb ein leistungsstarkes Messgerät benötigt. Weiterhin kann man mit einem VNA Impedanzmessungen durchführen und somit Komponenten hinsichtlich ihres Widerstandes, ihrer Induktivität und ihrer Kapazität vermessen. Auch sogenannte Streuparameter sind messbar, um ein System vollständig zu beschreiben. [30]

Streuparameter

Um mit einem VNA die Dämpfung messen zu können, wird die Einstellung der Streuparameter (S-Parameter) benötigt. In Abbildung 7 sind die S-Parameter an einem 2-Port Netzwerk dargestellt.

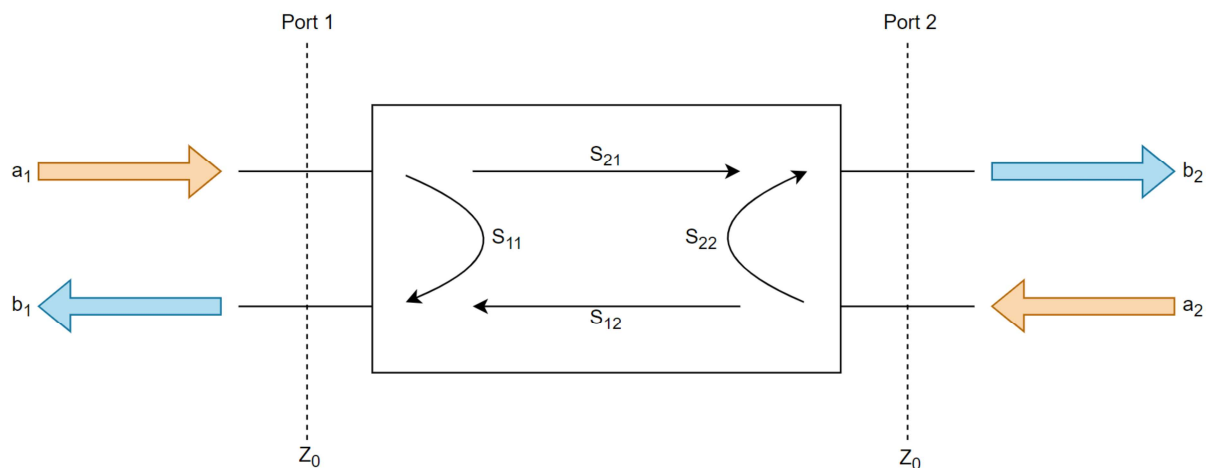


Abbildung 7: Darstellung der S-Parameter anhand eines 2-Port Netzwerks [32]

Man unterscheidet zwischen der anregenden Welle a und der reflektierten Welle b , wobei die S-Parameter Spannungswellen darstellen [33]. Sie quantifizieren die Übertragungseigenschaften des Systems in Abhängigkeit von der Frequenz. So können Eigenschaften wie Dämpfung, Stehwellenverhältnis (VSWR) oder Verstärkungen bei bestimmten Frequenzen bestimmt werden.

Die verschiedenen Parameter repräsentieren unterschiedliche Systemeigenschaften und drücken dabei die Übertragungs- oder Reflexionskoeffizienten eines Bauelements aus [34]. So stellt der Parameter S_{11} den Eingangsreflexionsfaktor, bei abgeschlossenem Ausgang, mit seiner Bezugsimpedanz, dar [34]. Er zeigt das Verhältnis der abgestrahlten Leistung zur reflektierten Leistung. Ist der Parameter S_{11} klein, so hat das System eine geringe Rückflusssdämpfung. Im Gegensatz dazu beschreibt der Parameter S_{22} den Ausgangsreflexionsfaktor. Dieser gibt den Reflexionsfaktor am Port 2 wieder.

Der Parameter S_{21} zeigt die Einfügedämpfung oder Verstärkung des Systems an. Dieser Wert ist ein guter Indikator für die Störunterdrückung eines Signals, welches dieses Bauteil durchläuft [34]. Ist der Parameter S_{21} positiv, so wirkt eine Verstärkung im System. Ist der Parameter negativ, so liegt eine Dämpfung vor. Der Parameter S_{12} beschreibt hingegen den Rückwärtstransmissionsfaktor. Er hat die gleichen Eigenschaften wie der Parameter S_{21} und kann daher durch Umkehrung des Vorzeichens in den anderen Parameter umgewandelt werden. [32]

Dargestellt werden die S-Parameter in einer sogenannten Streumatrix, die alle wichtigen Eigenschaften des Systems abbildet.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (5)$$

Der Zusammenhang zwischen den einzelnen Wellen und den Streuparametern ist mit Gleichung 5 [35] angegeben. Dadurch ist jeder S-Parameter berechenbar [33].

3 Methodik

In diesem Kapitel werden die bekannten Verfahren zur Dämpfungsmessung beschrieben und die ausgewählte, passende Methode für die Messungen in Kapitel 4.1 erklärt. Weiterhin werden die verschiedenen Möglichkeiten zur Messung von Antennen diskutiert und eine entsprechende Auswahl für die Durchführung der Vergleichsmessung, welche in Kapitel 4.3 angewendet wird, getroffen.

3.1 Dämpfungsmessung

Die genormte Messung der Einfügedämpfung in der Norm DIN EN 55017 [34] nutzt eine kalibrierte 50-Ohm-Signalquelle und einen 50-Ohm-Empfänger. Dieses Verfahren dient der Bestimmung der Unterdrückung von HF-Störgrößen durch eine beliebige Entstörschaltung. Das Messverfahren besteht aus zwei verschiedenen Messungen. Dabei wird vorerst die Betriebsspannung U_0 gemessen, wobei der Filter nicht in der Schaltung berücksichtigt wird. Stattdessen wird ein Kurzschluss zwischen Signalgenerator und Empfänger hergestellt. Nach Einfügen des Filters wird die Spannung erneut gemessen und die Einfügedämpfung mittels der Formel 6 [34] berechnet.

$$a_e = 20 * \log\left(\frac{U_0}{2U_2}\right) \quad (6)$$

Ein vereinfachtes Messverfahren steht bei Nutzung von modernen Signalgeneratoren und Empfängern zur Verfügung. Dabei entfällt die Bezugsmessung, wenn nachgewiesen werden kann, dass der Signalgenerator eine konstante Spannung liefert. [34]

Eine andere Möglichkeit die Messung der Einfügedämpfung durchzuführen, ist das Verfahren der Messung von Zweitor-S-Parametern. Eigenschaften von Bauelementen mit zwei Anschlüssen können mittels der S-Parameter bestimmt werden. Zu beachten ist dabei, dass die Wellenimpedanz des Prüflings an die Abschlussimpedanz des Netzwerkanalysators angepasst wird, um Reflexionen zu vermeiden. Wenn der Prüfling an die 50Ω angepasst ist, kann die Einfügedämpfung a_e über den Zusammenhang $a_e = 20 * \log(|S_{21}|)$ in dB angegeben werden [34].

Bei der Durchführung der Messungen aus Kapitel 4.1 wird die Methodik der Bestimmung der Streuparameter gewählt. Der Grund dafür ist der einfache Messaufbau und die Durchführung des Versuches. Weiterhin ist das Vorhandensein eines VNAs gegeben, welcher dadurch in einem weiteren Einsatzgebiet genutzt werden kann. Hingegen werden bei der anderen Methode zwei Messgeräte benötigt, die den Versuchsaufbau komplizierter machen und mögliche Messunsicherheiten der beiden Geräte implizieren. Da jedes Messgerät eine bestimmte Unsicherheit hat, ist der Aufbau mit einem Gerät von Vorteil. Der VNA besitzt nur eine äußerst geringe Messunsicherheit im betrachteten Frequenzbereich von 10 MHz bis 60 MHz. Diese Unsicherheit beträgt 0,04 dB für die Magnitude und $0,5^\circ$ für die Phase. Ein solch geringer Wert hat in der Magnitude kaum Einfluss auf das Ergebnis, und ist deswegen vernachlässigbar. Da die Phase nicht gemessen wird, ist dieser Wert nicht weiter relevant.

3.2 Vermessen von Antennen - Bestimmung des Antennengewinns und des Antennenfaktors

Der Antennenfaktor (AF) einer Antenne beschreibt das Verhältnis der elektrischen Feldstärke $[E]$ zur Spannung $[U]$, die an der an die Antenne angeschlossene Last induziert wird. Der AF wird in Dezibel ausgedrückt $[20 * \log(E/U)]$ [36] und hat die Einheit dB(1/m) [37]. Um den AF einer Antenne zu bestimmen, kann eine Berechnung über den Antennengewinn durchgeführt werden. Bestimmt man den Gewinn in einer bestimmten Richtung, so erhält man Auskunft über die Fähigkeit der Antenne eine angemessene Empfindlichkeit für das betrachtete System zu bieten. Der Antennengewinn, oder auch Verstärkung, ist das Verhältnis der in der Hauptstrahlungsrichtung erzielten Strahlungsintensität zu der Strahlungsintensität eines verlustfreien, isotropen Strahlers mit der gleichen Eingangsleistung. [37]

Die folgenden Methoden zur Messung des Antennengewinns und damit die Bestimmung des AFs sind im Standard ANSI C63.5 [37] beschrieben. Für weiterführende Informationen sind die Dokumente des American National Standards Committee [37] zu beachten.

3.2.1 „Standard-site method“

Die „Standard-Site method“ ist für Antennenkalibrierungen von 30 MHz bis 40 GHz anwendbar. Unterschieden wird zwischen der Zwei-Antennen Methode bei identischen Antennen und der Drei-Antennen Methode für unterschiedliche Antennen. [37]

Bei der Durchführung dieser Kalibriermethode stehen drei verschiedene Möglichkeiten zur Messaufnahme zur Verfügung. Zum einen kann man die Diskrete-Frequenz-Methode anwenden. Dabei werden spezifische Frequenzen vermessen. Mittels der Gleichungen von Frii, können die gemessenen Parameterwerte in AFs umgerechnet werden. Diese Methode ist nur für Frequenzen zwischen 30 MHz und 1 GHz anwendbar. [37]

Die zweite Möglichkeit besteht darin, die Frequenzen stetig zu durchlaufen. Dabei kann ein Spektrumanalysator oder ein Empfänger und ein Generator genutzt werden. Die Generator-Spannung wird dabei während der gesamten Messung konstant gehalten. Die Sende- und Empfangsantenne werden miteinander verbunden. Der Empfänger misst die resultierende Spannung, welche als Referenz dient. Anschließend erfolgt der Messaufbau, wobei eine festgelegte Distanz von 10 m zwischen beiden Antennen hergestellt wird. Das Messinstrument durchläuft den gesamten Frequenzbereich. Beide gemessenen Spannungen müssen anschließend voneinander abgezogen und die AF's berechnet werden. Hierbei kann der gesamte Frequenzbereich von 30 MHz bis 40 GHz gemessen werden. [37]

Die dritte Methode involviert einen VNA. Ähnlich wie die vorherige Methode wird auch hier der gesamte Frequenzbereich durchlaufen und keine diskreten Werte ausgewählt. Bei der Messung mit einem VNA muss darauf geachtet werden, beide Antennenkabel in die VNA-Kalibrierung vor Beginn der Messung mit einzubeziehen. Um eventuelle Messungenauigkeiten zu eliminieren, ist eine vollständige 2-Port-Kalibrierung sinnvoll. Anschließend werden die Antennen an je einem Port des VNAs angeschlossen und in einem festgelegten Abstand von 10 m einander gegenüber aufgestellt. Der VNA misst dabei permanent den S21 Parameter über den gesamten Frequenzbereich. Der Wert, der nun für die Berechnung der AF benötigt wird, ist der Kehrwert von S21 in der linearen Darstellung oder dem negativen S21-Wert in Dezibel. Dieser Wert ist dabei die minimale Einfügedämpfung, die an einem Prüfstandort zwischen zwei Antennen gemessen wird. [37]

Die Berechnung der AFs erfolgt über folgende Formel [38, 36].

$$AF = 20 * \log\left(\frac{9,73}{\lambda}\right) - G_{\text{dB}} = 20 * \log\left(\frac{9,73}{\lambda}\right) - \frac{1}{2} \left[SA - 20 * \log\left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) \right] \quad (7)$$

Dabei ist λ die zu der Frequenz f zugehörige Wellenlänge, welche über den Zusammenhang $f = \frac{c}{\lambda}$ mit der Lichtgeschwindigkeit c berechnet werden kann. G_{dB} gibt den Antennengewinn in Dezibel an. SA ist der gemessene S21-Parameter, welcher das Verhältnis der Ausgangsleistung zur Eingangsleistung anzeigt. [37]

Die Konstante 9,73 wird durch den folgenden Zusammenhang [39] hergeleitet.

$$\begin{aligned} Z &= \frac{Z_W}{Z_{f0}} \\ \sqrt{\frac{Z}{4\pi}} &= 0,102733 \\ 9,73 &= \frac{1}{0,102733} \end{aligned} \quad (8)$$

In Formel 8 ist die Herleitung und Berechnung der Konstante 9,73 gezeigt. Z_W gibt dabei den Wellenwiderstand an. Da die Antennen einen Wellenwiderstand von 50Ω besitzen, beträgt Z_W also 50Ω . Z_{f0} bezeichnet den Freiraumwellenwiderstand von 377Ω und wird über das Verhältnis $\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ zwischen magnetischer Feldstärke für Freiraumbedingungen μ_0 und elektrischer Feldkonstante im Vakuum ϵ_0 gebildet. Somit beträgt die berechnete Impedanz Z etwa $0,133 \Omega$. Über das Ziehen der Wurzel mit Division von 4π und der anschließenden Berechnung des Kehrwertes kann die Konstante 9,73 ermittelt werden [39].

Zwei-Antennen Methode

Die Methode der Zwei-Antennen Messung beinhaltet zwei identische Antennen. Da beide Antennen die gleichen Eigenschaften besitzen, erhält man durch nur eine Messung den Gewinn beider Antennen.

Dabei werden beide Antennen in einem festgelegten Abstand gegenüber aufgestellt (Abb. 8). Die Messung wird in einer abgeschirmten EMV-Kammer durchgeführt, um ungewollte Einkopplungen zu verhindern. Der VNA ist mit beiden Antennen an jeweils einem Port verbunden. Durch Messen des S21-Parameters kann die Übertragung zwischen den beiden

Antennen und damit der Gewinn der Antennen festgestellt werden. Der gemessene Wert gibt dabei den Antennengewinn beider Antennen in Kombination an. Da es zwei identische Antennen sind, kann durch Halbieren des gemessenen Wertes, der Antennengewinn für eine Antenne berechnet werden.

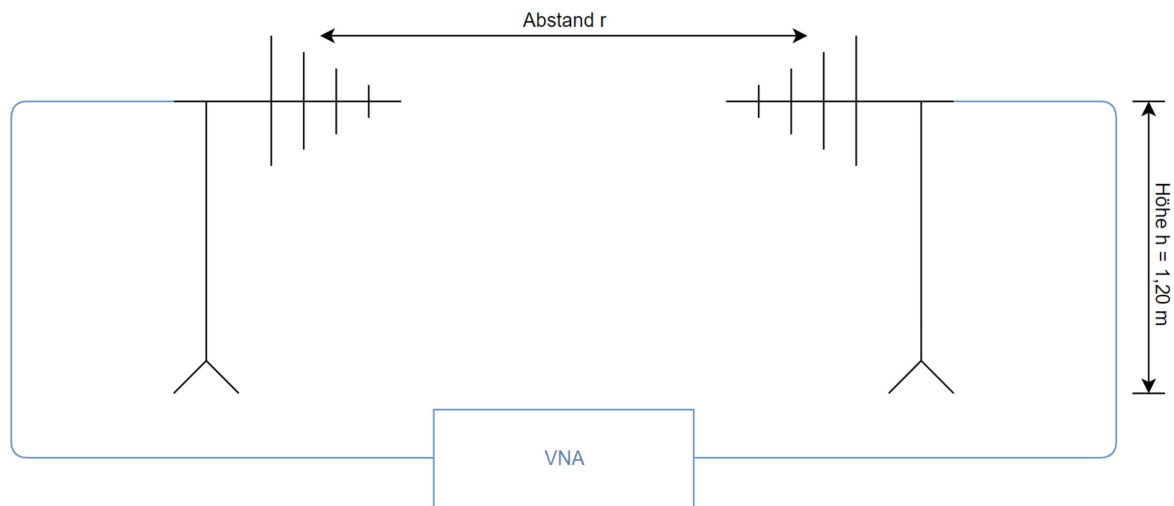


Abbildung 8: Messaufbau der 2-Antennen Methode zur Bestimmung des Antennengewinns

Im Allgemeinen wird der Antennengewinn von dem Zusammenhang aus Friis Transmissionen Formel hergeleitet. Der Zusammenhang aus der empfangenen und ausgesendeten Leistung führt zum Gewinn der Antenne (Formel 9), wobei die Frequenz und der Abstand der beiden Antennen ebenfalls einen entscheidenden Faktor spielen. [38, 40]

$$G_0 = \frac{4\pi r}{\lambda} * \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} \quad (9)$$

P_r beschreibt dabei die Leistung der Empfangsantenne und P_t die der Sendeantenne. Durch die Angabe des Abstandes r zwischen den beiden Antennen kann der Antennengewinn G_0 für jeden beliebigen Antennenabstand berechnet werden.

Oftmals wird der Antennengewinn in Dezibel angegeben. Der entstandene Zusammenhang ist dabei in Formel 10 dargestellt, wobei nun die Formel in Abhängigkeit der Frequenz f

und der Lichtgeschwindigkeit c abgebildet ist. [38]

$$G_{\text{dB}} = \frac{1}{2} \left[SA - 20 * \log \left(\frac{c}{4\pi * f} \right) \right] \quad (10)$$

Drei-Antennen Methode

Bei der Methode mit drei Antennen sind alle Antennen unterschiedlich. Keine teilt die Eigenschaften der anderen Antennen. Dementsprechend werden verschiedene Testaufbauten durchgeführt, wobei die Kombination der Antennen durchwechselt. Am Ende gilt es ein Gleichungssystem zu lösen, welches die Antennengewinne der einzelnen Antennen berechnet. Auch diese Art der Bestimmung des Antennengewinns führt auf Friis-Übertragungsgleichung [37] zurück.

Die Drei-Antennen-Methode berücksichtigt den Neigungswinkel zwischen den einzelnen Antennen. Dabei wird zwischen zwei Frequenzbereichen dieser Messung unterschieden. Die erste Messung ist für Frequenzen zwischen 30 MHz bis 1 GHz nutzbar und involviert den Messaufbau über einer Bodenplatte. Eine Anforderung ist weiterhin, den Abstand von 10 m zwischen den beiden Antennen zu gewährleisten. Die Sendeantenne wird dabei auf einer Höhe von zwei Metern befestigt und mit einem Signal im geforderten Frequenzbereich gespeist. Die Empfängerantenne hingegen wird auf eine variable Höhe von einem bis vier Meter angebracht. Dadurch kann die Höhe der größten Dämpfung herausgefunden werden. Bei ihr wird mittels eines Empfängers der AF bestimmt. Der Messaufbau entspricht dabei dem der Zwei-Antennen Methode und ist in Abbildung 8 aufgezeigt. Die Messung wird für jede Antenne einmal durchgeführt, sodass drei Kombinationen an verschiedenen Antennen vermessen werden. Über ein Gleichungssystem kann damit der jeweilige Antennengewinn ermittelt werden. Die zweite Messung ist im Frequenzbereich von 1 GHz bis 40 GHz, wobei die Messung keine Bodenplatte mehr erfordert, sondern eine Freifeldmessung möglich macht. [37, 41]

3.2.2 Referenzantennenmethode

Die Referenzantennenmethode ist eine Kalibrierungsmethode von Antennen, die auf dem Prinzip einer Referenzantenne als bekannte Vergleichsgröße basiert. Die Referenzantenne hat dabei einen bekannten Antennengewinn, sodass der fehlende, absolute Gewinn der zu testenden Antenne bestimmt werden kann. Durch Vergleiche zwischen dem empfangenen Signal der unbekannten Antenne und der Referenzantenne, können Rückschlüsse auf den Gewinn und demzufolge den AF gezogen werden. [37]

Die erste Messung wird dabei mit der Referenzantenne durchgeführt. Nach Messung der Leistung durch die Referenzantenne, erfolgt die Messung mit der unbekannten Antenne. Die Antenne, welche einen höheren Gewinn besitzt, empfängt mehr Leistung als die Antenne mit dem niedrigeren Gewinn. Die Differenz zwischen den empfangenen Leistungen der beiden Antennen wird zur Berechnung des Gewinns verwendet. Bei dieser Methode werden Faktoren, wie Reflexionen und Beugung, welche die Messung beeinflussen können, berücksichtigt. [37]

Dennoch hat diese Methode auch ihre Nachteile. Zum einen ist sie äußerst zeitaufwendig, da die Position der Antenne für jede einzelne Messung neu bestimmt werden muss. Zum anderen ist es äußerst schwierig, die zu untersuchende Antenne an exakt der Stelle der Referenzantenne zu platzieren. Das wird vor allem dann zu einer großen Herausforderung, wenn die Antennen unterschiedlich groß sind. [37]

3.2.3 „Equivalent capacitance substitution method“

Die „equivalent capacitance substitution method“ wird verwendet, um Monopolantennen von 9 kHz bis 30 MHz zu kalibrieren. [37]

Bei diesem Verfahren wird anstelle des eigentlichen Antennenelements eine Blindantenne verwendet, die aus einem Kondensator besteht, welcher der Eigenkapazität des Monopolantennenelements entspricht. Diese Blindantenne wird mit einem Signalgenerator gespeist und das Ausgangssignal des Kopplers oder des Antennengrundkörpers gemessen. Um die Messunsicherheit zu verringern, wird zusätzlich die Eingangsspannung an der Blindanten-

ne gemessen. Auch dieses Verfahren kann unter Zuhilfenahme eines VNA durchgeführt werden.

3.2.4 Vergleich und Diskussion der unterschiedlichen Methoden

Um die Antennen in der EMV-Kammer des DLR Braunschweig hinsichtlich ihrer AFs zu vermessen, soll eine geeignete Methode zur Durchführung dieser Kalibriermessung ausgewählt werden. Da beim DLR keine Monopolantennen vermessen werden, scheidet die Methode der „equivalent capacitance substitution“ bereits aus. Zudem ist der Frequenzbereich dieser Methode für die zu vermessenden Antennen ungeeignet. Auch der Aufbau mit einer Referenzantenne, wie z.B. einem Rundstrahler erscheint ungünstig. Da der Standort der Referenzantenne genau mit dem Standort der zu prüfenden Antenne übereinstimmen muss, ist der Austausch der Antennen mit einigen Messunsicherheiten verbunden. Daher wird dieses Verfahren bei der Antennenmessung nicht gewählt. Die zu messenden Antennen haben einen hohen Frequenzbereich, so dass eine Betrachtung bis 30 MHz nicht ausreichend ist. Daher wird auch die „Standard-site method“ mit diskreter Frequenzabtastung nicht berücksichtigt. Die beiden anderen Methoden können durchgeführt werden, da das DLR über die erforderliche Messtechnik verfügt. Der Aufbau mit dem VNA ist wesentlich einfacher, da kein weiterer Signalgenerator benötigt wird. Deshalb wird die Messung der AFs mit der „Standard-site method“ mit Durchlauf des passenden Frequenzbereiches mit Hilfe des VNA durchgeführt. Es wird jedoch nicht der gesamte, mögliche Frequenzbereich gemessen, sondern nur der für die jeweilige Antenne im Datenblatt geforderte. Weiterhin ist die Zwei-Antennen Methode das favorisierte Prüfverfahren, da das DLR über zwei identische, logarithmisch-periodische Antennen verfügt und die Messdurchführung somit vereinfacht ist. Dadurch kann bei späterer Verifikation festgestellt werden, ob der AF von der Referenzmessung abweicht.

4 Messungen

Im Folgenden werden die Versuche, welche im Rahmen dieser Bachelorarbeit durchgeführt wurden, beschrieben. Dabei wird die Anordnung und die damit einhergehenden Messungenauigkeiten behandelt. Zudem werden mögliche Voraussetzungen oder Vernachlässigungen erklärt und Rückschlüsse aus diesen gezogen. Zuerst wird auf die Messungen der Kabeldämpfung und Kabelimpedanzen (Kapitel 4.1.2) eingegangen. Nachfolgend wird der Einfluss verschiedener Steckverbindungen auf die wichtigen Parameter Dämpfung und Impedanz betrachtet (Kapitel 4.1.3). Weiterhin gilt es den Messempfänger der EMV-Kammer und das für Messungen genutzte Koaxialkabel zu untersuchen (Kapitel 4.2). Dafür soll eine Vergleichsmessung mit einem anderen Gerät, einem Spektrumanalysator, durchgeführt werden. Außerdem wird die Referenzmessung einer Antennenkalibrierung durchgeführt (Kapitel 4.3). Diese soll der zukünftigen Überprüfung der Antennen dienen.

4.1 Impedanz- und Dämpfungsmessungen verschiedener Steckverbinder und Kabelarten

4.1.1 Inbetriebnahme der Balune

Bei der Inbetriebnahme der Balune besteht die Notwendigkeit, die Werte der Kalibrierung nachvollziehen und reproduzieren zu können, nicht nur um die Unversehrtheit der Balune zu bestätigen, sondern auch um die entstehende Dämpfung der Balune und der notwendigen Adapter zu messen und später in den Kabel- und Steckverbindungsmessungen zu beachten. In der Kalibrierung wird die Einfügedämpfung beider Balune in Kombination gemessen, wobei diese an ihren EuT-Ports verbunden werden [34]. Das Messverfahren erfolgt dabei wie in Kapitel 3.1 beschrieben.

Dies wurde mit dem VNA des DLRs durchgeführt, wobei für den Anschluss der BNC-Buchse der Balune ein Adapter zu den SMA-Anschlüssen des VNAs benötigt wurde. Anschließend wurde die Einfügedämpfung mittels Aufzeichnung des S21-Parameters gemessen. Dabei wurde der Frequenzbereich von 10 MHz bis 60 MHz festgelegt. Dieser Frequenzbereich ist durch die Mindeststartfrequenz des VNA und die Höchstfrequenz der Balune, limitiert.

In Abbildung 9 ist erkennbar, dass die Einfügedämpfung der Balune bei etwa -20 dB liegt. Dies bestätigt auch das Datenblatt. Die aufgenommenen Messwertekurve wurde mittels Mittelwertsberechnung geglättet, um sie vergleichbar mit dem Datenblatt zu machen. Die Messkurve des Herstellers besteht dabei nur aus einer Interpolation von 31 Messpunkten. Die erfolgte Messung ist durch die Dämpfung der Adapter zwischen den SMA-Anschlüssen und der BNC-Buchse der Balune beeinflussbar. Diese Dämpfungseinflüsse der Adapter können die Messung der Einfügedämpfung geringfügig verändern und demzufolge zu Abweichungen von den Messwerten des Datenblattes führen. Weiterhin ist durch die Messung mit einem anderen Messgerät ein unterschiedliches Geräterauschen gegeben. Dadurch kann es bei der darauf folgenden Mittelwertbildung zu Abweichungen kommen. Die maximale Abweichung beträgt in diesem Fall $0,2$ dB und kann deswegen als geringfügige Messungenauigkeit angesehen werden.

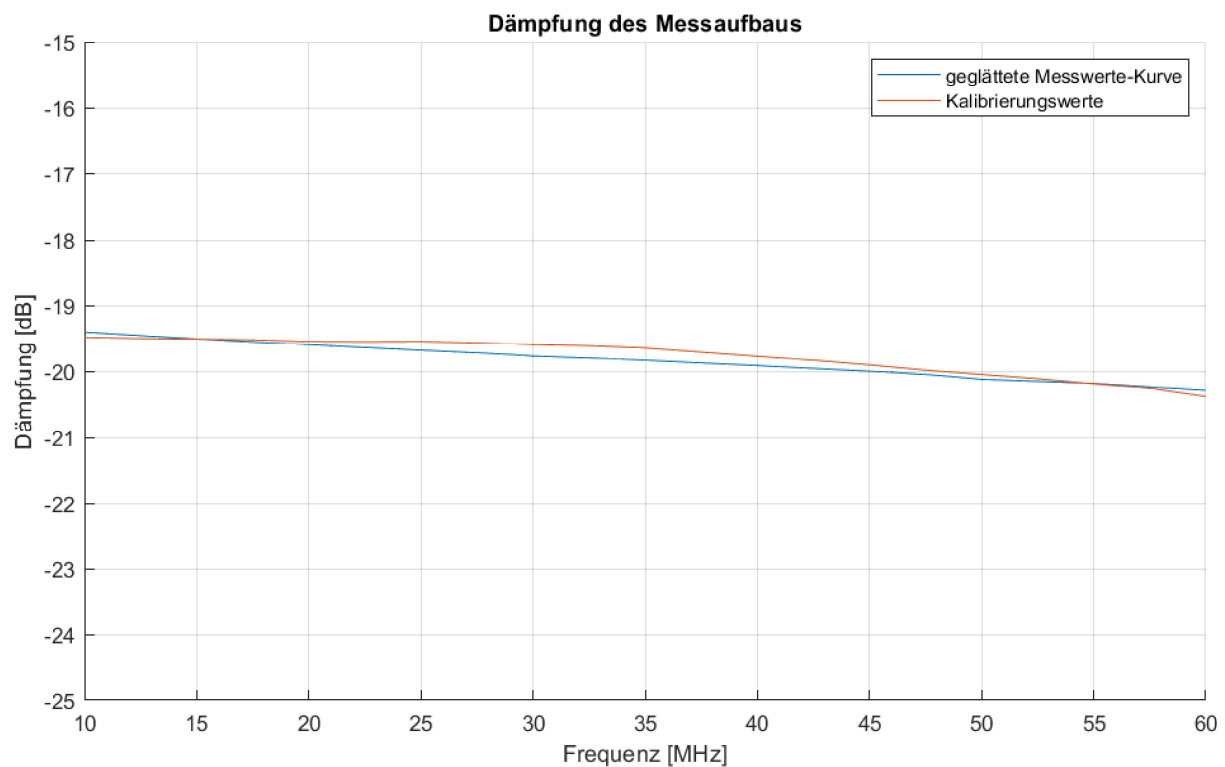


Abbildung 9: Einfügedämpfung zweier SY9223-100 Balune (an EuT verbunden)

Die Balune funktionieren nach Überprüfung der Einfügedämpfung wie vorgesehen und alle Kontakte sind hergestellt. Die kleinen Messabweichungen sind durch die genutzten Adapter entstanden, weshalb diese Messung der Dämpfung als Referenz der allgemeinen Dämpfung im Messaufbau festgelegt wird. Weiterhin ist durch die Mittelwertbildung eine mögliche Abweichung der Messwerte von den Kalibrierungswerten aus dem Datenblatt gegeben.

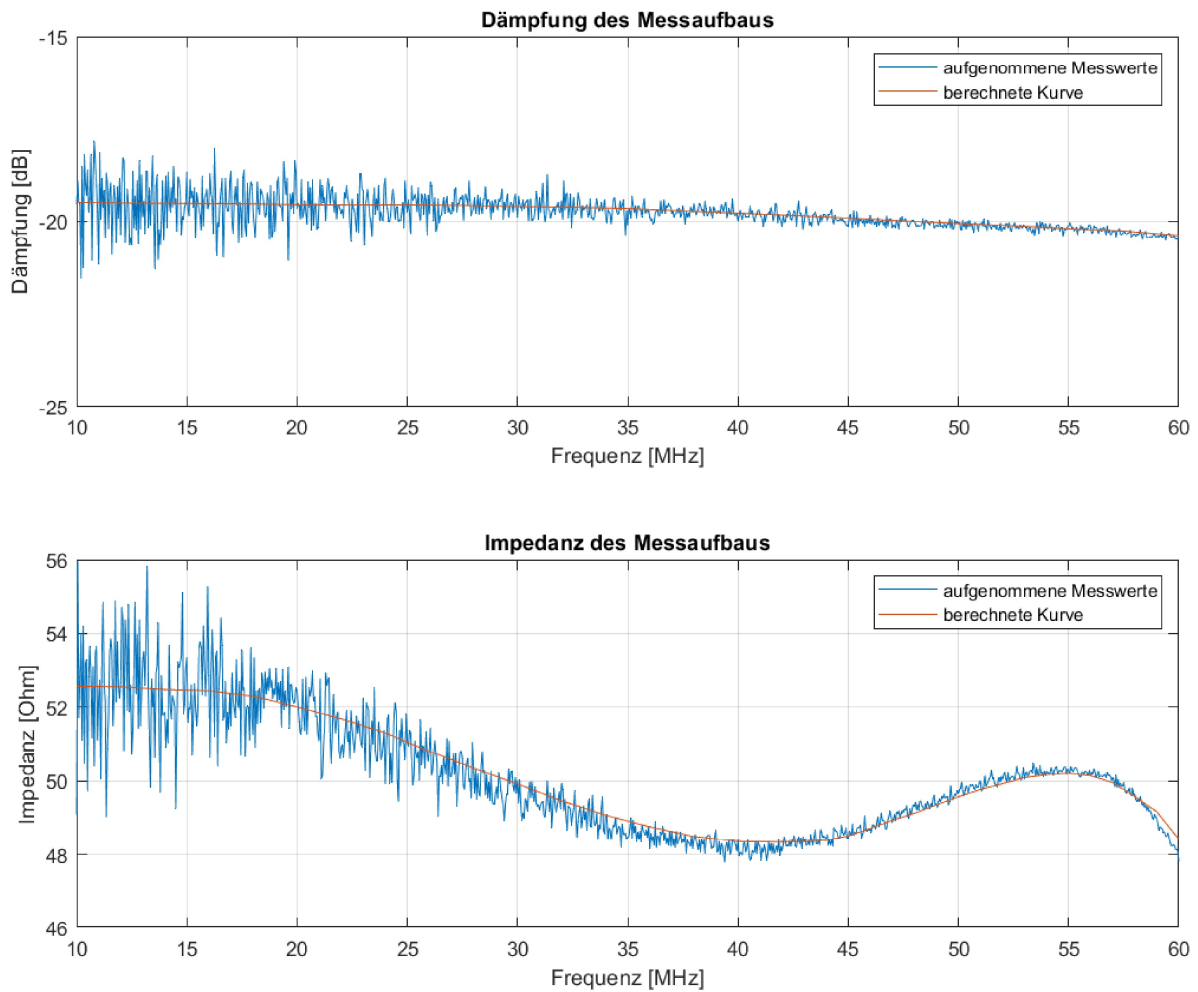


Abbildung 10: Dämpfungs- und Impedanzverlauf des Messaufbaus

Als Referenz für folgende Messungen gilt es, die Dämpfung und die Impedanz des Messaufbaus zu ermitteln. In Abbildung 10 lassen sich die aufgenommenen Messwerte (in blau), als auch die berechnete Kurve der Messwerte (in rot) erkennen. Wie in der vorherigen

Abbildung ersichtlich, beträgt die Dämpfung des Messaufbaus im Allgemeinen etwa -20dB . Die Impedanz schwankt im Frequenzbereich von 10 MHz bis 60 MHz bei etwa $50\ \Omega$. Außerdem lässt sich erkennen, dass die Impedanz der Balune bei 60 MHz stark abfällt und Messwerte unbrauchbar werden, wodurch der nutzbare Frequenzbereich von bis zu 60 MHz bestätigt wird. Die Schwankung ist durch die verschiedenen Bauteile im Balun erklärbar. Da nicht nur Widerstände verbaut wurden, sondern auch Spulen und Kondensatoren, ist eine gewisse Frequenzabhängigkeit vorhanden und durch die Schwankung ersichtlich. Diese Messung gilt für alle folgenden Messungen als Referenz, da der grundlegende Messaufbau bereits eine Dämpfung und eine Impedanz mit sich bringt.

4.1.2 Referenzmessungen der Kabel

Um eine Aussage über den Einfluss von Steckverbindungen treffen zu können, muss eine Referenzmessung als Vergleichsgrundlage dienen. Dafür wird für jedes Kabel eine einzelne Messung, angeschlossen zwischen den beiden Balunen, vorgenommen. Die Referenzmessungen der verschiedenen Kabel können außerdem miteinander verglichen werden, um die Tauglichkeit der verschiedenen Kabeltypen gegeneinander abzuwägen. In Abbildung 11 ist der prinzipielle Aufbau dieser Referenzmessung dargestellt.

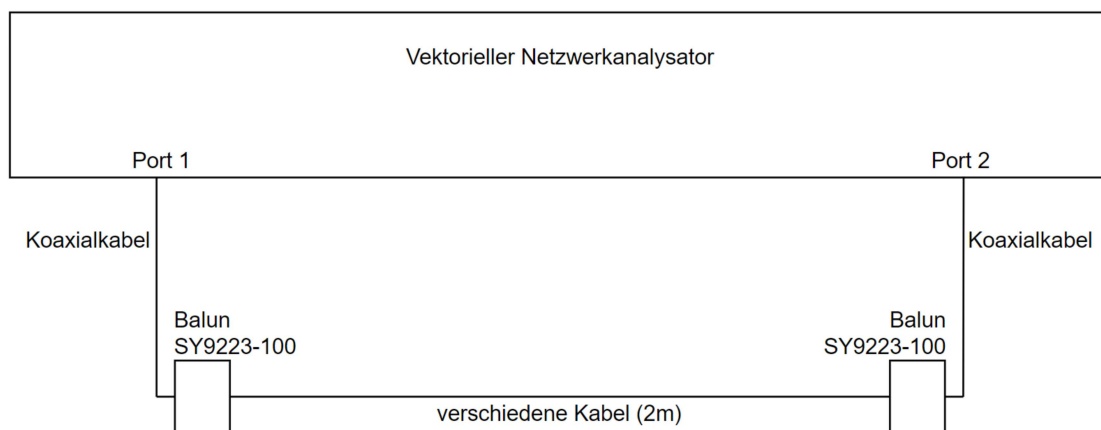


Abbildung 11: Messaufbau der Referenzmessung für die Kabelmessung

Für jeden Kabeltyp wird eine Messung der Impedanz und der Dämpfung durchgeführt. Dafür werden die Balune SY9223-100 der Firma Schwarzbeck [16] mit ihren unsymmetrischen

Eingängen an die Koaxialkabel des VNA [31, 42] angeschlossen. An die symmetrischen Ausgänge der Balune wird ein zwei Meter langes Kabel des jeweils zu vermessenden Kabeltyps angeschlossen. Untersucht wird ein nicht verdrehtes, sowie ein verdrehtes Aderpaar. Weiterhin wird ein Cat 5 Ethernet-Kabel betrachtet. Auch das PIC-wire E50824 mit einer Impedanzangabe des Herstellers von $100\ \Omega$ ist Teil der Betrachtung. Daneben wird das Ethernet-Kabel AWG 26 von Carlisle mit einer Impedanz von $100\ \Omega \pm 15\%$ untersucht. Mittels des VNAs können die Dämpfungseigenschaften des Kabels und sein Wellenwiderstand vermessen werden.

Verdrehtes vs. nicht verdrehtes Aderpaar

Als ersten Kabeltyp wird ein einzelnes Aderpaar ohne Schirm betrachtet. Für diese Referenzmessung des Kabels wurden die beiden Adern nebeneinander gemessen und als weiterer Schritt erfolgte die Messung mit verdrehten Adern. Somit kann eine Abschätzung über die Wirksamkeit der Verdrehung von Aderpaaren getroffen werden. Dadurch konnte zudem der Vergleich zu einem geschirmten Aderpaar hergestellt werden. Um letzteres zu bewerkstelligen, wurde ein einfaches Cat 5 Ethernet-Kabel gewählt. Da der Messaufbau durch die Limitation der Balune nur die beiden Pins vier und fünf vermessen kann, ist somit ein geschirmtes Aderpaar gegeben.

In Abbildung 12 sind die aufgenommenen Messkurven erkennbar. Grün ist dabei der allgemeine Messaufbau eingetragen, um die Referenz ersichtlich zu machen. Die blaue Kurve zeigt das geschirmte Ethernet-Kabel, die Gelbe das verdrehte Aderpaar und die rote Messkurve das nicht verdrehte Aderpaar. Im oberen Diagramm ist dabei die Dämpfung in Dezibel über der Frequenz in Megahertz aufgetragen. Es lässt sich erkennen, dass das geschirmte Ethernet-Kabel in Referenz zum allgemeinen Messaufbau die wenigste Dämpfung aufweist. Hingegen weichen das nicht verdrehte, als auch das verdrehte Aderpaar um etwa 1.5 dB vom Messaufbau ab. Dies entspricht einer Signalabschwächung von etwa 30 Prozent und ist demnach in vielen Anwendungsfällen ungeeignet.

Im unteren Diagramm ist die Impedanz in Ohm über der Frequenz in Megahertz aufgetragen. Durch die Impedanztransformation misst der VNA die $50\ \Omega$ Impedanz des Koaxialkabelanschlusses. Demzufolge wird die $100\ \Omega$ Impedanz, die laut Datenblatt ange-

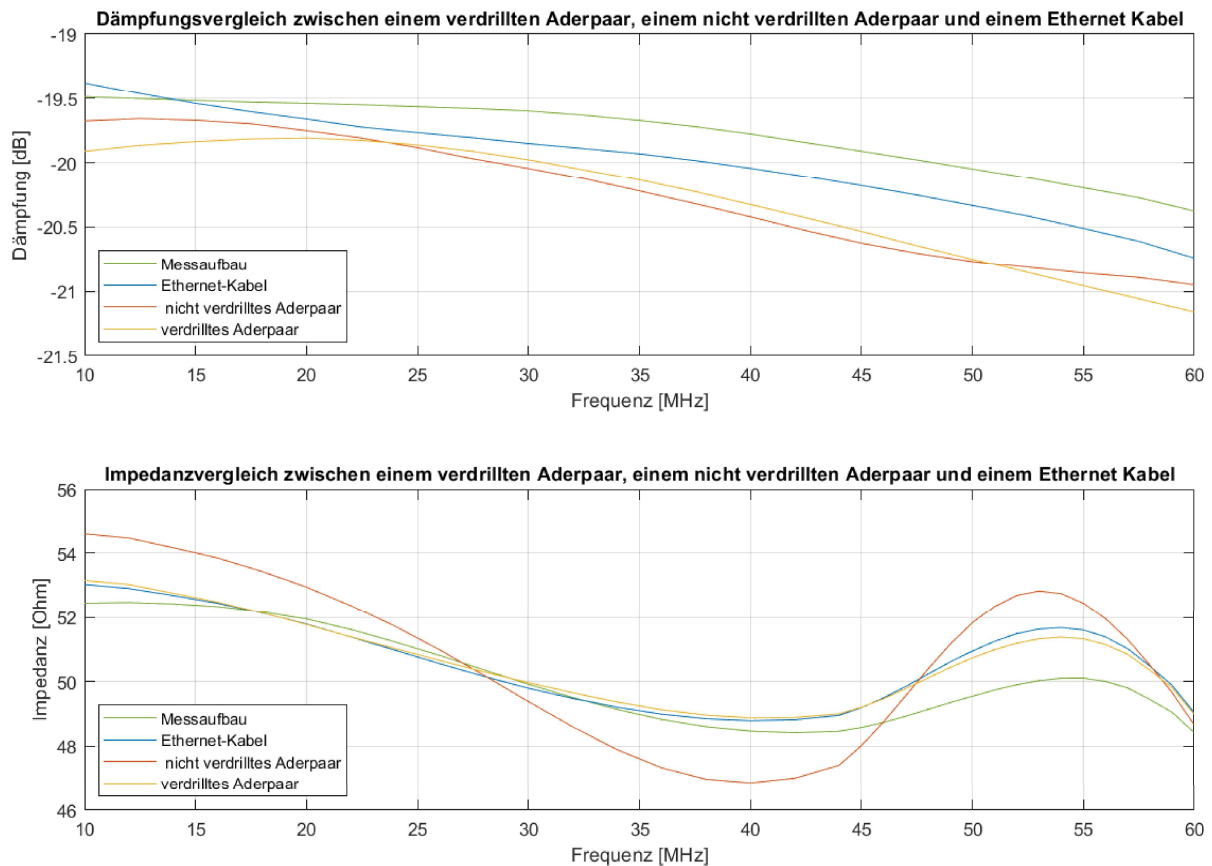


Abbildung 12: Impedanz- und Dämpfungsverlauf eines Aderpaares im unverdrillten und verdrehten Zustand mit Vergleich zu einem geschirmten Aderpaar

geben ist, über die Balune umgewandelt und als 50Ω ausgegeben. Das verdrehte Aderpaar ist hier deutlich besser hinsichtlich seiner Impedanz, da die dargestellten Abweichungen vom Messaufbau im Allgemeinen gering bleiben. Es lässt sich darauf schließen, dass das verdrehte Aderpaar eine gute 100Ω Impedanz hat, und wie auch das geschirmte Aderpaar, dahingehend zufriedenstellend verwendet werden kann. Das nicht verdrehte Aderpaar hingegen hat beträchtliche Schwankungen in seiner Impedanz mit Abweichungen von bis zu 3Ω . Diese Abweichungen können nicht mehr nur als Ungenauigkeiten betrachtet werden, sodass der Rückschluss gezogen wird, dass eine Verdrillung der Aderpaare, die Impedanz ebenso beeinflusst und stabilisiert. Die Ursache für die Impedanzunterschiede liegt dabei in der Änderung des Abstandes zwischen zwei Leitern. Diese Theorie der Impedanzveränderung soll über einen weiteren Versuch überprüft werden. Dafür wurde

das nicht verdrehte Aderpaar sowohl mit minimalen als auch mit maximalen Abstand hinsichtlich der Dämpfung und der Impedanz vermessen.

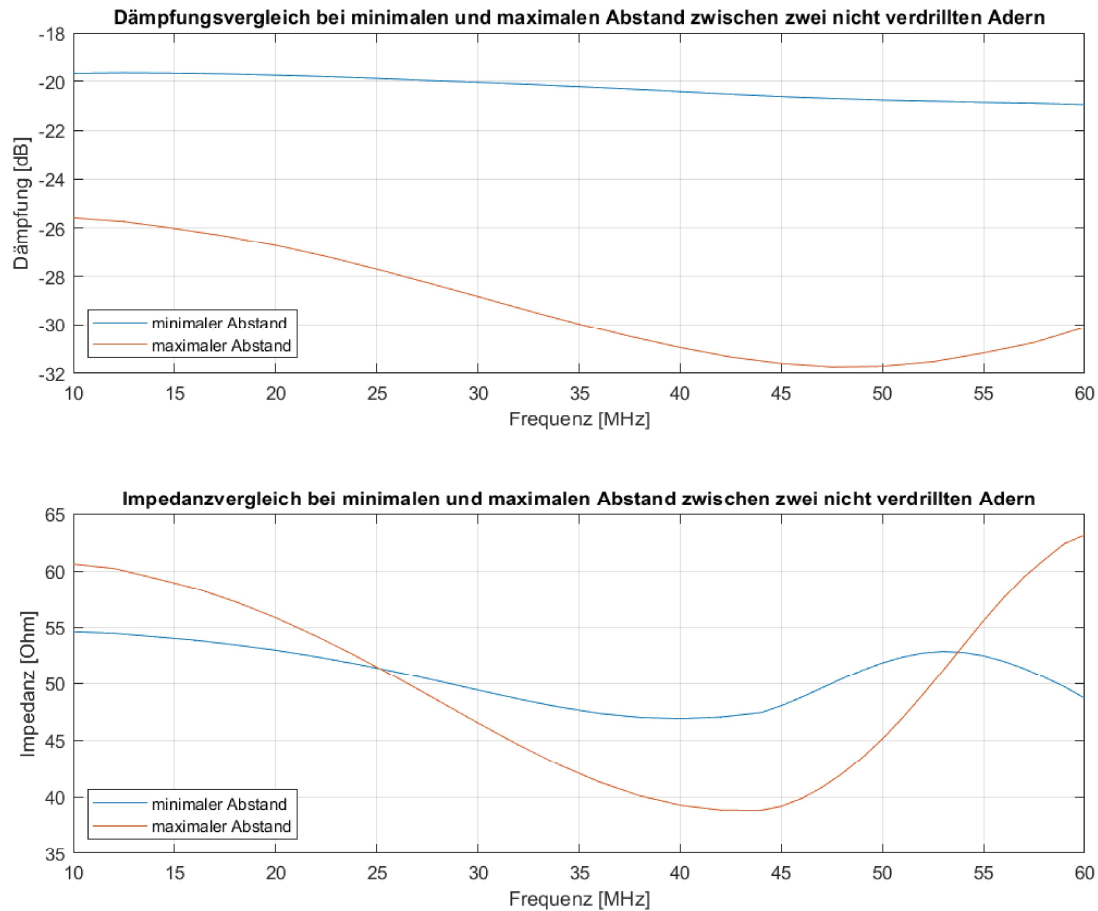


Abbildung 13: Veränderung des Dämpfungs- und Impedanzverhaltens bei Variation des Abstandes zwischen den zwei Leitern eines nicht verdrehten Aderpaares

In Abbildung 13 ist das Ergebnis der Messung dargestellt. Bei minimalen Abstand ist die Dämpfung laut der blauen Kurve ähnlich dem Messaufbau zu erkennen. Hingegen ist in der roten Kurve der maximal mögliche Abstand zwischen den beiden Leitern gezeigt. Die Dämpfung unterscheidet sich sehr stark von der Dämpfung des Kabels bei minimalen Abstand. Die Differenz zwischen den beiden Kurven liegt hierbei bei über 11 dB. Es macht deutlich, dass der Abstandsunterschied zwischen den beiden Leitern zu einer Verzehnfachung der Dämpfung führt. Das Ergebnis bestätigt die Annahme, da die Dämpfung mittels der Impedanz berechnet werden kann.

In blau ist die Impedanzveränderung bei minimalen Abstand über der Frequenz dargestellt. Die rote Messkurve zeigt die Veränderung der Impedanz bei maximal möglichen Abstand an. Im Diagramm ist ein deutlicher Unterschied zwischen den beiden Kurven zu erkennen. Bei einer Differenz von bis zu $14,5 \Omega$ wird der Einfluss, den der Abstand zwischen Leitern auf die Impedanz ausübt, deutlich. Im Anhang in der Abbildung 39 ist die Differenz der Kurven, in Referenz zum Messaufbau, für ein tieferes Verständnis dargestellt.

Insgesamt lässt sich über diesen Versuch sagen, dass das geschirmte Aderpaar die besten Ergebnisse erzielte. Vor allem im Dämpfungsverhalten schnitt das Ethernet-Kabel deutlich besser ab, als die ungeschirmten Aderpaare. Außerdem ist das verdrehte Aderpaar vor allem hinsichtlich der Impedanz vorteilhafter, als das nicht verdrehte Aderpaar. Sollte ein Kabel ohne Schirm genutzt werden, so ist auf eine Verdrehung zu achten, um möglichst gute Kabeleigenschaften zu erzielen und wenig Einfluss auf die Signalqualität auszuüben.

Ethernet vs. PIC-wire E50824 vs. Carlisle AWG26

Eine Abschätzung der Qualität verschiedener Datenübertragungskabel zueinander ist notwendig. Dazu wurde ein Ethernet-Kabel der Kategorie Cat 5, das PIC-wire E50824 und das Ethernet-Kabel AWG26 von Carlisle ausgewählt. Auch hier wurden sowohl die Dämpfung der einzelnen Kabel, als auch die Impedanz vermessen.

In Abbildung 14 ist die Dämpfung in Dezibel und die Impedanz in Ohm jeweils über der Frequenz im Bereich zwischen 10 MHz und 60 MHz dargestellt. Dabei ist die grüne Messkurve die Referenz des Messaufbaus aus dem Diagramm 10. In blau ist der bereits bekannte Dämpfungs- und Impedanzverlauf des Ethernet-Kabels aufgetragen. Darüber hinaus wird das PIC-wire durch die rote Messkurve verdeutlicht und das Ethernet-Kabel von Carlisle durch die gelbe Messkurve.

Das obere Diagramm der Abbildung 14 zeigt, wie die Dämpfung der unterschiedlichen Kabel ausfällt. Dabei haben das Cat 5-Kabel und das PIC-wire sehr ähnliche Dämpfungswerte und -verläufe mit nur wenig Unterschied von unter 0,1 dB. Diese minimalen Unterschiede können allerdings durch die Messunsicherheiten hervorgerufen worden, oder auch durch die Interpolation entstanden sein. Hingegen besitzt das Ethernet-Kabel AWG26 von Carlisle eine höhere Dämpfung als die anderen beiden Datenübertragungskabel.

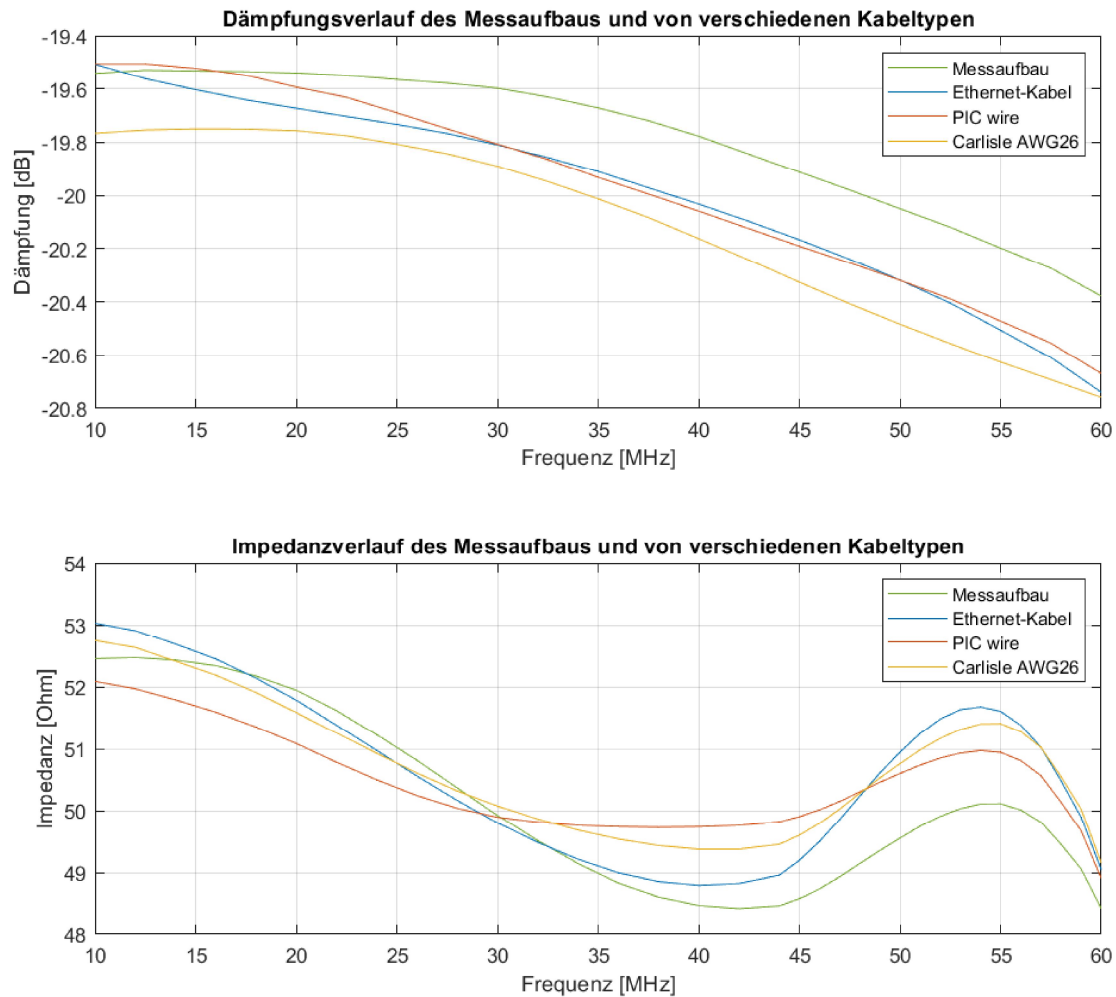


Abbildung 14: Vergleichsmessung zwischen verschiedenen Ethernet-Kabeln

Um etwa 0,1 bis 0,2 dB weichen die Werte voneinander ab. Trotzdem hat das Kabel von Carlisle immer noch eine verschwindend geringe Dämpfung gegenüber dem grundlegenden Messaufbau. Mit einer Dämpfung von nur 0,5 dB mehr als die Referenzmessung des Versuchsaufbaus, ist die Dämpfungsbeeinflussung durch dieses Kabel nicht weiter zu untersuchen. Alle drei Datenübertragungskabel sind demnach hinsichtlich auf ihre Dämpfungseigenschaften sehr gut zu verwenden.

Bezüglich ihrer Impedanz sind ebenso keine Auffälligkeiten zu verzeichnen. Das Cat 5 Ethernet-Kabel folgt der Impedanz des Referenzverlaufs bis etwa 35 MHz, wohingegen die anderen beiden bereits im unteren Frequenzbereich von dem Kurvenverlauf abweichen.

Das Kabel von Carlisle liegt dabei näher an der Referenzkurve, sodass darauf geschlossen werden kann, dass dieses Kabel das Geeignetere hinsichtlich des Impedanzverlaufes ist. Im Anhang befindet sich die Differenz der einzelnen Messkurven zur Referenzkurve des Messaufbaus und kann zum besseren Verständnis herangezogen werden. Die Impedanzen weichen allerdings nur minimal vom Referenzaufbau ab, sodass auch dieses Ergebnis zufriedenstellend für die meisten Anwendungsgebiete ist.

Ethernet kurz (2m) vs. Ethernet lang (30m)

Die Länge des Kabels ist von Bedeutung. Um Erkenntnisse darüber zu gewinnen, inwieweit die Kabellänge Einfluss auf die Kabeleigenschaften nimmt, ist eine Gegenüberstellung mit verschiedenen Ethernet-Kabeln erforderlich. Dazu wurde das bisher verwendete Cat 5 Ethernet-Kabel von zwei Meter Länge verwendet. Um eine aussagekräftige Messung zu erzielen, wurde ein langes Ethernet-Kabel, des selben Typs und Herstellers ausgewählt. Dieses besitzt eine Kabellänge von 30 Metern. Durch die Auswahl des gleichen Kabels kann nun eine genaue Aussage darüber getroffen werden, inwiefern die Länge Einfluss auf die Eigenschaften nimmt.

In Abbildung 15 sind die Messergebnisse dargestellt. Dabei ist sowohl die Dämpfung in Dezibel, als auch die Impedanz in Ohm über den gesamten betrachteten Frequenzbereich aufgezeigt. Weiterhin ist aus Interesse das lange Ethernet-Kabel im ausgerollten, als auch im eingerollten Zustand betrachtet worden. Durch die Messung im eingerollten Zustand kann so eine Aussage über die Schirmwirkung getroffen werden und ob das Verlegen von Kabelschlaufen zu Übersprechen führen kann. In Abbildung 15 ist dabei das zwei Meter lange Ethernet-Kabel (in blau) aufgetragen. Die rote Messkurve zeigt das eingerollte 30 Meter-Ethernet-Kabel und in gelb wurde dasselbige im ausgerollten Zustand dargestellt. Als Erstes ist zu erkennen, dass das lange Ethernet-Kabel sowohl im eingerollten, als auch im ausgerollten Zustand die gleichen Dämpfungswerte aufweist. Somit kann geschlussfolgert werden, dass die Schirmwirkung des Cat 5 Ethernet-Kabels gut genug ist, um Übersprechen zu verhindern. Durch diese Erkenntnis kann die Benutzung und Verlegung von Ethernet-Kabeln als unkompliziert betrachtet werden, da kleine Schleifen keine Auswirkungen auf die Verstärkung oder Dämpfung des Signals haben. Allerdings nimmt die Dämpfung mit

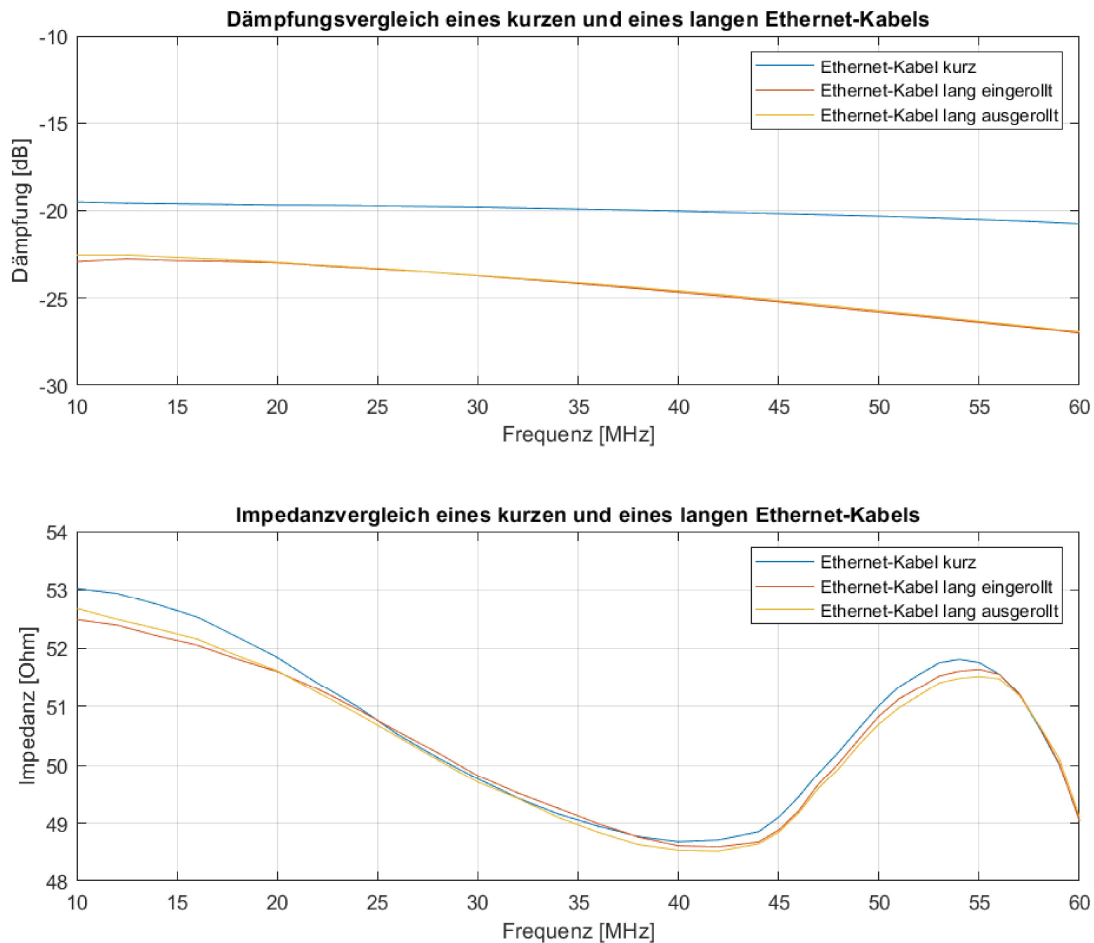


Abbildung 15: Vergleich der Dämpfung bei verschiedener Kabellänge eines Ethernetkabels

der Kabellänge zu. Vor allem bei höheren Frequenzen kann es zu Unterschieden von über 5 dB kommen. Im Allgemeinen können Ethernet-Kabel bis zu einer Länge von 100 m verwendet werden. Der Grund dafür liegt in der kritischen Kabellänge. Bei Längen über 100 m führen die Kabeleigenschaften zu sehr großen Signalabschwächungen und sind nicht mehr nutzbar. Dies lässt sich ebenso über die erfolgte Messung nachvollziehen, da durch die Kabeldämpfung die Signalstärke, bei einer Länge von 30 Metern, mehr als halbiert wurde. Demzufolge sollte, wenn möglich, die kleinstmögliche Länge eines Ethernet-Kabels verwendet werden. Dies ist nicht nur hinsichtlich der Dämpfungseigenschaften vorteilhaft, sondern spart zudem Geld in der Kabelanschaffung und Platz in engen Räumen, wie in Luftfahrzeugen.

4.1.3 Messaufbau Vermessung Steckverbindungen

Für die Messung der Einflüsse verschiedener Stecker auf die Impedanz und die Dämpfung der Kabel wird der Messaufbau aus Kapitel 4.1.2, Abbildung 11 leicht abgeändert. In die Mitte des betrachteten Kabels wird der jeweilige Stecker eingefügt, wodurch die Kabellänge zwischen Balun und Stecker jeweils ein Meter beträgt. In den folgenden Textabschnitten werden die verschiedenen Steckverbindungen betrachtet. Dabei diene ein Ferritkern als erstes Objekt der Untersuchung. Als Stecker wurden ein Standard-Ethernetstecker, ein Überspannungsschutzableiter und ein flugtauglicher MIL-Stecker ausgewählt und im Folgenden mit ihrem Einfluss auf die Kabeleigenschaften thematisiert. Die bisherigen Messungen dienen als Referenz, sodass die Einflüsse der Steckverbindungen auf die Dämpfungs- und Impedanzeigenschaften betrachtet werden können.

Ferritkern

In der EMV ist die Nutzung von Ferritkernen eine beliebte Maßnahme zur Bekämpfung von Störungen. Diese Bauelemente dienen der Unterdrückung und Dämpfung von Störsignalen im hochfrequenten Bereich. Durch eine unterschiedliche Zusammensetzung des Ferrits und seiner zugesetzten Stoffe, kann ein bestimmter Frequenzbereich festgelegt werden. In diesem Bereich schirmt der Ferritkern das Kabel von möglichen Störungen ab. Unterschieden werden dabei zwei Hauptgruppen von Materialien: Nickel-Zink und Mangan-Zink. Durch die unterschiedlichen Permeabilitäten, werden sie für unterschiedliche Frequenzbereiche eingesetzt. Dadurch werden EMI zufriedenstellend behoben. Ein Ferritkern lässt sich über

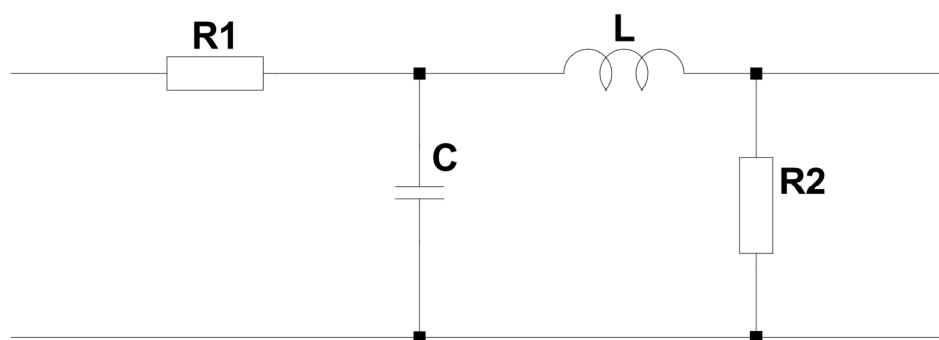


Abbildung 16: Ersatzschaltbild eines Ferritkerns

ein Ersatzschaltbild aus einer Induktivität, einem Kondensator, einem Parallelwiderstand und einem Vorwiderstand darstellen. Der Vorwiderstand beschreibt dabei den Gleichstromwiderstand. Da ein Ferritkern für einen bestimmten Gleichstromwiderstand ausgelegt ist und bei fehlerhafter Auswahl beschädigt werden kann, ist diese Information bei der Wahl des passenden Kerns entscheidend. Die Induktivität hat den größten Anteil an der Dämpfung hochfrequenter Signale, während der Kondensator die parasitäre Kapazität darstellt. Der Parallelwiderstand steht für die entstandenen Wechselstromverluste und spielt dementsprechend auch eine wichtige Rolle im Ersatzschaltbild eines Ferritkerns [43].

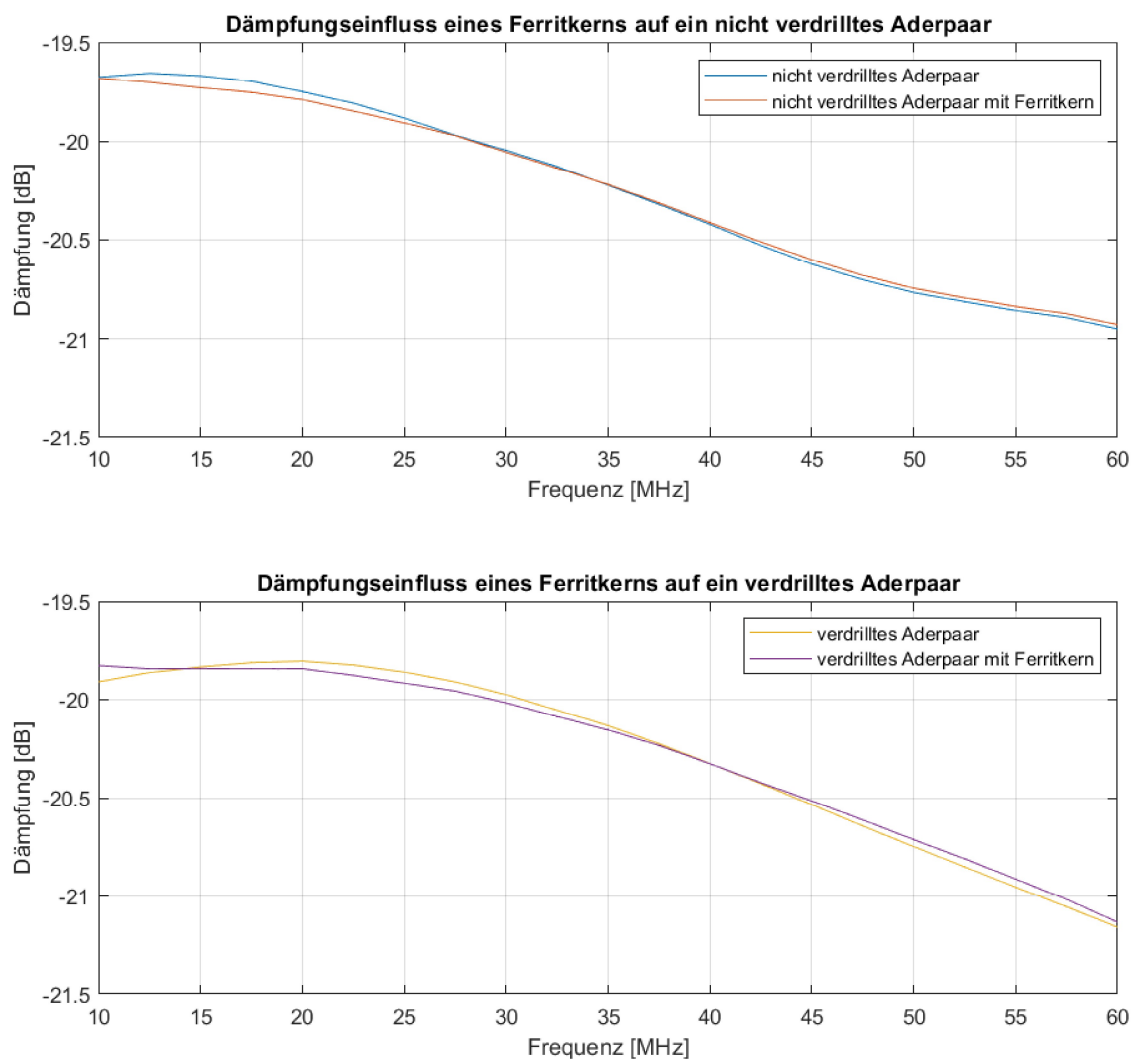


Abbildung 17: Auswirkung eines Ferritkerns auf die Dämpfung von Aderpaaren

Ob ein solcher Ferritkern die Dämpfungs- und Impedanzeigenschaften eines Kabels beeinflusst, wenn er zur Dämpfung von Störsignalen eingesetzt wird, soll in weiteren Untersuchungen geklärt werden. Dafür wurde an die zu untersuchenden Kabeltypen ein Ferritkern angebracht und dessen Auswirkungen auf die Impedanz und Dämpfung betrachtet.

Zu Beginn wurde der Dämpfungseinfluss eines Ferritkerns auf die nicht geschirmten Aderpaare beleuchtet. Dabei ist in Abbildung 17 die Dämpfung in Dezibel über der Frequenz in Megahertz dargestellt. Im oberen Diagramm wurde das nicht verdrehte Aderpaar betrachtet. Die blaue Messkurve stellt das Kabel ohne Ferritkern und die rote Messkurve das gleich, von einem Ferritkern umschlossene Aderpaar, dar. Dabei lässt sich erkennen, dass die Dämpfung von einem Ferritkern nicht beeinflusst wird. Die maximale Differenz zwischen den beiden Kurven liegt unter 0,1 dB. Diese kann ebenso durch Messunsicherheiten entstanden sein und muss demzufolge nicht weiter betrachtet werden. Im unteren Diagramm ist die Dämpfung eines verdrehten Aderpaares mittels einer gelben Messkurve dargestellt. Im Gegensatz dazu, zeigt die violette Messkurve das verdrehte Aderpaar mit einem Ferritkern. Auch hier lässt sich kaum ein Unterschied erkennen und die entstandenen Abweichungen können deshalb auf Messunsicherheiten zurück geführt werden.

Ein Ferritkern hat also keinen Einfluss auf die Dämpfung eines nicht geschirmten Aderpaares. Dies ist eine wichtige Erkenntnis, um zu bestätigen, dass das Anbringen eines Ferritkerns um ein Kabel keine negativen Auswirkungen auf die Kabeleigenschaften mit sich bringt. Trotzdem muss dieses Ergebnis auch bei geschirmten Kabeltypen bestätigt werden können.

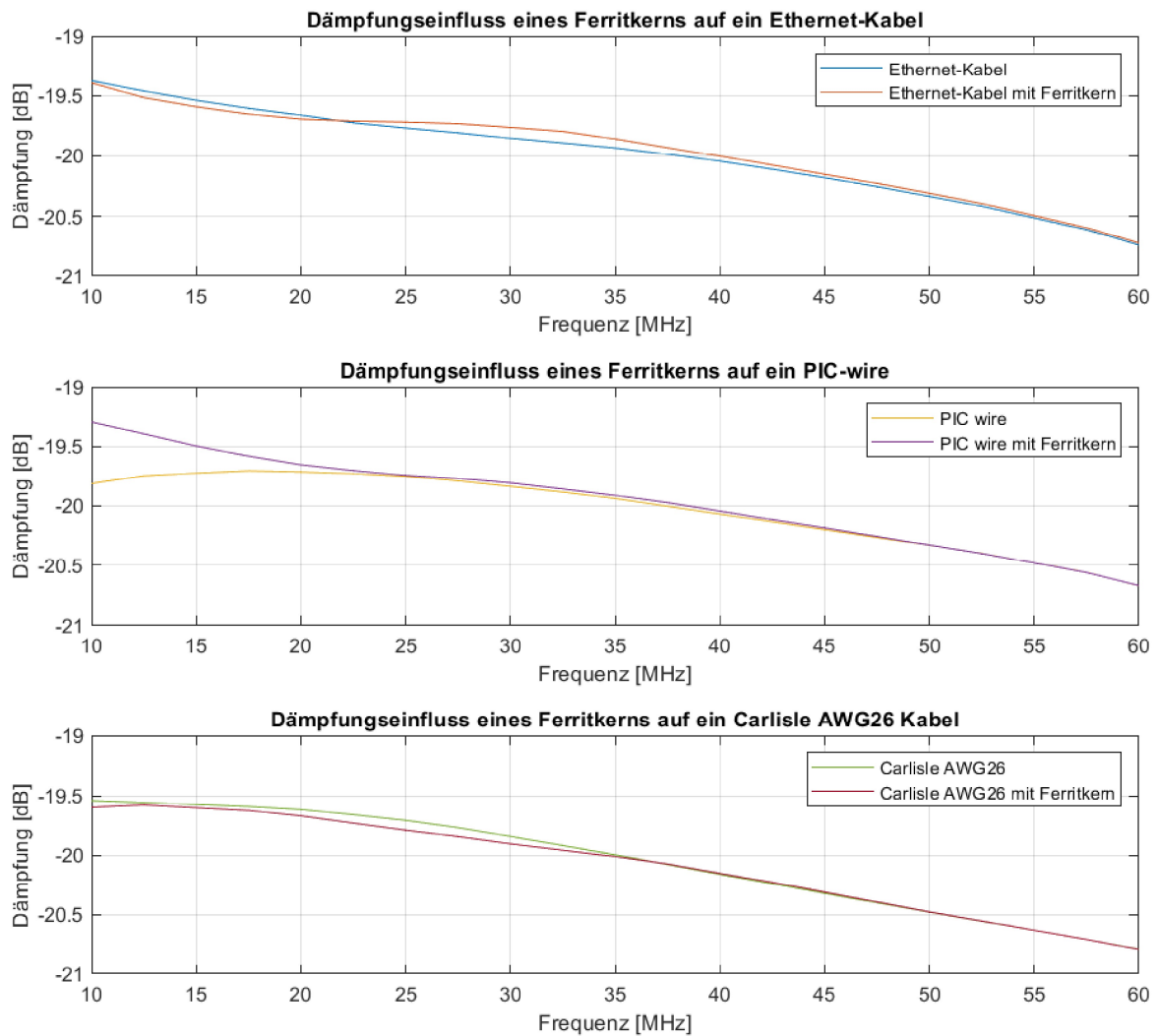


Abbildung 18: Auswirkung eines Ferritkerns auf die Dämpfung verschiedener Kabel

In Abbildung 18 ist der Dämpfungseinfluss eines Ferritkerns auf verschiedene geschirmte Kabelarten dargestellt. Im oberen Diagramm ist das Cat 5 Ethernet-Kabel in blau dargestellt und der dazugehörige Dämpfungsverlauf mit Einfluss des Ferritkerns in rot. Auch hier beträgt die maximale Differenz unter 0,1 dB und geht demzufolge einher mit den obigen Erkenntnissen. Im zweiten Diagramm wird das PIC-wire gezeigt. Dabei ist die Referenzmessung des Kabels in einer gelben Messkurve dargestellt und die Veränderungen im Dämpfungsverhalten aufgrund des Ferritkerns in violett. Erkennbar ist im unteren Frequenzbereich zwischen 10 MHz und 20 MHz ein beträchtlicher Unterschied von etwa

0,5 dB. Da sich die Dämpfung im weiteren Verlauf allerdings nicht von der Dämpfungsmessung des Referenzkabels unterscheidet, kann geschlussfolgert werden, dass durch die Mittelwertbildung bei der Interpolation besondere Peaks mehr Bedeutung erhalten haben und somit das Ergebnis verfälschen. Bei einem geringen Wert von 0,5 dB kann diese Anomalie in der Aufzeichnung der Messkurven vernachlässigt werden. Im letzten Diagramm ist das Ethernet-Kabel AWG26 von Carlisle betrachtet worden. Dabei wurde das gleiche Ergebnis von weniger als 0,1 dB Differenz erzielt. Somit kann die Erkenntnis, dass die Verwendung eines Ferritkerns keine Auswirkungen auf die Dämpfung eines Kabels hat, für alle unternommenen Versuche bestätigt werden.

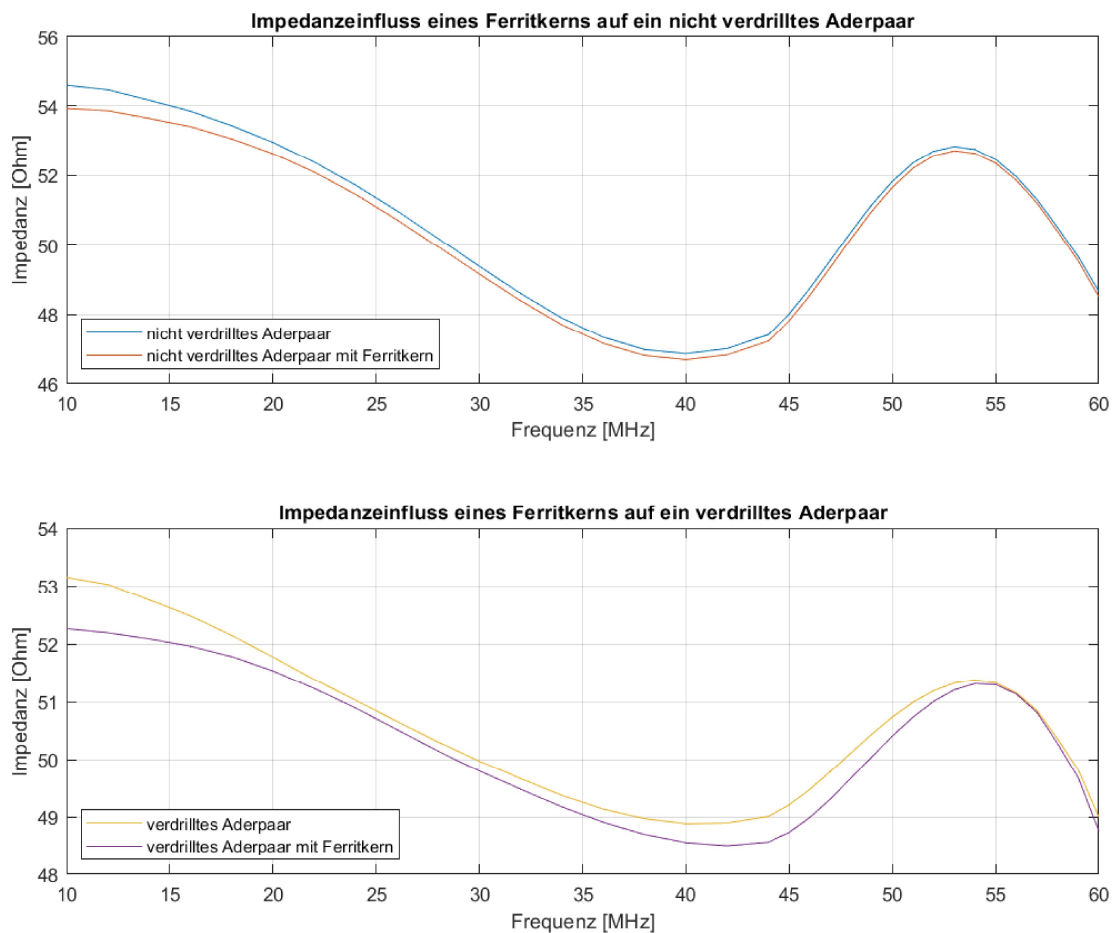


Abbildung 19: Einfluss eines Ferritkerns auf die Impedanz von Aderpaaren

Bei der Untersuchung des Impedanzverhaltens wurden ebenfalls zuerst nicht geschirmte Kabel untersucht. Dafür ist in Abbildung 19 der Einfluss eines Ferritkerns auf die Impedanz eines nicht verdrillten Aderpaares im oberen Diagramm und auf ein verdrilltes Aderpaar im unteren Diagramm dargestellt. Dabei wird die Impedanz in Ohm über der Frequenz im Frequenzbereich von 10 bis 60 MHz aufgetragen. Bei dem nicht verdrillten Aderpaar lässt sich eine relativ konstante Differenz von etwa $0,1\ \Omega$ feststellen. Dies ist bei der Betrachtung von Impedanzen verschwindend gering und kann ebenso auf Messunsicherheiten des Messgerätes zurückgeführt werden. Die Messung auf $0,1\ \Omega$ genau ist dabei von Eigenrauschen des Messgerätes behaftet und deswegen nicht exakt bestimmbar. Durch die Interpolation der Messwerte kann das Rauschen entfernt werden, allerdings sind etwaige Unsicherheiten nach wie vor vorhanden. Dies bestätigt sich auch bei der Betrachtung von einem verdrillten Aderpaar. Die Referenzmessung des Kabels ist dabei in gelb dargestellt. Der Einfluss auf die Impedanz durch den Ferritkern wird in der violetten Messkurve aufgezeigt. Auch hier sind in den Frequenzen zwischen 20 und 60 MHz nur kleine Unterschiede von unter $0,5\ \Omega$ zu verzeichnen. Im unteren Bereich ist eine größere Abweichung zwischen den beiden Messkurven von bis zu $1\ \Omega$ erkennbar. Dies kann, wie im vorherigen Abschnitt bei der Dämpfung, durch Ungenauigkeiten in der Messwertaufzeichnung hervorgerufen werden. Da vor allem bei dem Start der Messung hohe Rauscheigenschaften des VNA einkoppeln, kann das Messergebnis verfälscht worden sein. Somit wird geschlossen, dass der Frequenzbereich ab 20 MHz aussagekräftig ist und für die weitere Erkenntnisgewinnung betrachtet werden sollte.

Bei nicht geschirmten Aderpaaren hat der Ferritkern also eine relativ kleine bis gar keine Auswirkung auf die Impedanz des Kabels. Um dies zu bestätigen oder zu widerlegen besteht die Notwendigkeit der Betrachtung von verschiedenen, geschirmten Kabeln.

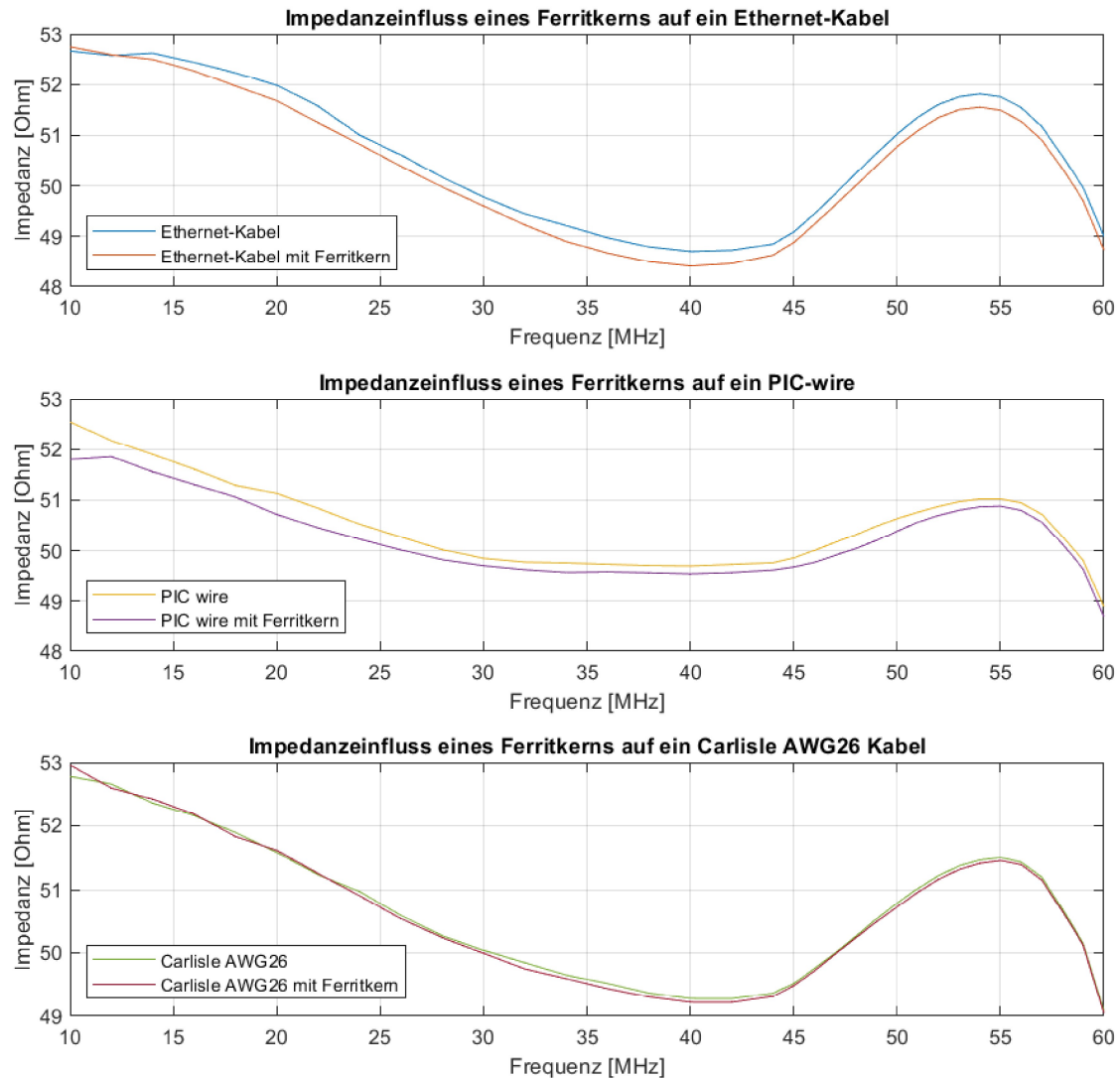


Abbildung 20: Einfluss eines Ferritkerns auf die Impedanz von verschiedenen Kabeltypen

In Abbildung 20 ist das Impedanzverhalten von verschiedenen Datenübertragungskabeln und der Einfluss eines Ferritkerns über der Frequenz dargestellt. Im obigen Diagramm ist dabei das Cat 5 Ethernet-Kabel untersucht worden. Die blaue Kurve zeigt die Referenzmessung ohne Ferritkern, die rote Messkurve hingegen die Messung mit Ferritkern. Der Verlauf der beiden Messkurven ist dabei analog mit einer Differenz von $0,3 \Omega$. Im zweiten Diagramm ist das PIC-wire mit seinem Impedanzverhalten in gelb dargestellt. Der Einfluss des Ferritkerns wird hier über die violette Messkurve abgebildet. Die Verläufe der beiden Messkurven sind nahezu identisch mit einer Differenz von etwa $0,4 \Omega$. Im letzten

Diagramm ist das Ethernet-Kabel von Carlisle aufgezeigt. Die Referenzmessung des Kabels ist mittels der grünen Messkurve und die Messung mit Ferritkern über die rote Messkurve dargestellt. Beide Verläufe sind annähernd gleich mit einer sehr geringen Differenz von unter $0,1 \Omega$.

Insgesamt lässt sich sagen, dass ein Ferritkern unterschiedliche Einflüsse auf die Impedanz von Kabeln nehmen kann. Allerdings sind diese permanent unter $0,5 \Omega$ und deshalb nicht relevant. Mit solch kleinen Impedanzunterschieden kann es zu keinen Folgen hinsichtlich Reflexionen oder anderem kommen. Daher ist ein Ferritkern sowohl für das Impedanz- als auch das Dämpfungsverhalten der Kabel unbedenklich und nimmt nahezu keinen Einfluss auf die Kabeleigenschaften.

Standard-Ethernetstecker

Im alltäglichen Gebrauch findet vermehrt ein standardisierter Ethernet-Stecker seinen Einsatz. Der Adapter verbindet zwei Netzkabel und verlängert so die Kabellänge, ohne die Übertragungsgeschwindigkeit zu beeinflussen. Er wird nicht nur im alltäglichen Gebrauch, wie Büros verwendet, sondern gilt auch als beliebtes Mittel in der Messtechnik, wenn die Verbindung zweier Ethernetkabel erforderlich ist. Deshalb ist es von Interesse seine Auswirkungen auf die Kabeleigenschaften, hinsichtlich Kabeldämpfung und Impedanz zu untersuchen. Zuerst wurde der Einfluss eines Ethernet-Steckers auf die Dämpfung von nicht geschirmten Kabeln betrachtet.

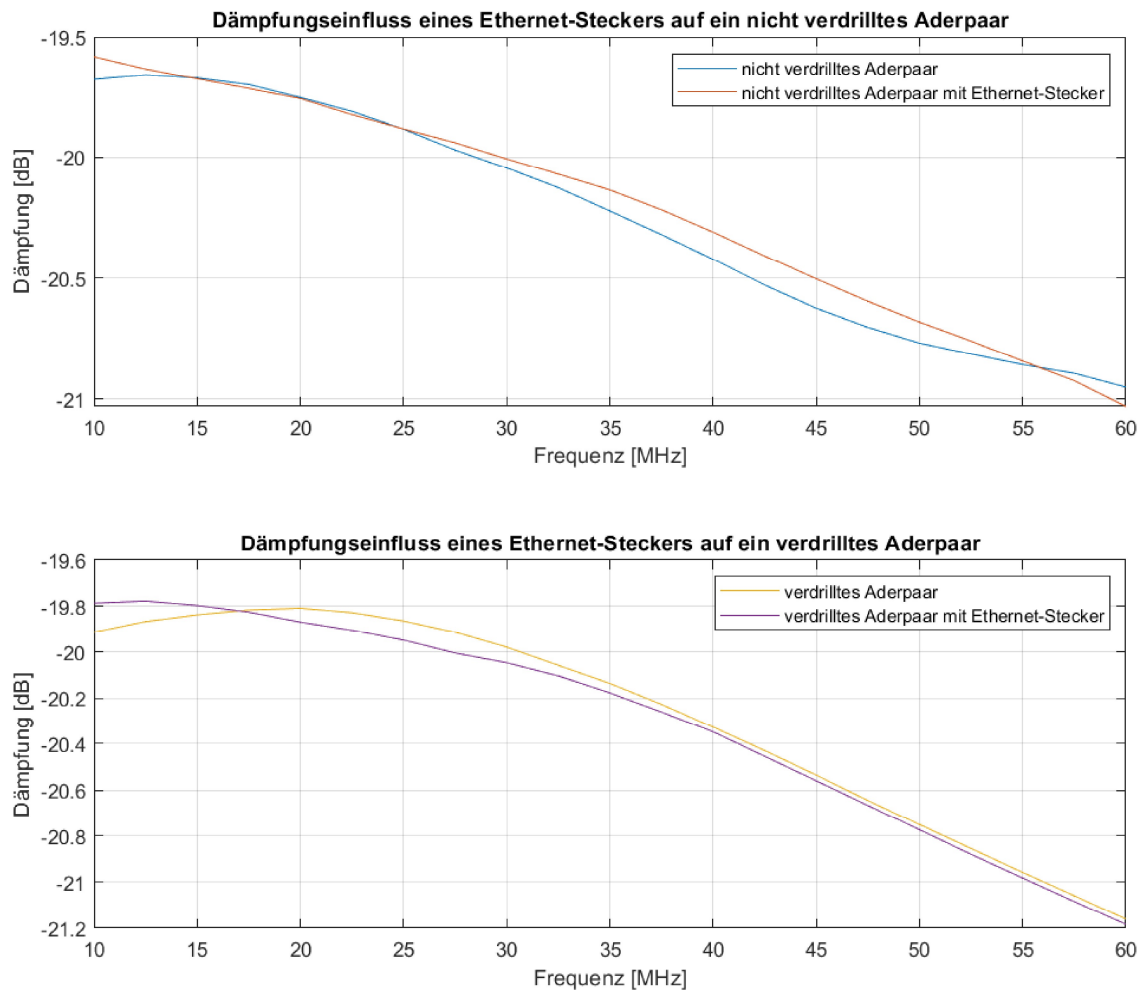


Abbildung 21: Einfluss eines Ethernet-Steckers auf die Dämpfung von nicht geschirmten Aderpaaren

In Abbildung 21 ist die Dämpfung in Dezibel über der Frequenz aufgetragen. Dabei bildet im oberen Diagramm die blaue Messkurve die Referenzmessung des nicht verdrehten Aderpaares ab und die rote Messkurve den Messaufbau mit einem Ethernet-Stecker in der Mitte des Kabels. Die Differenz zwischen den beiden Kurven beträgt dabei weniger als 0,1 dB. Ein solch kleiner Dämpfungsunterschied kann durch Messunsicherheiten im Messgerät, wie Eigenrauschen, entstanden sein. Auch bei der Betrachtung von einem verdrehten Aderpaar beträgt die Dämpfungsdifferenz nicht mehr als 0,1 dB. Ein Ethernet-Stecker hat also keinerlei Auswirkungen auf die Dämpfungseigenschaften von nicht geschirmten Aderpaaren.

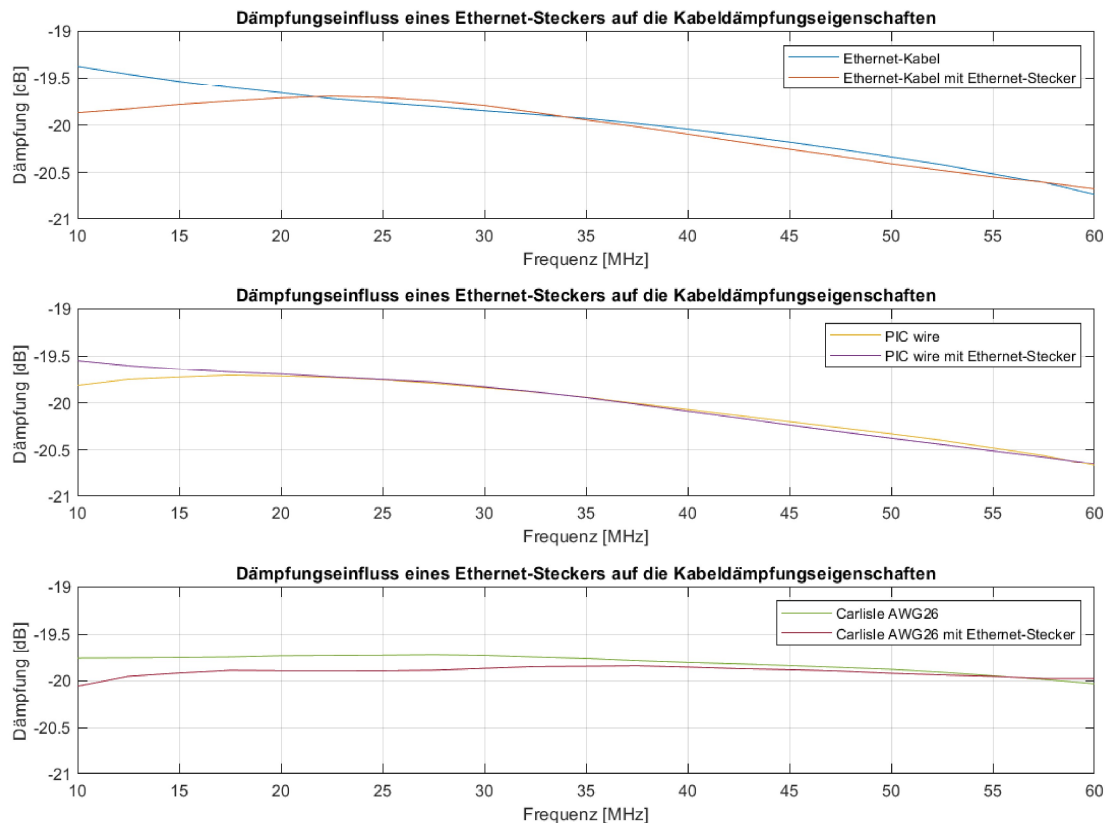


Abbildung 22: Einfluss eines Ethernet-Steckers auf die Dämpfung von nicht geschirmten Aderpaaren

Auch bei der Analyse von geschirmten Datenübertragungskabeln ist die Dämpfung nahezu gleichbleibend. In Abbildung 22 sind Gegenüberstellungen von verschiedenen Ethernet-Kabeln aufgezeigt. Die Dämpfungsverläufe ändern sich dabei kaum, wenn ein Ethernet-Stecker dem Messaufbau hinzugefügt wird. Im unteren Frequenzbereich sind geringfügig größere Abweichungen zu erkennen, welche durch das höhere Eigenrauschen des VNA und die daraus resultierende fehlerbehaftete Interpolation erklärt werden können. Die Dämpfung weicht aber insgesamt nicht mehr als 0,3 dB ab und ist deshalb als unverändert anzusehen.

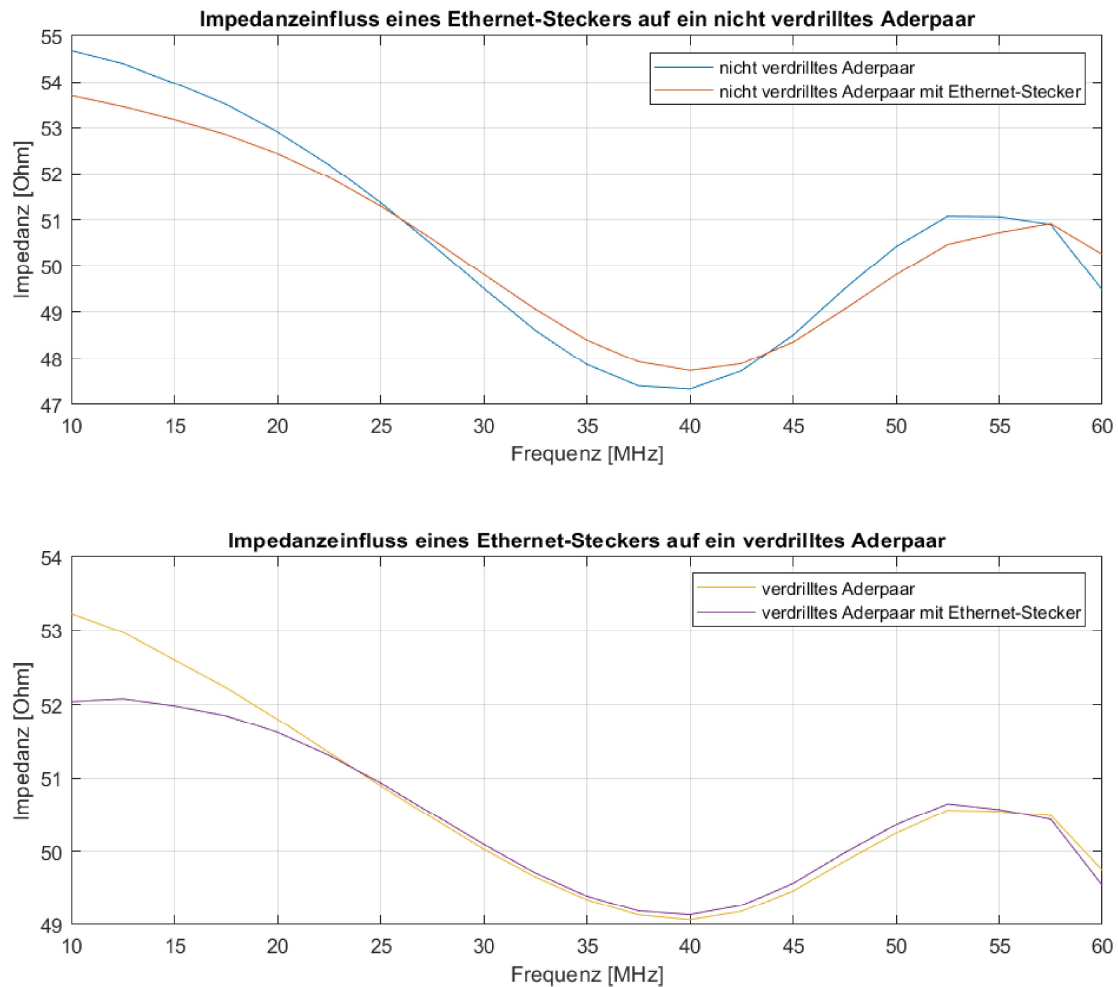


Abbildung 23: Einfluss eines Ethernet-Steckers auf die Impedanz von nicht geschirmten Aderpaaren

Im Gegensatz dazu sieht der Impedanzeinfluss durch einen Ethernet-Stecker wesentlich höher aus. In Abbildung 23 ist der Impedanzverlauf bei nicht geschirmten Aderpaaren dargestellt. Im oberen Diagramm ist dabei das nicht verdrehte und im Unteren das verdrehte Aderpaar gezeigt. Es ist deutlich zu erkennen, dass der Ethernet-Stecker bei dem nicht verdrehten Aderpaar eine große Auswirkung auf die Impedanz hat. Diese Impedanzveränderung beträgt fast ein Ohm, sodass dies definitiv Auswirkungen des Steckers und nicht nur Messungenauigkeiten sind. Bei dem verdrehten Aderpaar hingegen sind die Impedanzeinflüsse durch den Ethernet-Stecker deutlich schwächer. Einzig im unteren Frequenzbereich treten große Differenzen von über einem Ohm auf. Diese können durch

die Rauschverfälschungen des Signals hervorgerufen werden.

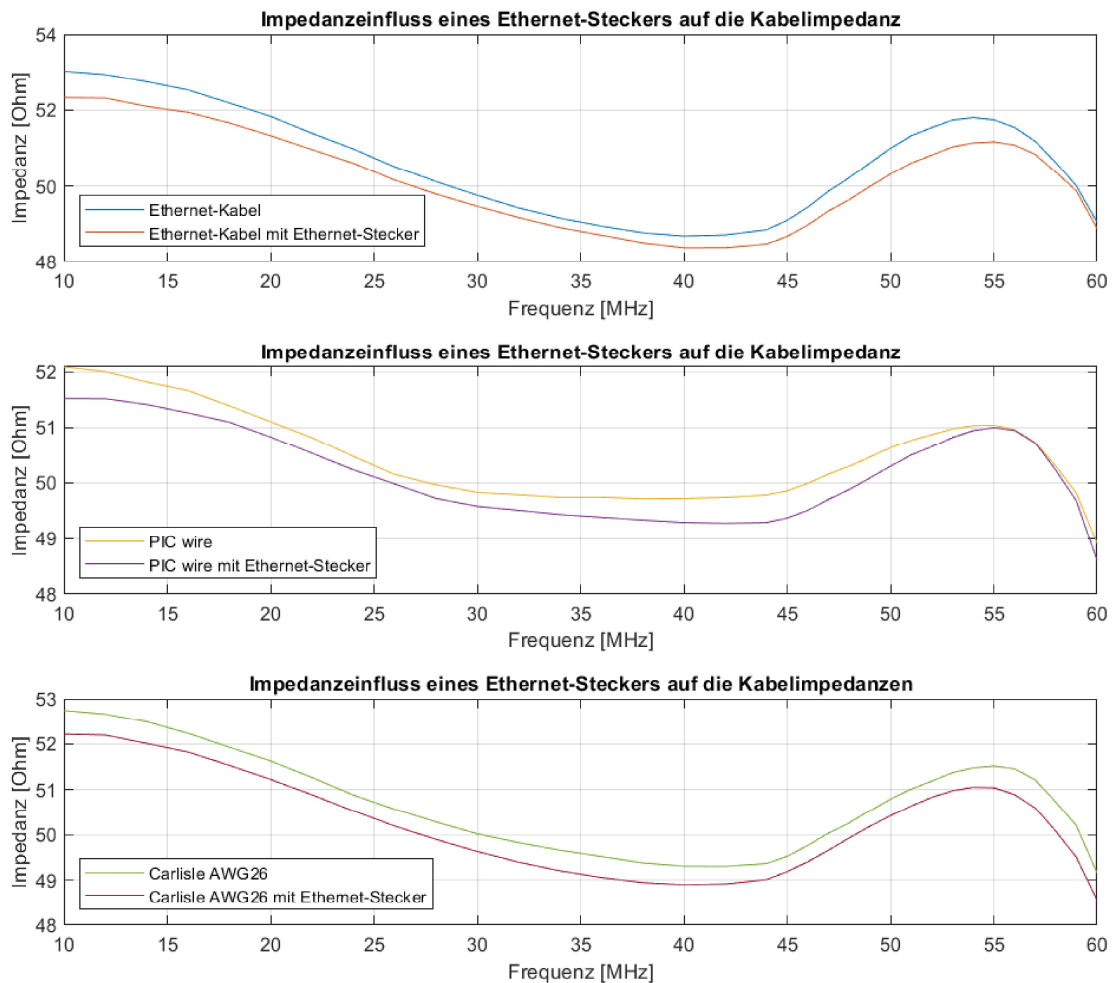


Abbildung 24: Einfluss eines Ethernet-Steckers auf die Impedanz von verschiedenen Kabeln

Bei Betrachtung der verschiedenen geschirmten Kabel fallen relativ gleichmäßige Impedanzbeeinflussungen durch den Ethernet-Stecker auf. In Abbildung 24 sind diese ersichtlich. Das obere Diagramm zeigt dabei in blau das Ethernet-Kabel ohne Stecker und in rot mit Einfluss durch den Ethernet-Stecker. Im zweiten Diagramm ist der Impedanzverlauf des PIC-wires in gelb und dessen Beeinflussung durch den Ethernet-Stecker in violett dargestellt. Das letzte Diagramm zeigt das Ethernet-Kabel von Carlisle mittels der grünen Messkurve und in rot die Messkurve unter Berücksichtigung des Ethernet-Steckers. Auffällig ist, dass bei allen drei Diagrammen die Impedanz um eine relativ konstante Differenz

nach unten verschoben ist. Die Differenz liegt bei jedem Kabel zwischen 0,5 und 1 Ω . Daraus lässt sich schlussfolgern, dass ein Ethernet-Stecker die Kabelimpedanz um etwa ein Ohm reduziert. Dies muss für Anwendungen mit einem einfachen Ethernet-Stecker berücksichtigt werden. Vor allem bei sicherheitskritischen Anwendungen ist deshalb von diesem Steckertyp abzuraten und stattdessen auf zertifizierte und standardisierte Steckertypen zurückzugreifen. Vorteilhaft ist allerdings die kaum beeinflusste Dämpfung des Kabels, was bei bestimmten, nicht sicherheitskritischen Anwendungen gute Messergebnisse bei geringen Kosten und wenig Aufwand bringt.

DEHN Überspannungs-Ableiter

Ein weiterer Steckertyp, welcher in der Betrachtung aufgenommen wurde, ist der Überspannungs-Ableiter von DEHNpatch DPA M CLE RJ45B 48. Dieser ist für Frequenzen bis 250 MHz einsetzbar bei 100 MB Ethernet Datenleitungen. Er schützt dabei bis zu 4 Aderpaare und ist für Cat 6-Kabel und niedrigere Kategorien ausgelegt [44].

Zuerst wird die Auswirkung des Überspannungs-Ableiters auf nicht geschirmte Aderpaare betrachtet. Dabei musste bei der Messung der Stecker geerdet sein, um die Ableitung der Überspannung zu ermöglichen. Deshalb wurde besonders darauf geachtet, dass der Stecker vollständig auf der Ground Plane der EMV-Kammer auflag.

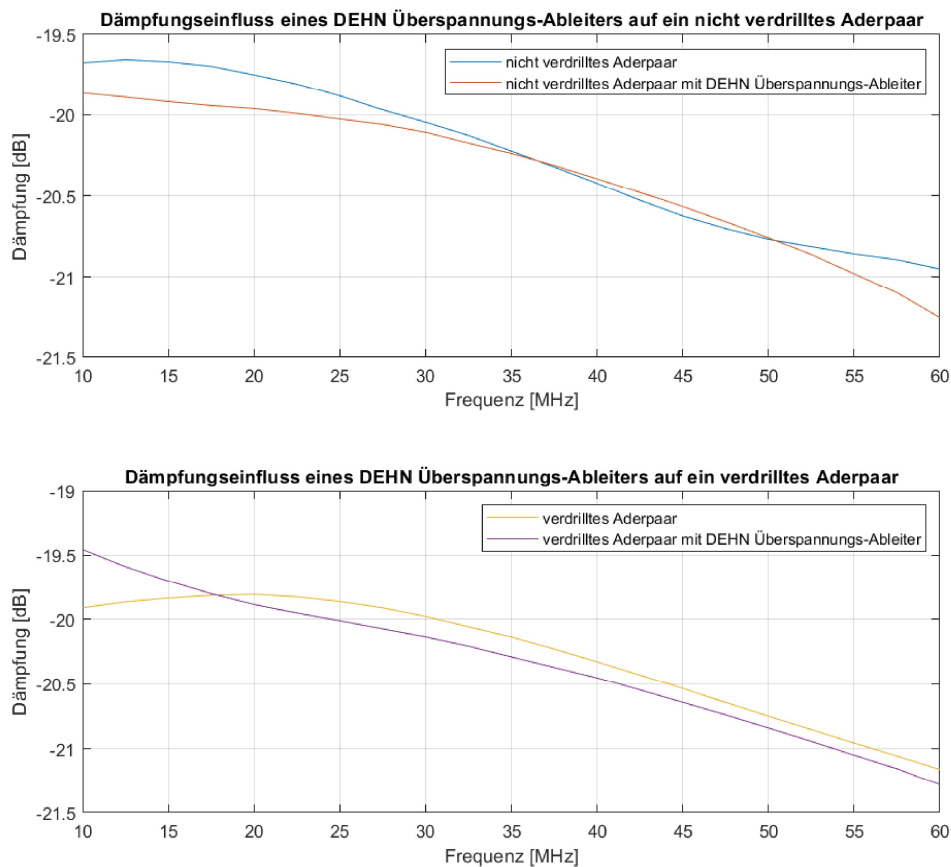


Abbildung 25: Einfluss eines DEHN Überspannungs-Ableiters auf die Dämpfung von nicht geschirmten Aderpaaren

In Abbildung 25 ist der Dämpfungseinfluss auf nicht geschirmte Aderpaare dargestellt. Die Dämpfung wird dabei im Mittel bei beiden Aderpaaren um etwa 0,3 dB verstärkt. Somit kann gefolgert werden, dass eine Verdrillung der Adern keine anderen Beeinflussungen des DEHN Überspannungs-Ableiters hervorruft. Bei beiden Kabelarten bleibt das Verhalten des Steckers gleich und kann somit mit einem Dämpfungseinfluss von 0,3 dB prognostiziert werden. Um zu überprüfen, ob diese Theorie bei sämtlichen Kabeln der Fall ist, wird eine weitere Messung mit geschirmten Ethernet-Kabeln durchgeführt.

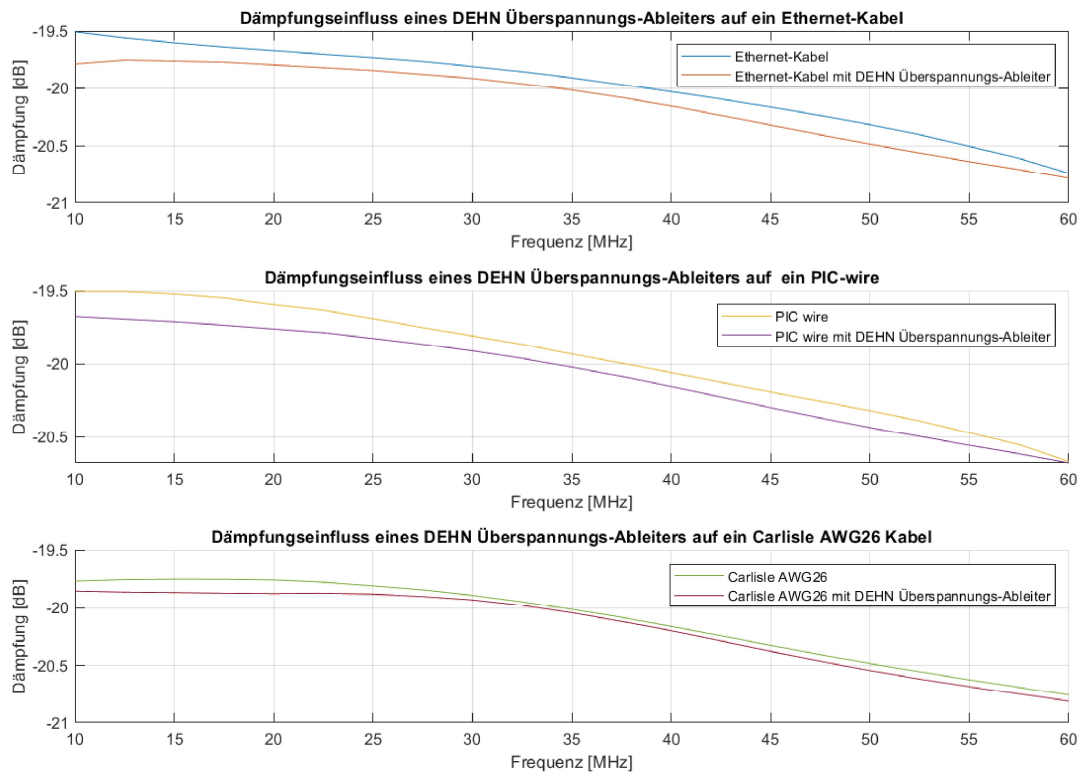


Abbildung 26: Einfluss eines DEHN Überspannungs-Ableiters auf die Dämpfung von verschiedenen Kabeln

Abbildung 26 zeigt drei Diagramme, welche jeweils die Dämpfung in Dezibel über der Frequenz in Megahertz auftragen. Im oberen Diagramm ist das Cat 5 Ethernet-Kabel mit seiner Referenzmessung in blau dargestellt. Die rote Kurve zeigt den Verlauf mit eingefügtem Stecker in der Mitte des Kabels. Die Differenz der Dämpfung, welche durch den DEHN Überspannungs-Ableiter zustande kommt, beträgt zwischen 0,2 und 0,3 dB. Im mittleren Diagramm ist dieselbe Messdurchführung mit dem PIC-wire und dessen Ergebnissen dargestellt. Dabei gibt die gelbe Messkurve die Referenzmessung des Kabels an und die violette Kurve den Messaufbau mit der Steckverbindung. Auch hier beträgt die Differenz zwischen den beiden Messkurven etwas mehr als 0,2 dB. Im letzten Diagramm ist das Ethernet-Kabel von Carlisle in Betrachtung. Die grüne Messkurve beschreibt den Dämpfungsverlauf des Kabels, während die Rote ihn mit der Steckverbindung zeigt. Die Differenz zwischen den beiden Kurven ist in diesem Diagramm sehr viel kleiner, als in den vorherigen Gegenüberstellungen. Sie beträgt hier nur etwa 0,1 dB, was zu dem Schluss

führt, dass der DEHN Überspannungs-Ableiter kaum Einfluss auf die Kabeldämpfung des AWG26-Kabels nimmt.

Insgesamt kann man sagen, bei nicht geschirmten Kabeln ist der Einfluss des Steckers auf die Kabeldämpfungseigenschaften höher, als bei geschirmten Kabeln. Der Dämpfungseinfluss bei nicht geschirmten Kabeln beträgt dabei 0,3 dB, wohingegen der Einfluss bei geschirmten Kabeln nur 0,2 dB ausmacht. Bei sehr guten Kabeln, wie dem AWG26 von Carlisle beläuft sich der Einfluss des DEHN Überspannungs-Ableiters auf die Dämpfung des Kabels auf nur 0,1 dB, womit dieses Kabel die besten Werte aufweist.

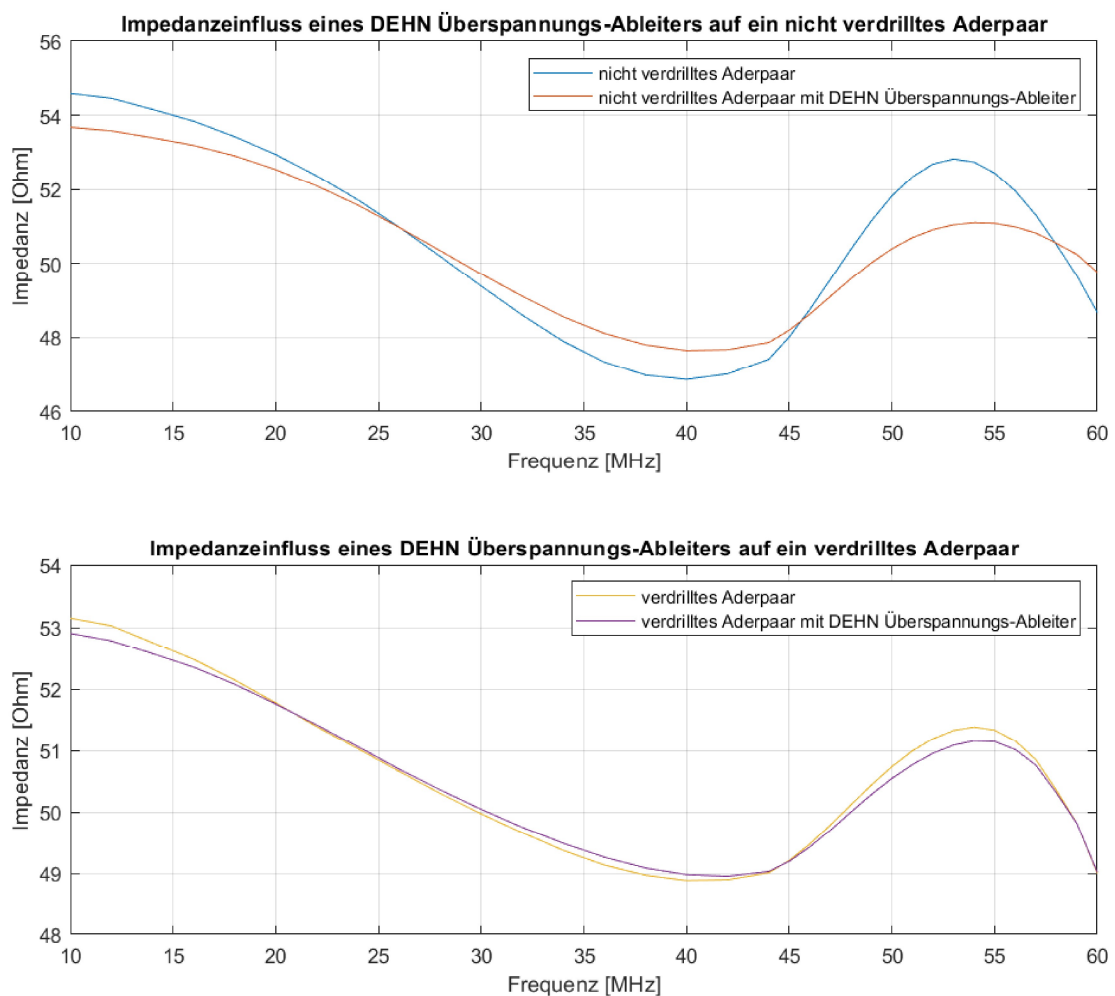


Abbildung 27: Einfluss eines DEHN Überspannungs-Ableiters auf die Impedanz von nicht geschirmten Aderpaaren

Betrachtet man den Einfluss, den der DEHN Überspannungs-Ableiter auf die Impedanz eines Kabels hat, so kann man eine Veränderung erkennen. In Abbildung 27 ist der Impedanzverlauf von nicht geschirmten Aderpaaren dargestellt. Dabei ist beim oberen Diagramm das nicht verdrehte Aderpaar aufgetragen. Es lässt sich erkennen, dass der DEHN Überspannungs-Ableiter einen Einfluss von bis zu $2\ \Omega$ ausübt. Dies legt nahe, dass die Impedanz durch den DEHN Überspannungs-Ableiter so stark beeinflusst wird, dass es bei nicht verdrehten Aderpaaren zu Reflexionen des Signals kommen kann. Eine Verdrehung der Adern wirkt dem Ganzen entgegen, wie im unteren Diagramm ersichtlich wird. Die Veränderung der Impedanz beträgt dabei nur $0,2\ \Omega$ und kann deshalb vernachlässigt werden. Bei parallelen Leitern kann die Impedanz nach Wunsch verändert werden. Dies geschieht vor allem durch den Abstand zwischen den Leitern. Die Verdrehung der Adern führt dazu, dass die Entfernung verkleinert und konstant beibehalten wird. Außerdem bietet sie einen erhöhten Schutz gegenüber Störungen. Das nicht verdrehte Aderpaar hingegen hat unterschiedlich weite Abstände zwischen den Leitern. Da die beiden Adern nur an definierten Stellen mit einem Schrumpfschlauch verbunden sind, sind die Abstände in den Bereichen dazwischen nicht definiert und können demzufolge die Impedanz beeinflussen. Bei einer Verwendung von nicht verdrehten Aderpaaren, ist deshalb zu beachten, dass die Adern über die gesamte Strecke nebeneinander verbunden werden.

Die Verwendung des Steckers zeigt auf die Impedanz bei geschirmten Kabeln einen anderen Einfluss. In Abbildung 28 ist die Impedanz für verschiedene Ethernet-Stecker aufgetragen. Bei dem Cat 5 Ethernet-Kabel ist im oberen Diagramm eine starke Impedanzbeeinflussung von $1\ \Omega$ zwischen 47 und 57 MHz zu erkennen. Auch im mittleren Diagramm ist für das PIC-wire eine Änderung der Impedanz von $0,7\ \Omega$ durch Verwendung des Steckers zu verzeichnen. Einzig beim AWG26 von Carlisle im unteren Diagramm, ist die Veränderung der Impedanz durch den DEHN Überspannungs-Ableiter nur $0,5\ \Omega$ groß. Daraus lässt sich schlussfolgern, dass auch hier die Wahl eines guten Schirms und gutem Dämpfungsmaterials positive Auswirkung bei Benutzung von Steckverbindungen hat.

Der DEHN Überspannung-Ableiter beeinflusst geschirmte Kabel und deren Impedanz mit Werten von bis zu einem Ohm. Die Dämpfungsbeeinflussung beträgt zwischen 0,1 und 0,3 dB. Somit ist dieser Steckertyp zwar zufriedenstellend einsetzbar, trotzdem sollte auf

eine hochwertige Qualität des verwendeten Kabels Wert gelegt werden, um Reflexionen durch Impedanzeinflüsse zu vermeiden.

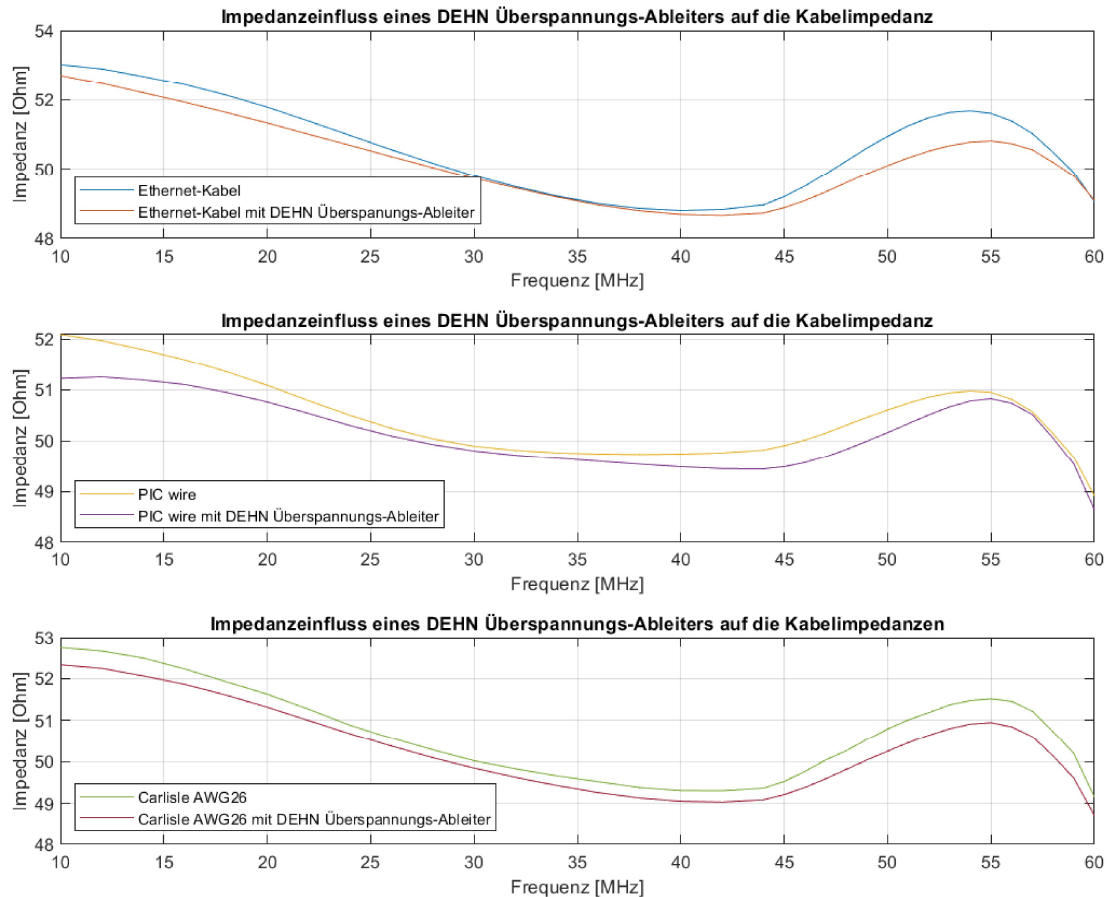


Abbildung 28: Einfluss eines DEHN Überspannungs-Ableiters auf die Impedanz von verschiedenen Kabeln

MIL-Stecker

Vor allem wenn es zu Luftfahrtanwendungen kommt, kann nicht jeder Stecker verwendet werden. Deshalb sind nur bestimmte flugtaugliche Stecker zugelassen. Um Aufschluss darüber zu erhalten, wie gut diese Stecker sind, ob sie zusätzlich die Dämpfung vergrößern oder die Impedanz ändern, wurde eine Messung mit einem MIL-Stecker durchgeführt. Diese Messung wurde mit der Kabelreferenzmessung von dem zwei Meter langen Ethernet-Kabel verglichen und in Abbildung 29 dargestellt.

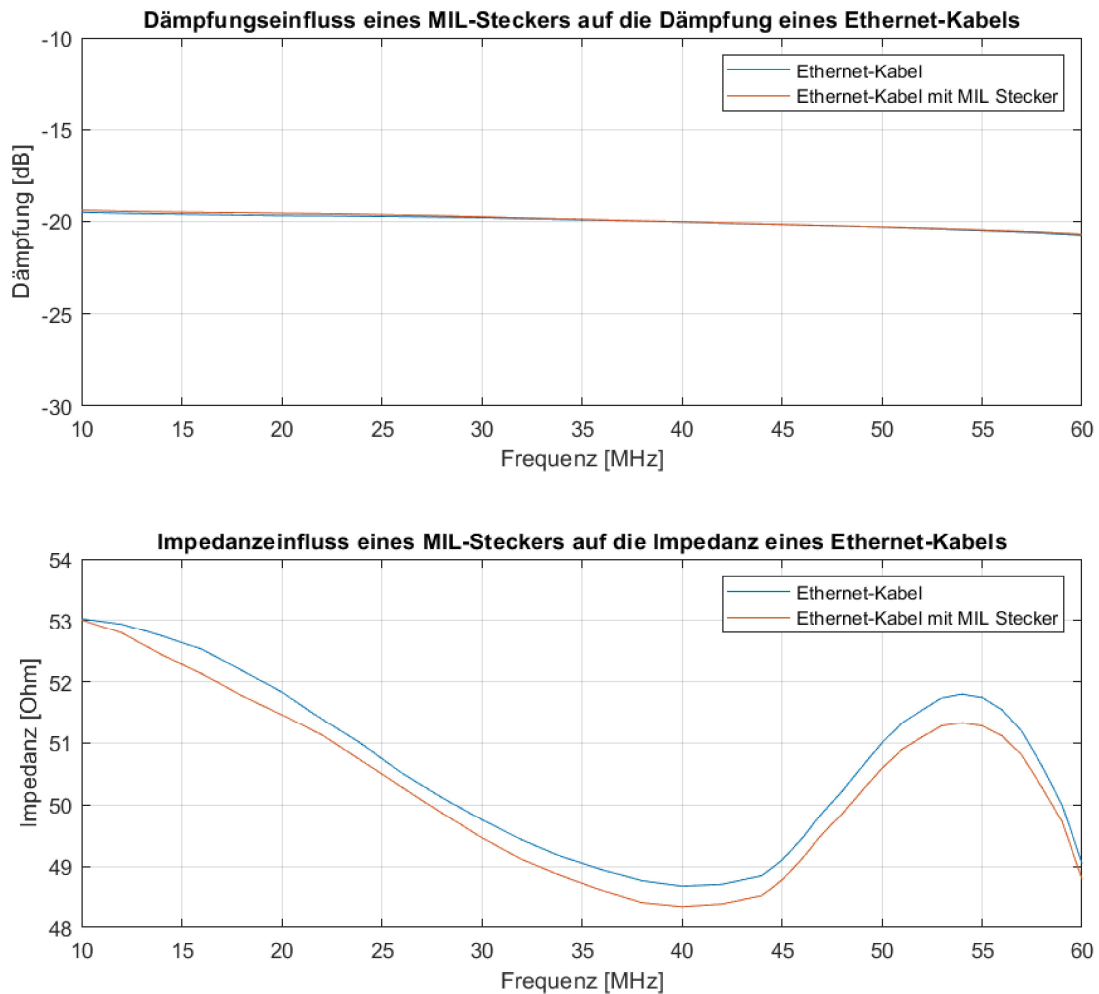


Abbildung 29: Auswirkungen eines MIL-Steckers auf die Kabeleigenschaften eines Ethernet-Kabels

In Abbildung 29 wird die Dämpfung über der Frequenz und die Impedanz über der Frequenz gezeigt. Dabei ist die blaue Messkurve das Ethernet-Kabel ohne eine Steckverbindung. Die Rote hingegen zeigt den Messaufbau mit dem MIL-Stecker in der Mitte eines Ethernet-Kabels. Beide verwendeten Kabel sind vom selben Typ und Hersteller, sodass einzig der hinzugefügte Stecker und dessen Verbindung mit dem Kabel eine Unbekannte darstellt. Bei dem Dämpfungsverlauf lässt sich keinerlei Unterschied erkennen, ob eine Steckverbindung verwendet wurde oder nicht. Dies ist sehr vorteilhaft, denn somit kann bestätigt werden, dass sowohl die Anschlüsse zwischen Kabel und Stecker, als auch der flugtaugliche Stecker

keine Mängel in der Datenübertragung hervorrufen. Somit kann ein flugtauglicher MIL-Stecker unbedenklich bei sämtlichen Anwendungen verwendet werden. Er führt zu keiner Signalabschwächung.

Bei der Impedanz kann man eine Differenz von etwa $0,45\,\Omega$ erkennen. Diese Differenz ist so verschwindend gering, dass die Beeinflussung nicht von Bedeutung ist. Folglich schneidet eine Steckverbindung mit dem MIL-Stecker im Vergleich zu allen vorherigen Steckern am Besten ab. Vor allem wenn es zu Fluganwendungen kommt, sollten keine Kosten gespart werden, um die Sicherheit und die Zuverlässigkeit zu gewährleisten. Es empfiehlt sich auch bei Datenübertragungskabeln und dessen Steckverbindungen gute und robuste Stecker zu verwenden. Weiterhin sollte Wert auf die Schirmqualität des Kabels gelegt werden, um so mögliche Fehlanpassung und Übersprechen zu vermeiden. Der MIL-Stecker ist dafür eine gute Wahl, denn nicht nur sein Dämpfungseinfluss, sondern auch sein Impedanzeinfluss sind vernachlässigbar klein.

4.2 Vergleichsmessung zwischen Messempfänger und Spektrumanalysator

Wenn Messungen in der EMV-Kammer des DLR mit dem Messempfänger durchgeführt werden, sieht man die Einkopplung der Mobilfunkfrequenzen in das gemessene Signal. Dies ist auch der Fall, wenn der zu messende Prüfling in der geschlossenen Kammer angeschlossen ist. Aus diesem Grund ist eine Betrachtung der möglichen Fehler und der austauschbaren Hardwarekomponenten notwendig. Im Folgenden wurde daher eine Messung des Messempfängers ESR der Firma Rohde & Schwarz und eine Vergleichsmessung mit dem Spektrumanalysator FSH8 durchgeführt. Daraus lassen sich Rückschlüsse auf die Eignung des Messempfängers, sowie der außerdem verwendeten Komponenten, wie Kabel und Adapter, ziehen.

Zunächst wurde der Pegel des Nennsignals, wenn keinerlei Störung auftritt, ermittelt. Dieser liegt bei beiden Messgeräten zwischen -102 und -106 dBm. Die Differenz von 4 dBm ergibt sich aus dem Eigenrauschen der Messgeräte, welches verschieden groß ist und somit das Signal unterschiedlich beeinflusst.

Für die Messung wurde ein Mobiltelefon verwendet, welches während der gesamten Messzeit an einem festen Ort verbleibt. Es ist ständig mit dem Internet verbunden, empfängt und sendet Daten. Daher musste zunächst der Frequenzbereich des Mobiltelefons bestimmt werden. Dabei wurde der Bereich des allgemein verbreiteten Frequenzbandes des LTE-Bandes 20 durchlaufen, da die Mobilfunkbetreiber in Deutschland hauptsächlich mit diesen Frequenzen arbeiten. Es zeigte sich, dass das Mobiltelefon im Bereich von 830 bis 844 MHz sendet. Dieser Frequenzbereich konnte mit beiden Messgeräten nachgewiesen werden. Um den Einfluss dieser Strahlung zu untersuchen, wurden drei Frequenzen ausgewählt, die einen besonderen Peak aufwiesen. Es wurden die Frequenzen bei 833 MHz, 837 MHz und 841 MHz untersucht. Zuerst wurde die Messung am ESR mit offenem Anschluss durchgeführt. Die Vermutung war, dass die Frequenzen des Mobiltelefons definitiv sichtbar sind, da der Eingang keinen Abschluss hat und somit die Strahlung einkoppeln müsste. Diese Vermutung wurde bestätigt, da der Pegel um 37 dBm anstieg. Auch bei der Vergleichsmessung mit dem FSH8 war ein ähnlicher Pegelanstieg zu erwarten, welcher mit 33 dBm bestätigt wurde. Der Unterschied kann auf den unterschiedlichen Abstand der Messgeräte zur Störquelle zurückgeführt werden. Da die Messgeräte unterschiedlich groß sind und ihre Eingangsports an verschiedenen Stellen haben, führt dies zu unterschiedlichen Messaufbauten. Allerdings wurde die Position der beiden Messgeräte und der Störquelle während der folgenden Messungen nicht verändert, so dass Vergleiche und Schlussfolgerungen trotzdem möglich sind. Außerdem ist die Empfindlichkeit der beiden Messgeräte verschieden, so dass die Amplitude der Signalpegel unterschiedlich angezeigt wird.

Bei der anschließenden Messung wurde der Eingangsport mit einem 50 Ohm Abschlusswiderstand abgeschlossen. Das führt dazu, dass keine Störungen in den Messaufbau gelangen und somit der Signalpegel im betrachteten Bereich nicht ansteigt. Bei der Messung mit dem FSH8 war dies der Fall. Dies lässt den Schluss zu, dass das Messgerät FSH8, mit einem Widerstand abgeschlossen, keine Störungen messen kann. Im Gegensatz dazu tritt bei der Messung mit dem ESR auch bei abgeschlossenem Eingangsport eine Störung auf. Dies kann einerseits am Messgerät selbst liegen, andererseits ist die wahrscheinlichere Einkoppelstelle der Adapter am Eingang des Gerätes. Um Kabel problemlos anschließen zu können, besitzt der Messempfänger an seinem Eingangsport einen Adapter. Zusätzlich

verwendet das DLR einen Winkeladapter, um eine ständige Beanspruchung durch das An- und Abschrauben von Kabeln zu vermeiden. Die Störeinkopplung kann, trotz des Abschlusses mit einem 50 Ohm Abschlusswiderstand, durch die Adapter und deren möglichen Verschleiß verursacht werden. Um Rückschlüsse ziehen zu können, ob die Adapter oder der Messempfänger selbst die Störeinkopplung verursachen, werden die Komponenten durch neu Erworbene ersetzt.

Zusätzlich wurde ein ein 1 m Koaxialkabel an das jeweilige Messgerät angeschlossen. Für die Messergebnisse wird erwartet, dass sie sowohl beim Versuch mit dem FSH8, als auch mit dem ESR, die vom Mobiltelefon ausgehenden Störungen zeigen. Da das Kabel ein offenes Ende hat, sollte es den Signalpegel sichtbar erhöhen. Dies ist beim FSH8 mit einer Erhöhung von 45 dBm der Fall. Beim Messempfänger ESR ist jedoch ein Anstieg des Signalpegels um 57 dBm zu verzeichnen, was einen großen Unterschied zum Spektrumanalysator FSH8 darstellt. Als Erklärung dient auch hier das fehlerhafte Messgerät oder der Adapter, welcher zusätzliche Störungen einkoppelt. Ein unterschiedlicher Abstand des Kabeleingangs zur Störquelle kann ebenfalls zu einer großen Abweichung im Pegelanstieg führen.

Um nun den Einfluss des Kabels zu untersuchen, wird dieses mit einem 50 Ohm Widerstand abgeschlossen. Die Betrachtung der zu erwartenden Messergebnisse führt zu dem Schluss, dass keine Signaleinkopplung der Störquelle sichtbar sein sollte. Das Kabel ist abgeschlossen und dürfte keine Einkoppelstellen für Signale des Mobiltelefons bieten. Im Gegensatz dazu wurden bei der Messung für beide Messgeräte Störpegel mit einer Erhöhung des Nennwertes um ca. 46 dBm gemessen. Dies deutet darauf hin, dass das Kabel bzw. die Kabelverbindungen Verschleiß aufweisen und somit die Störungen einkoppeln. Um Rückschlüsse auf die Qualität der Koaxial-Messkabel in der EMV-Kammer ziehen zu können, wird daher ein neu erworbenes 1 m Koaxialkabel zum Vergleich benötigt.

4.3 Vergleichsmessung für eine Antennenkalibrierung

Zur Erstellung einer Vergleichsmessung für spätere Antennenkalibrierungen wurde die Zwei-Antennen-Methode, welche in Kapitel 3.2 aufgezeigt wurde, genutzt. Im Folgenden werden die Ergebnisse der Messung erläutert.

Die zu untersuchenden Antennen sind logarithmisch-periodische Antennen, deren ausgelegter, nutzbarer Bereich 200 MHz bis 4 GHz beträgt. Die Antennen haben, laut Datenblatt [45], einen AF zwischen 12 und 32dB/m, den es zu überprüfen gilt. Die Frequenzschrittweite bei der Antennenkalibrierung erfolgt nach Norm ANSI C63.5-2017 [37]. Die Mindestschrittweite ist für den relevanten Bereich in Tabelle 2 aufgeführt.

Frequenzbereich	Schrittweite
200 MHz bis 1 GHz	100 MHz
1 GHz bis 4 GHz	1 GHz

Tabelle 2: Schrittweite für die Antennenkalibrierung nach Norm ANSI C63.5-2017 [37]

In der durchgeführten Messung der logarithmisch-periodischen Antennen wurde eine kleinere Schrittweite vorgesehen, um den Trend und die Genauigkeit besser sichtbar zu machen. Die Firma Schwarzbeck nutzt bei ihren Kalibrierungen der Antennen eine Schrittweite von 5 MHz, deshalb wurde auch hier diese Frequenzabtastrung gewählt.

Da die Polarisierung Auswirkungen auf den Gewinn und damit die Abstrahlcharakteristik einer Antenne hat, werden Referenzmessungen sowohl in horizontaler als auch in vertikaler Polarisierung durchgeführt. Die H-Ebene beschreibt dabei die vertikale und die E-Ebene die horizontale Ausrichtung der Antennen.

In Abbildung 30 ist erkennbar, dass sich die Abstrahlrichtung der Antenne bei höherer Frequenz verändert. Bei niedrigen Frequenzen ist zunächst der Gewinn bei ± 15 Grad Drehung der Antenne fast gleich groß, wie bei einer perfekter Ausrichtung von 0 Grad. Vor allem bei Betrachtung der Richtcharakteristik in der H-Ebene ist die Ausbreitung des Antennengewinns nahezu kreisförmig. Je höher die Frequenz ist, desto weniger kreisförmig ist die Abstrahlcharakteristik der Antenne. Bereits bei kleinen Veränderungen in der Ausrichtung der Antenne bewirkt dies eine Änderung in dem Betrag des Gewinns.

Aufgrund dieser Darstellung der Antennencharakteristik wird die Referenzmessung für

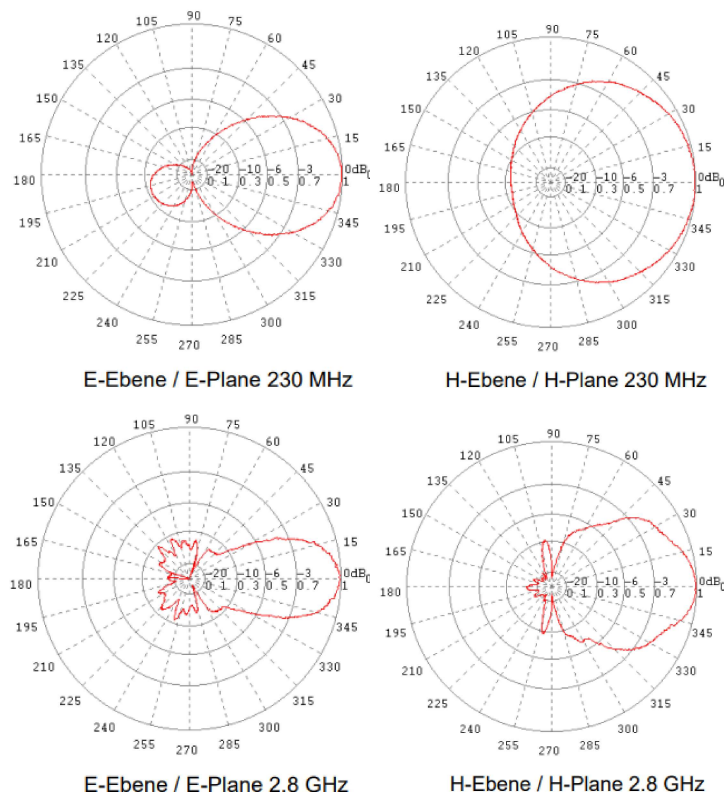


Abbildung 30: Richtcharakteristik der logarithmisch-periodischen Antenne bei unterschiedlichen Frequenzen [45]

Antennenkalibrierungen für beide Orientierungen durchgeführt.

Dabei entstehen die beiden Diagramme in Abbildung 31, wobei die AF über der Frequenz aufgetragen ist. Der Frequenzbereich liegt dabei zwischen 200 MHz und 4 GHz. Der AF befindet sich im Bereich zwischen 15 und 42 dB/m. Auch wenn das Datenblatt [45] einen anderen Bereich des AFs beschreibt, ist die Messung in der EMV-Kammer des DLR Braunschweigs nachvollziehbar. In einer solchen Umgebung können Reflexionen und andere Störfaktoren dazu führen, dass die Werte der gemessenen AFs von dem Datenblatt abweichen. Trotzdem ist der Verlauf des Graphen dem Datenblatt sehr ähnlich, sodass dieser als Referenz angenommen werden kann.

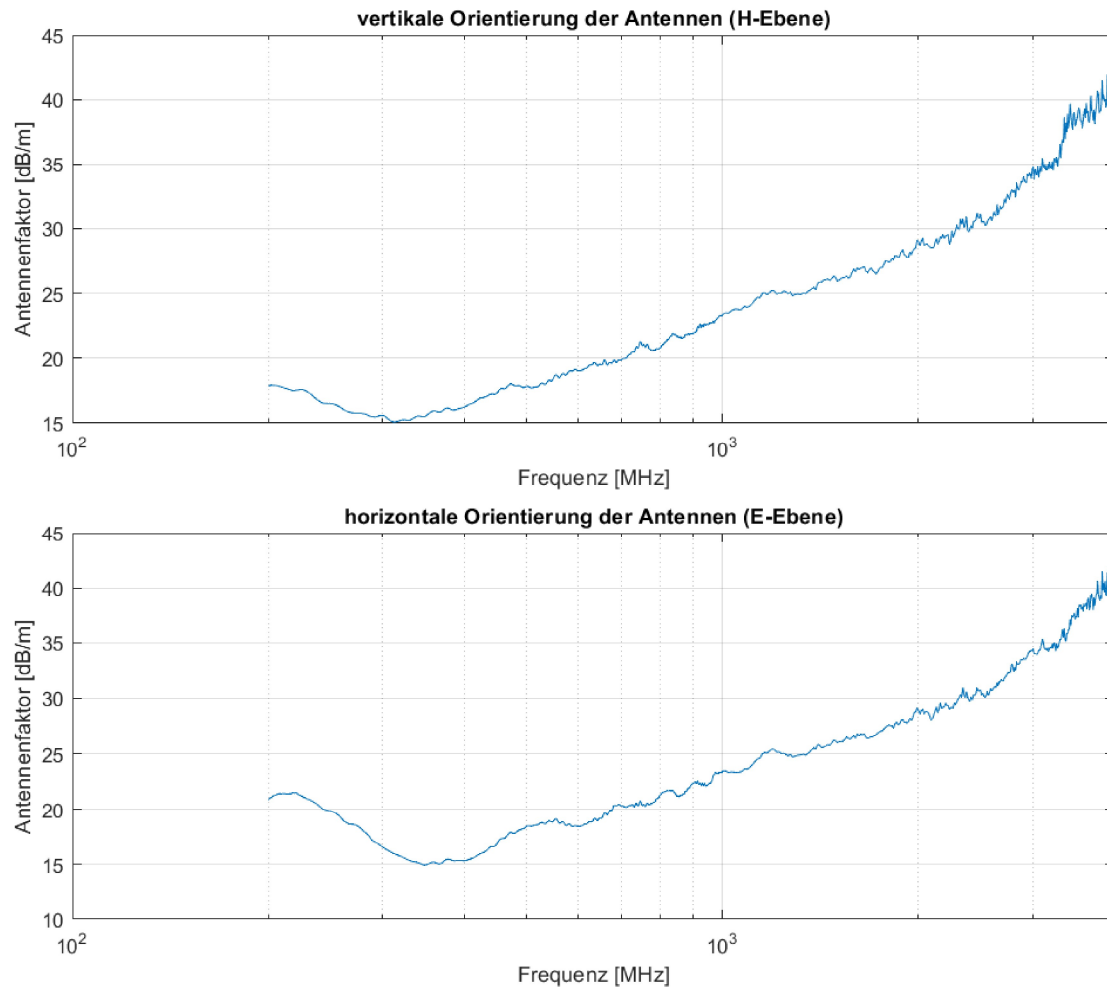


Abbildung 31: Idealer Verlauf des AFs

4.3.1 Ausrichtungsänderung

Da im vorherigen Referenzversuch bereits Unterschiede durch den Aufbau im Vergleich zu den Werten des Datenblattes der Antennen [45] von bis zu 5 dB sichtbar wurden, ist die Notwendigkeit einer Untersuchung der Sensitivität des Messaufbaus unumgänglich. Werden die Antennen zueinander verdreht, so verändert sich die Abstrahl- und Empfangsrichtung der Antennen und damit der Gewinn des gesamten Aufbaus.

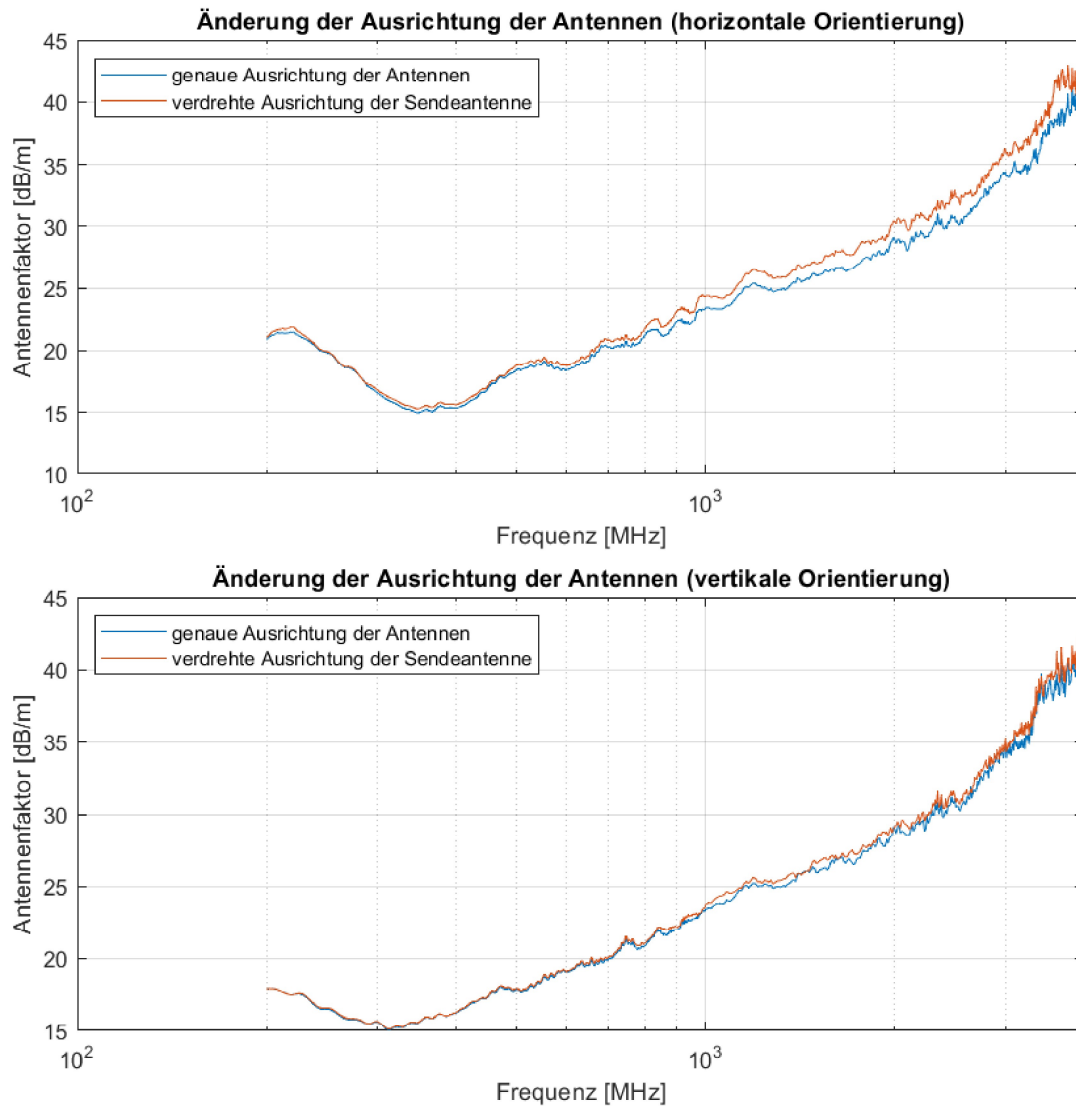


Abbildung 32: Veränderung des AF bei Änderung der Ausrichtung der Antennen zueinander um 15 Grad

In Abbildung 32 ist die Sensitivität des AFs hinsichtlich einer Veränderung in der Ausrichtung der Antennen zueinander aufgezeigt. Dabei wird auch hier zwischen den Orientierungen der Antennen in vertikale und horizontale Ausrichtung unterschieden. Die Sendeantenne wird dabei für die Messdurchführung um 15 Grad verdreht.

Es ist ein deutlicher Unterschied der AFs bei Betrachtung in der E-Ebene zu erkennen. Sind die Antennen horizontal ausgerichtet und zueinander verdreht, entstehen Abweichungen von bis zu 3,53 dB/m. Diese Differenz wird bei hohen Frequenzen immer deutlicher sichtbar.

So befindet sich die Maximaldifferenz der beiden Messkurven bei 3,7 GHz. Erklären lässt sich dies durch die Betrachtung der Richtcharakteristik der Antennen (siehe Abbildung 30). Wird die Antennencharakteristik für die E-Ebene betrachtet, so ist klar ersichtlich, dass bei 230 MHz und einem Winkel von 30 Grad, die Antenne eine Empfindlichkeit von weniger als -3 dB, aufweist. Steigt die Frequenz, so wird die Empfindlichkeit immer geringer. Bei 2,8 GHz beträgt sie bereits etwa -6 dB. Dies lässt sich auch bei der Messung mit einer Verdrehung um 15 Grad erkennen. Die Stärke der empfangenen oder gesendeten Wellen ist in der E-Ebene deutlich winkelabhängig.

Vergleichbar kann die Betrachtung mit vertikal ausgerichteten Antennen durchgeführt werden. Hierbei sinkt die Empfindlichkeit der Antenne nicht so signifikant, wie in der horizontalen Polarisierung. Trotzdem können auch hier Abweichungen von bis zu 1,62 dB/m, bei 3,55 GHz und einer Veränderung der Ausrichtung um 15 Grad, auftreten.

Es lässt sich daraus also schließen, dass die Ausrichtung der Antennen zueinander einen signifikanten Einfluss auf die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse der Referenzmessung hat. Bei minimalen Winkeländerungen zeigen sich bereits Veränderungen des Antennengewinns, welche es zu vermeiden gilt.

4.3.2 Abstandsänderung

Eine ähnliche Durchführung der Messungen wie in Kapitel 4.3.1 kann auch für die Änderung des Abstandes zwischen den beiden Antennen durchgeführt werden. Dabei werden beide logarithmisch-periodischen Antennen mittig in der EMV-Kammer aufgestellt. Bei der Referenzmessung wird 1 m Distanz zwischen beiden Antennen hergestellt. Dabei wurde diese Annahme aus zwei verschiedenen Gründen getroffen. Zum einen wird die Kalibrierung bei Schwarzbeck ebenfalls auf einen Meter durchgeführt. Zum anderen werden Testobjekte in der EMV-Kammer des DLRs in einem Abstand von einem Meter zur Antenne vermessen. Um den Einfluss eines nicht exakten Aufbaus für eine Vergleichsmessung zu betrachten, wurden deshalb Unterschiede in der Differenz von ± 5 cm angenommen. Dadurch soll ersichtlich werden, inwiefern das ungenaue Ausmessen des Abstandes der Antennen die Messergebnisse beeinflusst.

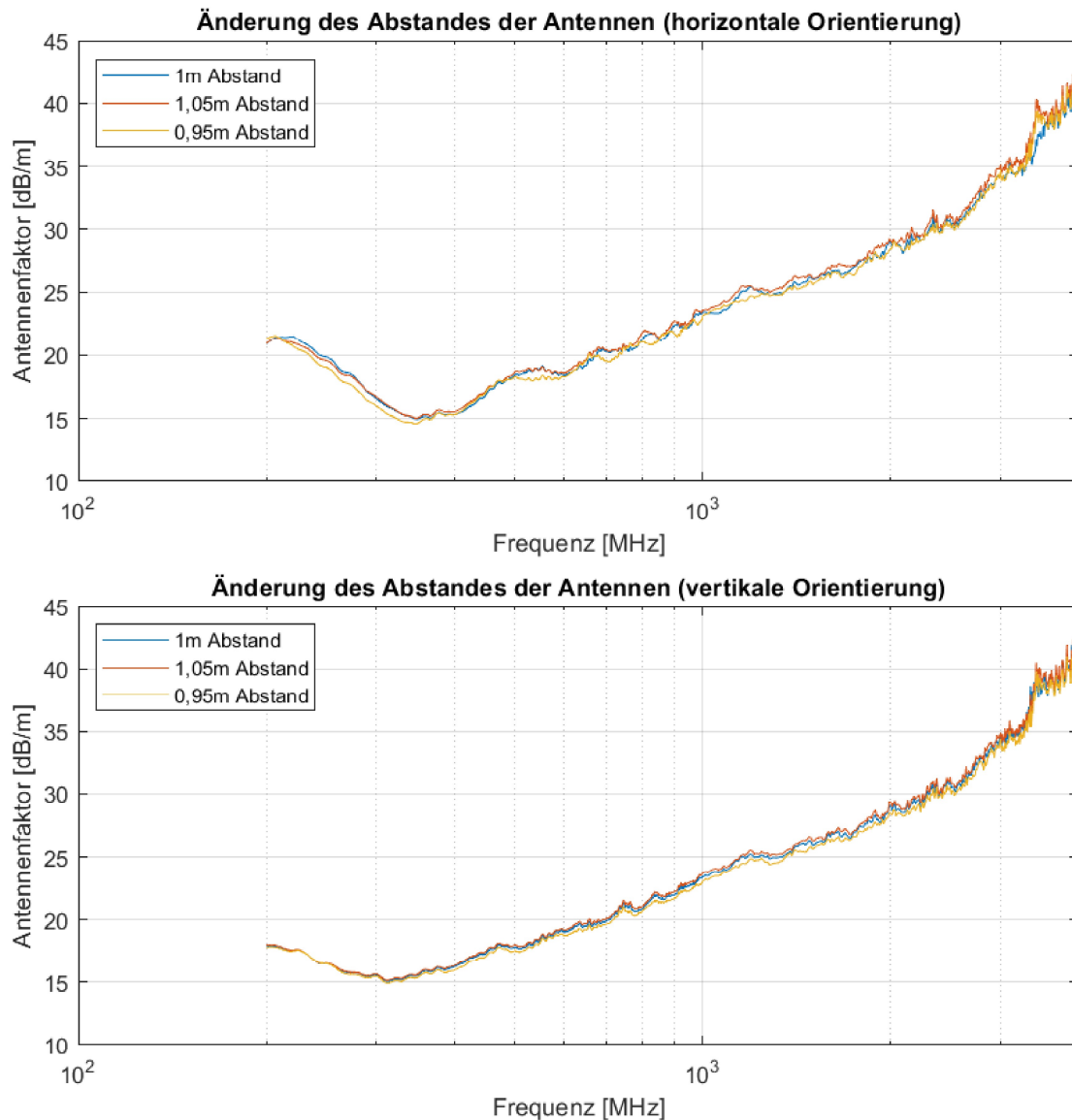


Abbildung 33: Veränderung des AF bei Änderung des Abstands zwischen den Antennen

Bei Veränderung des Abstandes zwischen den Antennen sind nur minimale Änderungen in den AFs erkennbar. Erst bei höheren Frequenzen wird die Differenz zwischen den Messkurven signifikanter. Dies liegt an der Reflexion der Wellen an Wänden und Gegenständen, bei entsprechender Wellenlänge. Es entstehen stehende Wellen, welche bei einer bestimmten Frequenz von $\lambda/4$ und deren Vielfache, additiv überlagert werden. Die Wellenlänge der Abstandsänderung von 5cm beträgt 6 GHz. Bei Betrachtung der horizontalen Ausrichtung

in der E-Ebene beträgt die maximale Abweichung des AFs bei einer Frequenz von 3,43 GHz und einem kleineren Abstand von 95 cm etwa 2,25 dB/m. Auch wenn der Abstand auf 105 cm vergrößert wird, so verändert sich der AF nur um 3,12 dB/m.

Charakteristisch ist auch hier, dass die Sensitivität der AFs bei einer Ausrichtung in der horizontalen Ebene größer ist, als bei einer vertikalen Ausrichtung. Hierbei werden die Maximalwerte von 2 dB/m über den gesamten Messbereich nicht überschritten. Deshalb kann daraus geschlossen werden, dass der Abstand zwar einen Einfluss auf die AFs hat, doch bei möglichst akkurater Aufstellung der Antennen, mit weniger als 5 cm Abweichung von einem Meter, ist der Einfluss in beide Polarisationsrichtungen als gering einzuschätzen. Trotzdem sollte der Abstand möglichst genau bei einem Meter eingestellt werden, da dadurch die Abweichungen bei hohen Frequenzen ab 1 GHz minimiert werden können und somit die Reproduzierbarkeit und Vergleichbarkeit gewährleistet wird. Abschließend lässt sich zur Sensitivität des AFs gegenüber Veränderungen im Abstand sagen, dass die Messergebnisse bei kleinen Abweichungen des Abstandes im Messaufbau mit der Referenzmessung aus Kapitel 4.3 verglichen werden können, ohne gravierende Veränderungen in dem Verlauf der Messkurven zu erhalten.

4.3.3 Aufstellungsänderung

Die Referenzmessung aus Kapitel 4.3 wurde bei einer mittigen Aufstellung in der EMV-Kammer durchgeführt. Dabei war zu beiden Seiten der Antennen ein gleich großer Abstand zu den Wänden der abgeschirmten Kammer. Es ist möglich, dass dieser Aufbau nicht genau reproduzierbar ist, weshalb die Messung hinsichtlich der Sensitivität des AFs bei einer nicht mittigen Aufstellung notwendig ist. Beide Antennen wurden etwa 30 cm weiter in Richtung der Wand aufgestellt. Die Ausrichtung der Antennen zueinander ist dabei, wie in der Referenzmessung, möglichst ideal.

In Abbildung 34 sind die Messwerte für die beiden Ausrichtungsorientierungen der Antenne dargestellt. In diesem Versuch lässt sich erkennen, dass die Abweichung der AFs bereits bei niedrigen Frequenzen signifikante Größen aufweist. Bei höheren Frequenzen ist die Differenz größer. Dort kann es bei einer Verschiebung der Antennen, in eine nicht mittige Aufstellung, zu Abweichungen von bis zu 3,65 dB/m kommen. Dabei ist auch hier

der Maximalwert bei der horizontalen Ausrichtung ähnlich groß, wie bei der vertikalen Ausrichtung der Antennen. Die Veränderung der Position zur Mitte der EMV-Kammer hat also Einfluss auf den AF, ohne Beachtung der Polarisationsrichtung.

Auch wenn die Abweichungen sehr hoch erscheinen, so kann diese Problematik vernachlässigt werden. So hohe Werte treten nur bei einer Positionsveränderung von 30 cm auf. Bei einer nahezu mittigen Aufstellung sind die Abweichungen sehr gering.

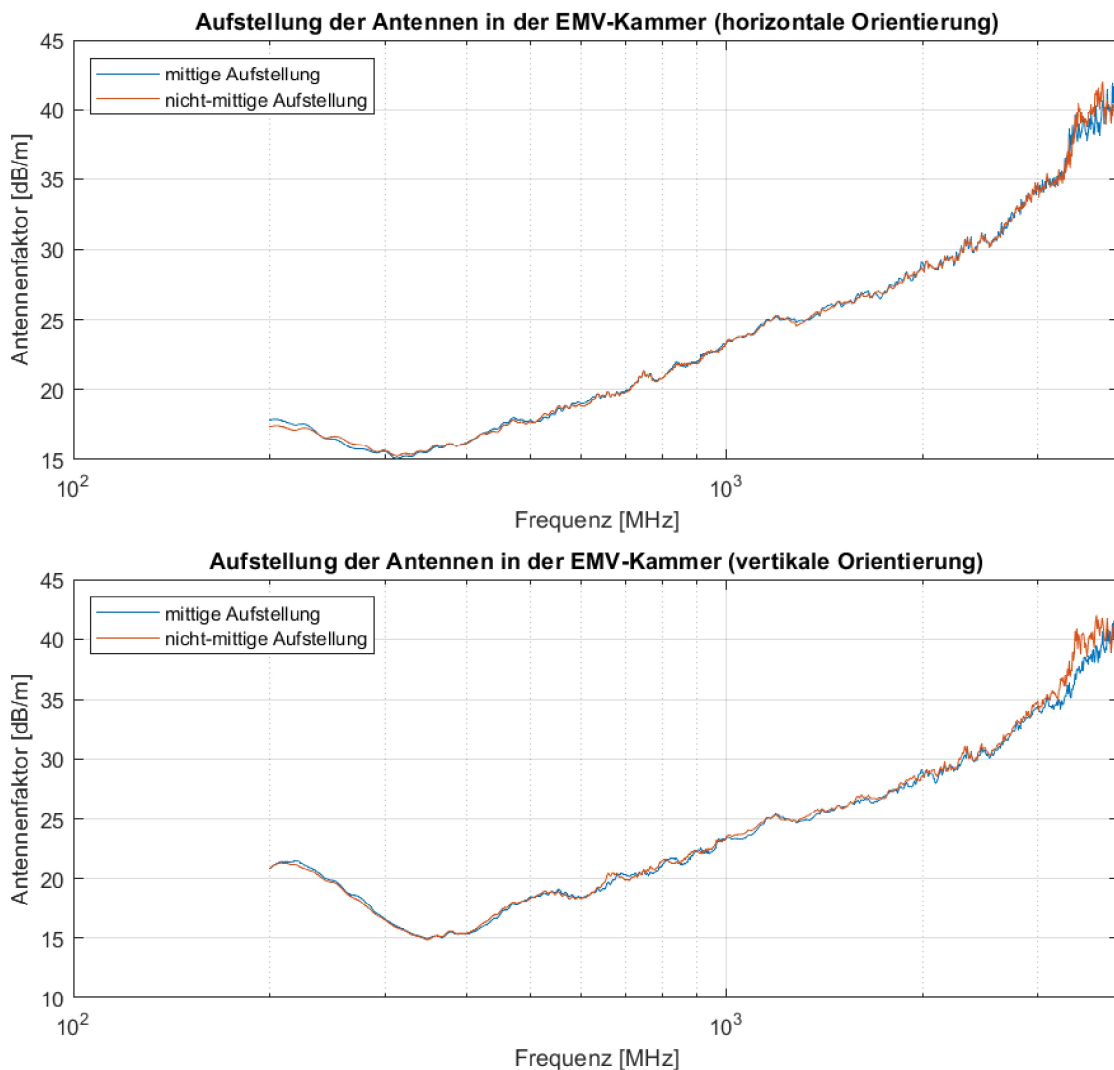


Abbildung 34: Veränderung des AF bei Veränderung der Position in der EMV-Kammer

5 Fazit

Im folgenden Kapitel wird eine kurze Zusammenfassung (Kapitel 5.1) über die vorliegende Bachelorarbeit gegeben. Die Ergebnisse und Schlussfolgerungen der Messungen werden erklärt und weiterhin kritisch reflektiert (Kapitel 5.2). Zuletzt wird ein Ausblick (Kapitel 5.3) über weitere mögliche Messdurchführungen gegeben und Ansatzpunkte für weitere Forschungen genannt.

5.1 Zusammenfassung

In dieser Bachelorarbeit wurde das Dämpfungs- und Impedanzverhalten verschiedener Datenübertragungskabel betrachtet. Dabei wurde die Vermutung, dass nicht verdrehte Aderpaare schlechtere Kabeleigenschaften haben, bestätigt. Die Verdrehung von Aderpaaren führt zu einer Minimierung von Störeinkopplungen und ist eine bewährte Maßnahme in sämtlichen Anwendungen. Trotzdem ist erkennbar, dass ein zusätzlicher Schirm die Kabeleigenschaften weiterhin verbessert. Dabei sollte unbedingt auf eine gute Schirmwirkung geachtet werden, um weitere Beeinflussung des Signals zu vermeiden. Auch die Kabellänge spielt eine große Rolle und ist hinsichtlich der Kabeldämpfung zu beachten. Bei großen Längen wird das Signal so stark gedämpft, dass der Signalpegel nur noch schwach am Messempfänger erkennbar ist. Deshalb sind Ethernet-Kabel auf eine maximale Länge von 100 Metern beschränkt. Auch wenn Kabelschlaufen, je nach Kabel, keine Auswirkungen auf die Kabeleigenschaften haben, sollte bei jeder Anwendung auf die kleinst mögliche Kabellänge zurückgegriffen werden. Das spart Kosten, bei der Anschaffung des Kabels und Platz, vor allem in engen Räumen, wie zum Beispiel in Luftfahrzeugen.

Weiterhin wurden verschiedene Stecker integriert und deren Einfluss auf die Kabeldämpfung und Impedanz des jeweiligen Kabels gemessen. Erkennbar ist, dass die Verwendung eines Ferritkerns beim Umschließen eines Kabels unbedenklich ist. Dies ist nicht verwunderlich, da der Ferritkern außen um das Kabel angebracht wird. Durch die Bestätigung, dass der Kabelschirm das Übersprechen bei Kabelschlaufen verhindert, ist es nachvollziehbar, dass der Ferritkern kaum Auswirkungen auf die Dämpfung oder die Impedanz nehmen kann. Doch auch bei nicht geschirmten Kabeln führt ein Ferritkern zu keiner Beeinflussung

der Kabeleigenschaften. Deshalb ist ein Ferritkern eine sinnvolle Maßnahme, um das Kabel von Störungen eines festgelegten Frequenzbereiches abzuschirmen. Ein einfacher Ethernet-Stecker beeinflusst die Dämpfung nur minimal. Allerdings führt das Einbringen von Ethernet-Steckern zu einer Impedanzänderung und sollte deshalb bei Anwendungen, wo eine genaue Impedanz gefordert ist, vermieden werden. Hingegen kann man den DEHN Überspannungs-Ableiter sehr gut als Schutzstecker verwenden. Allerdings sollte hier auf eine sehr gute Schirm- und Kabelqualität geachtet werden, da ansonsten Impedanzbeeinflussungen von bis zu einem Ohm auftreten können. Am Besten schnitt der MIL-Stecker bei den Messungen ab. Mit keinerlei Einfluss bei der Kabeldämpfung und nur minimaler Impedanzänderung von unter $0,5\ \Omega$, ist die Verwendung von MIL-Steckern, vor allem bei Luftfahrtanwendungen, zu bevorzugen.

In Kapitel 4.2 wurde eine Vergleichsmessung zwischen zwei Messgeräten der EMV-Kammer durchgeführt. Da sich bei geschlossener Kammer die LTE- und GSM-Frequenzen von Mobiltelefonen in das Signal einkoppeln, war eine Abschätzung der Exaktheit der Messgeräte und der Messkabel notwendig. Dabei wurde festgestellt, dass der Adapter des Messempfängers ESR anfällig für Störeinkopplungen ist. Weiterhin bietet auch das Messkabel keine gute Abschirmung von außen, sodass hier entweder über die Kabelanschlüsse oder über den Kabelschirm die Störungen eingekoppelt werden.

Im Kapitel 4.3 wurde eine Vergleichsmessung für spätere Antennenkalibrierungen durchgeführt. Dafür wurden zwei identische logarithmisch-periodische Antennen mittels der Zwei-Antennen-Methode vermessen. Dabei wurde auf mögliche Messunsicherheiten des Messaufbaus eingegangen. Bei Verdrehung der Antennen zeigte sich die größte Abweichung der Messwerte. Die horizontale Ausrichtung ist dabei anfälliger für Veränderungen des Antennengewinns, was mit der Richtcharakteristik der Antennen einhergeht. Deswegen sollte auf eine möglichst genaue und gerade Ausrichtung der Antennen zueinander geachtet werden, um die Messwerte für spätere Messungen reproduzieren zu können. Eine nicht vollständig mittige Aufstellung der Antennen in der Kammer oder ein geringfügig veränderter Abstand haben kaum Auswirkungen auf den Antennengewinn. Dadurch können auch kleine Abweichungen im Messaufbau zu einer brauchbaren Messung führen. Allerdings

sollte darauf geachtet werden, dass größere Abstände oder weite Entfernungen von der Mitte der EMV-Kammer relevant sind und die Messergebnisse verfälschen können.

5.2 Kritische Reflexion

Insgesamt sind alle Messungen mit Messgeräten durchgeführt wurden, die ein gewisses Eigenrauschen mit sich bringen. Dadurch können Messunsicherheiten entstehen, die auf den ersten Blick keine Auswirkungen haben. Kommt es allerdings zur Interpolation der Messwerte, kann es durch die Mittelwertbildung dazu kommen, dass extreme Werte zu viel Einfluss auf den gemittelten Wert ausüben und somit die Ergebnisse verfälschen. Deswegen wurden bei einigen Messungen nur die Frequenzbereiche, welche relativ wenig Rauschen aufwiesen, als verwertbar betrachtet. Weiterhin hat jede Messumgebung spezifische Bedingungen. Deshalb spielen eigene Referenzmessungen eine große Rolle. Die Ungenauigkeit durch einen abweichenden Messaufbau konnte somit eliminiert werden.

Die beiden Leiter des nicht verdrehten Aderpaares waren alle 10 cm mittels eines Schrumpfschlauches miteinander verbunden. Durch die unterschiedlichen Abstände zwischen den beiden Leitern wurden Impedanzveränderungen hervorgerufen. Diese Messunsicherheiten kann vermieden werden, wenn zukünftig ein Aderpaar genutzt wird, bei dem beide Adern permanent miteinander verbunden sind.

Ein weiteres Problem der Messdurchführung mit den Kabel- und Steckerverbindungen war die Nutzung der Balune. Durch die Notwendigkeit der Impedanztransformation von den Koaxialanschlüssen des VNA auf die Ethernet-Kabel, konnte die Impedanz der Kabel nicht einzeln vermessen werden. Da der Balun durch seinen Aufbau bereits eine Dämpfung und eine Impedanz für den Messaufbau zeigt, müssen alle weiteren Messwerte auf seine Referenz bezogen werden. Dadurch sind vor allem bei der Impedanzvermessung ohne Steckverbinder keine geraden Linien erkennbar. Außerdem beträgt in diesem Falle die gemessene Impedanz, durch die Transformation mit den Balunen, $50\ \Omega$ und die tatsächlichen Kabelimpedanzen von $100\ \Omega$ können nicht auf dem VNA sichtbar gemacht werden. Zusätzlich wird der Einfluss auf die Impedanz ebenso transformiert, sodass die Auswirkung nicht verlässlich in absoluten Zahlen angegeben werden kann. Auch die Umwandlung der Signale von Ethernet

auf Koaxial kann Messunsicherheiten herbeiführen, die es zu bedenken gibt. Sie bestehen allerdings bei jeder Messung und können als konstant angenommen werden. Somit kann jede Messaufnahme im Vergleich zur Referenzmessung als korrekt angesehen werden.

5.3 Ausblick

Für weitere Betrachtungen wäre das Vermessen diverser Steckerarten und Kabeltypen sinnvoll. Nicht nur Ethernet-Kabel, sondern auch andere Datenübertragungskabel können zukünftig Teil der Betrachtung sein. Beispielsweise das Koaxialkabel, welches für Messungen in der EMV-Kammer verwendet wird. Der Stecker, den das Messkabel mit der Umgebung innerhalb der Kammer verbindet, sollte ebenfalls untersucht werden. Somit können Rückschlüsse auf die Tadellosigkeit der EMV-Kammer Steckverbindung gezogen werden. Weiterhin gibt es sogenannte Quadrax Steckverbinder. Diese ähneln koaxialen Steckverbindern und es wäre möglich, dass sie zukünftig im DLR verwendet werden. Deshalb ist es von Interesse einen solchen Stecker und seine Auswirkungen auf die Signalqualität bei Datenübertragungskabeln zu untersuchen.

Für die Problematik der Einkopplung der GSM- und LTE-Frequenzen könnte ein passender Ferritkern Abhilfe schaffen. Wenn das Koaxialkabel dadurch die betreffenden Frequenzen abschirmt, werden so Einkopplungen über das Kabel verhindert. Zudem wurde ein Ersatzadapter für den ESR Messempfänger bestellt, um die Einkopplung um dessen Anschluss zu verhindern. Eine abschließende Messung, um die Theorie der Einkopplungsstelle zu belegen, muss aus diesem Grund noch durchgeführt werden.

Für zukünftige Antennenkalibrierungen ist es möglich die durchgeführte Vergleichsmessung heranzuziehen. Um eine gute Qualität der Messungen in der EMV-Kammer sicherzustellen, können künftige Messungen mit der Referenzmessung verglichen werden. Eine Kalibrierung beim Hersteller ist nur noch bei Abweichung der Messwerte von der Referenz notwendig. Somit kann das Intervall der sinnvollen Einsendung überprüft, verifiziert und Kosten eingespart werden. Diese Bachelorarbeit bietet einen sinnvollen Beitrag zur Reduzierung von Aufwand und Kosten für Kalibrierungen im DLR.

Literaturverzeichnis

- [1] Moore, R.: *Evaluating Connectors for Gigabit and 10-Gigabit Ethernet in military and aerospace applications*. TE Connectivity, Aerospace Defense and Marine, o.O., 2018.
- [2] Kempkens, K.: *Elektromagnetische Verträglichkeit: Vorlesungsunterlagen, Kapitel 3.4.1.2 Kabelimpedanz (Leitungswellenwiderstand)*. Nachrichtentechnik Raumfahrt-technik, Seiten: 3-123f., Duale Hochschule Baden-Württemberg Ravensburg: Campus Friedrichshafen, 2020.
- [3] Thüringer, R.: *Impulse auf Leitungen - Elektrische Grundlagen*. AVT: HighTech-/HighSpeed-Baugruppen, FB Elektro- und Informationstechnik der FH Gießen-Friedberg, o.J.
- [4] Franz, J.: *EMV: Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen*. 4. Auflage, Vieweg+Teubner Verlag & Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, 2011.
- [5] Strauß, F.: *Grundkurs Hochfrequenztechnik: Eine Einführung*. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2017.
- [6] Wippermann, W.: *Balun, Präsentationsunterlagen*. Rostock, 2017.
- [7] Kennelly, A. E.; et al.: *Experimental Researches on skin effect in conductors*. Panama-Pacific Convention of the American Institute of Electrical Engineers, San Fransisco, 1915.
- [8] Maxwell, J. C.: *A treatise on electricity and magnetism*. Clarendon Press, Oxford, 1873.
- [9] Schwab, A. J.; Kürner, W.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. 6., bearbeitete und ergänzte Auflage, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011.
- [10] Anet, C.: *What are the differences between balanced, unbalanced and loudspeaker cables?* 2020. URL: <https://blogs.qsc.com/live-sound/what-are-the-differences-between-balanced-unbalanced-and-loudspeaker-cables/> (besucht am 19.07.2023).
- [11] San Segundo, C.: *Symmetrisch vs. Unsymmetrisch – Kabel, Eingänge, Ausgänge*. URL: <https://www.delamar.de/faq/symmetrisch-vs-unsymmetrisch-kabel-eingange-ausgaenge-8321/> (besucht am 22.03.2023).
- [12] Wippermann, W.: „Antennen: Verschiedene Bauformen: Warum funktionieren manche Baluns nicht so richtig?“ In: *Amateurfunkmagazin CQDL 4/5/6-2009* (2009).

- [13] Wippermann, W.: „Antennen: Verschiedene Bauformen 2: Baluns richtig verstehen“. In: *Amateurfunkmagazin CQDL 5-2009* (2009).
- [14] Mandel, G. F.: *Balun-Workshop: Balun verstehen, bauen, prüfen; DL4ZAO*. URL: <https://encrypted-tbn0.gstatic.com/images?q=tbn:ANd9GcRW0mKxxTBGE2tNK20jn6wUErIMjGpQH32oUg&usqp=CAU> (besucht am 19.07.2023).
- [15] Wippermann, W.: *Balun: Seminar Baunatal*. DG0SA, 2017.
- [16] Schwarzbeck Mess-Elektronik OHG: *SY9223-100 Breitband Symmetrierübertrager 50 Ω auf 100 Ω : Datenblatt*. Schönau, o.J.
- [17] Schau, W.: *Dämpfungsglieder unter der Lupe*. Mitteilungen aus dem Institut für Umwelttechnik, DL3LH, Nonnenweiler - Saar, o.J.
- [18] DIN Software: *Normeninformationen*. URL: <https://www.dinsoftware.de/de/normeninformationen/tabelle-regelwerke/rw~mil> (besucht am 19.07.2023).
- [19] Getac: *Was ist der MIL-STD?* URL: <https://www.getac.com/de/certifications/military-standard-mil-std-certified-solutions/> (besucht am 19.07.2023).
- [20] Unger, H.-G.: „Optische Informationsübertragung“. In: *Physikalische Blätter Volume 34, Issue 12, Seiten: 558-746* (1978).
- [21] Thiele, R.: *Lichtquanten- und Lichtwellenleiter*. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2020.
- [22] Hering, Endres, Gutekunst: *Elektronik für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. 8. Auflage, Springer-Verlag GmbH Deutschland, 2021.
- [23] Skelton, P.: „HDMI: In the Beginning...“ In: *Connected Home Australia, Seiten: 42-44* (2023).
- [24] Rausch, M.: *Kommunikationssysteme im Automobil: LIN, CAN, CAN FD, CAN XL, FlexRay, Automotive Ethernet*. Carl Hanser Verlag, München, 2022.
- [25] Spurgeon, C. E.: *Ethernet: The Definitive Guide*. O'Reilly Media, Inc., 2000.
- [26] Strobel, M.: *Datenkommunikation in der Luft- und Raumfahrt*. Vorlesungsunterlagen, DHBW Ravensburg Campus Friedrichshafen, 2023.
- [27] reicheltpedia: *Koaxialkabel*. 2016. URL: <https://www.reichelt.de/reicheltpedia/index.php/Koaxialkabel> (besucht am 30.08.2023).
- [28] Burger, Stefan: *Koaxial Kabel – Aufbau und Verwendung*. Delta Gamma RF-Expert, el-spec GmbH, 2017.

- [29] Soorty, Kolahi, Chand, Qu: *Performance Comparison of Category 5e vs. Category 6 Cabling Systems for both IPv4 and IPv6 in Gigabit Ethernet*. 10th IEEE International Conference on Computer und Information Technology (CIT 2010), 2010.
- [30] Feiler, H.: *Darstellung eines Projektablaufs bei der Recherche über das Aufgabengebiet eines vektoriellen Netzwerkanalysators*. Projektarbeit T3100, DLR Braunschweig und DHBW Ravensburg, Friedrichshafen, 2023.
- [31] Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG: *R&S ZNA Getting Started*. Version 16, o.O., 2021.
- [32] Liquid instruments: *S-Parameter Measurement with the Frequency Response Analyzer*. 2022. URL: <https://www.liquidinstruments.com/blog/2022/07/05/s-parameter-measurement-with-the-frequency-response-analyzer/> (besucht am 24.07.2023).
- [33] Hiebel, M.: *Fundamentals of Vector Network Analysis*. Rohde & Schwarz, 2008.
- [34] DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE: *Verfahren zur Messung der Entstöreeigenschaften von passiven EMV-Filtern (CISPR 17:2011); Deutsche Fassung EN 55017:2011*. 2011.
- [35] Rutgers University: *S-Parameters: Chapter 14*. pages: 663-708, 2011.
- [36] Joseph, W.; Martens, L.: „An Improved Method to Determine the Antenna Factor“. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 54, No. 1 (2005).
- [37] American National Standards Institute: *ANSI C63.5-2017: American National Standard for Electromagnetic Compatibility — Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference (EMI) Control—Calibration and Qualification of Antennas (9 kHz to 40 GHz)*. IEEE Standards Association, New York, 2017.
- [38] Simon, M.: *Entwicklung und Validierung von Kalibrierverfahren für EMV-Mess-equipment*. Projektarbeit T2000, DLR Braunschweig und DHBW Ravensburg, Friedrichshafen, 2018.
- [39] Zwerenz, S.: *Feldtheorie in der Hochfrequenztechnik*. Bürgerwelle e.V., Tirschenreuth, o.J.
- [40] Kraft, K. H.: „Untersuchungen an einem Antennenmessplatz im GHz-Bereich: Investigations of an Antenna Test Site in the GHz range“. In: *Technisches Messen*, Oldenburg Wissenschaftsverlag (2010).

- [41] Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG: *Hochgenaue Kalibrierung von EMV Messantennen – auch als Dienstleistung*. Dienstleistungen - Antennenkalibrierung, o.O., o.J.
- [42] Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG: *R&S ZNA User Manual*. Version 18, o.O., 2021.
- [43] Altium: *Was ist ein Ferritkern und wie wählen Sie die richtigen Ferritkerne aus?* 2017. URL: <https://resources.altium.com/de/p/how-do-ferrite-beads-work-and-how-do-you-choose-right-one> (besucht am 04.09.2023).
- [44] DEHN + SÖHNE GmbH + Co.KG: *Blitzplaner*. 4. Auflage, Neumarkt, 2018.
- [45] Schwarzbeck Mess-Elektronik OHG: *VUSLP: Log.-Periodische Antenne 230 MHz ... 2.3 GHz: Handbuch*. Schönaun, o.J.

Anhang

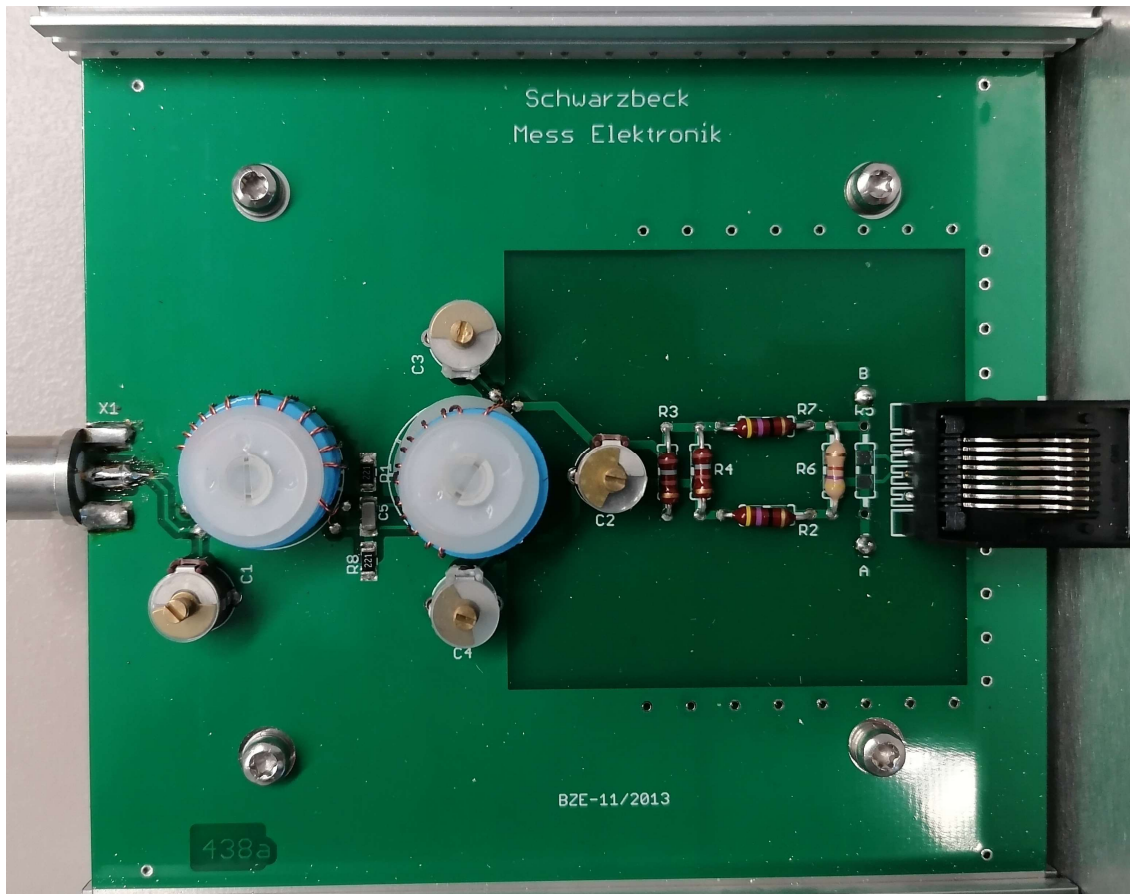


Abbildung 35: Platine des Baluns S9223-100 der Firma Schwarzbeck

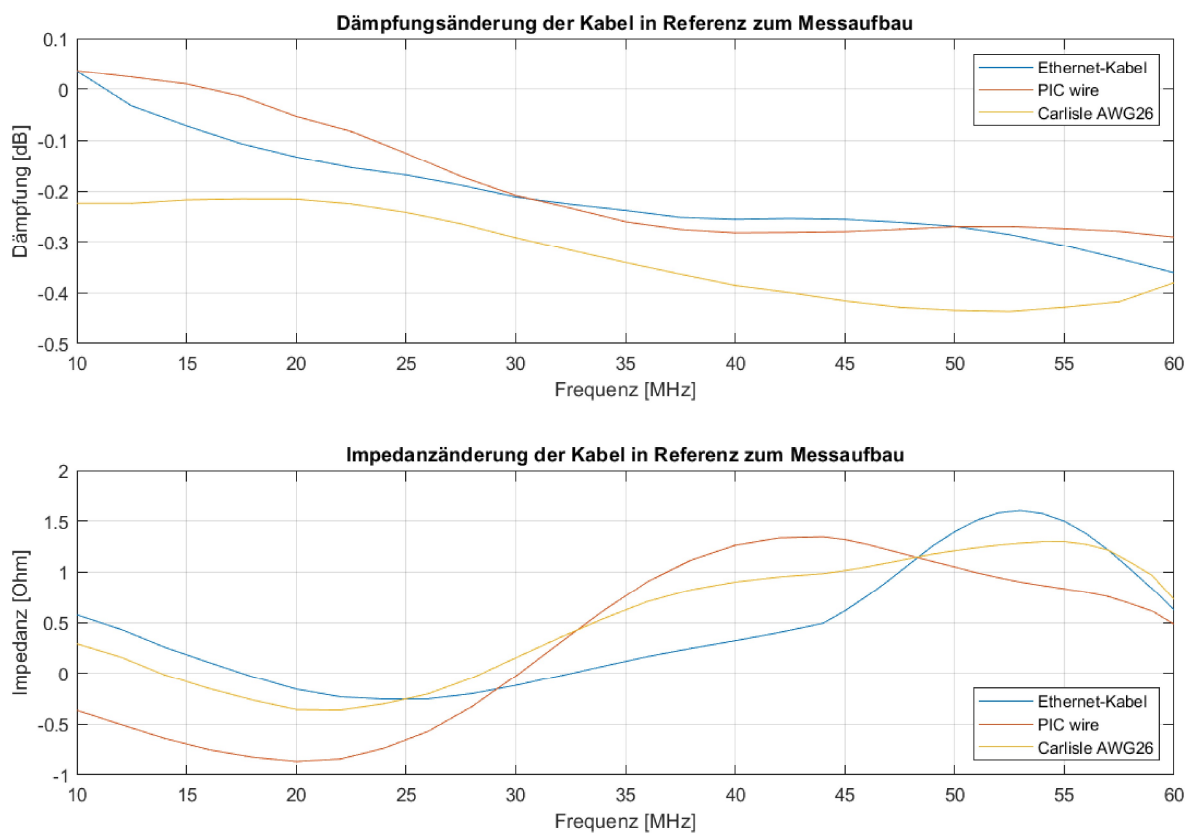


Abbildung 36: Differenz verschiedener Ethernet-Kabel zum Messaufbau

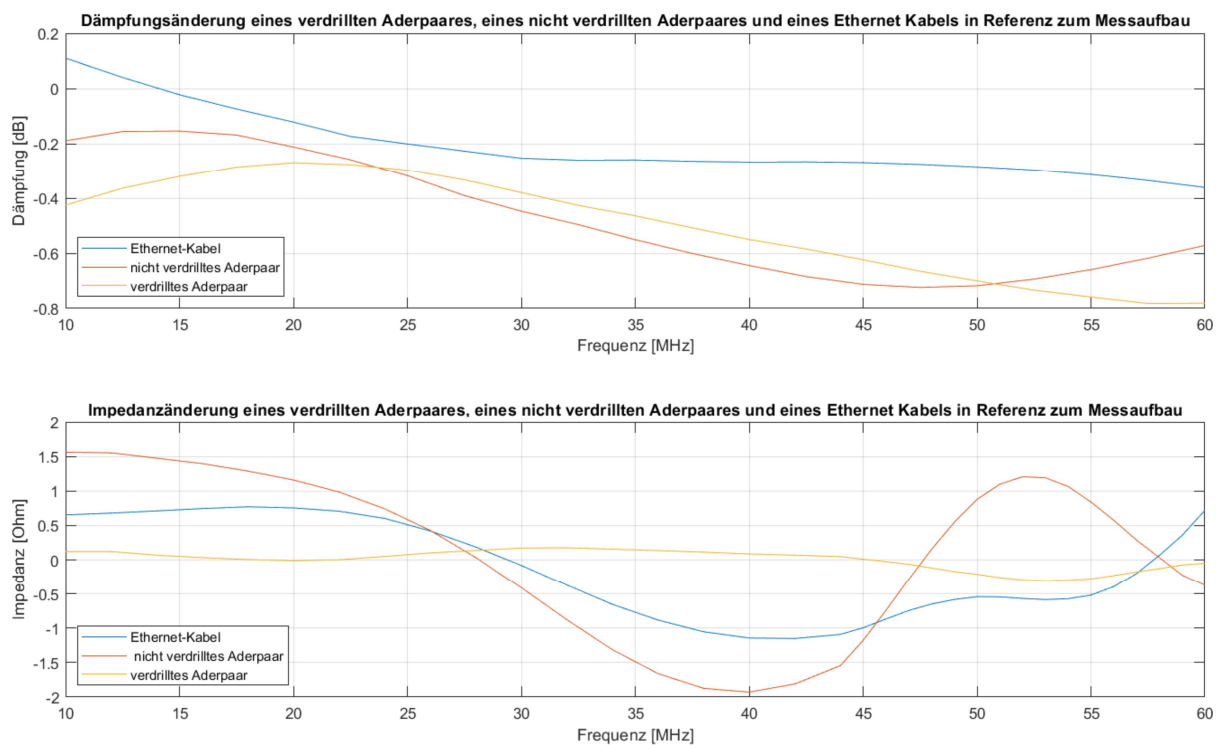


Abbildung 37: Differenz verschiedener Aderpaare zum Messaufbau

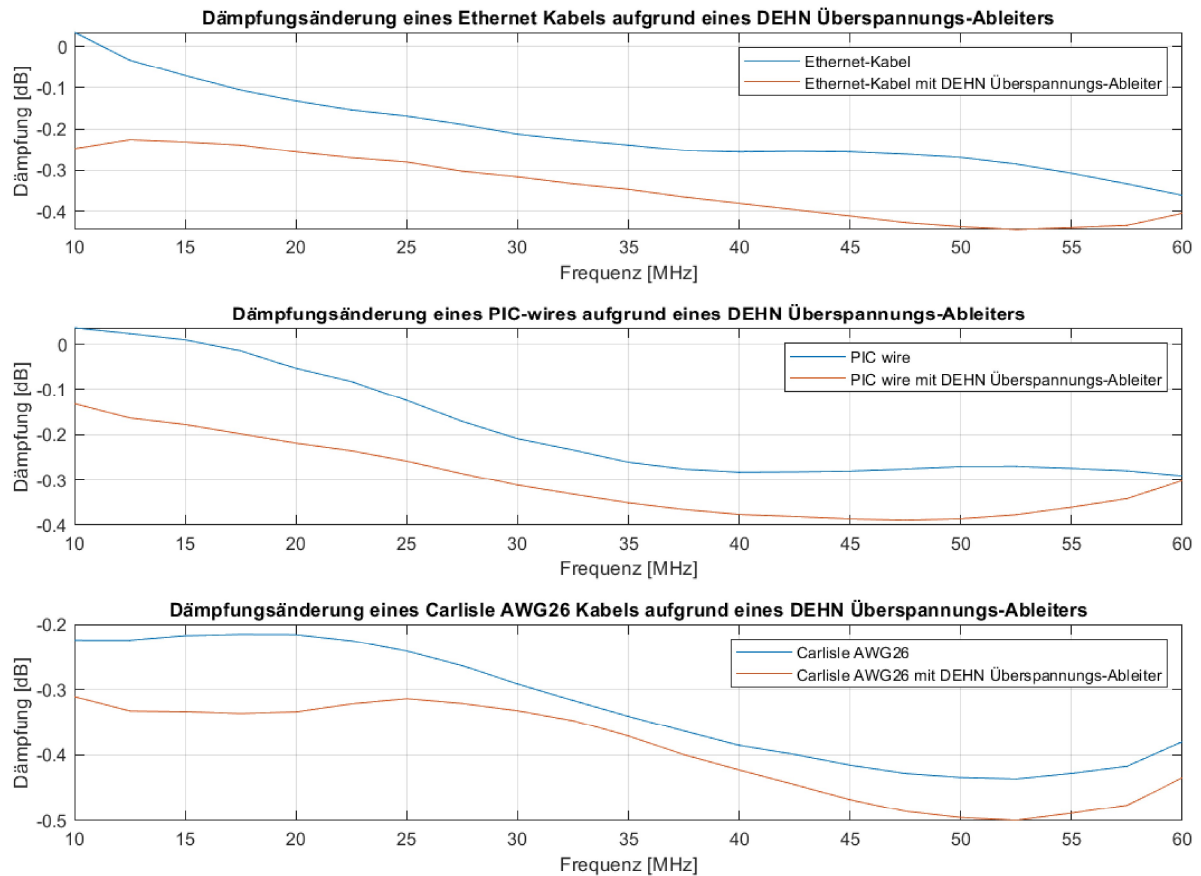


Abbildung 38: Differenz verschiedener geschirmter Kabel zum Messaufbau unter Berücksichtigung des DEHN Überspannungs-Ableiters

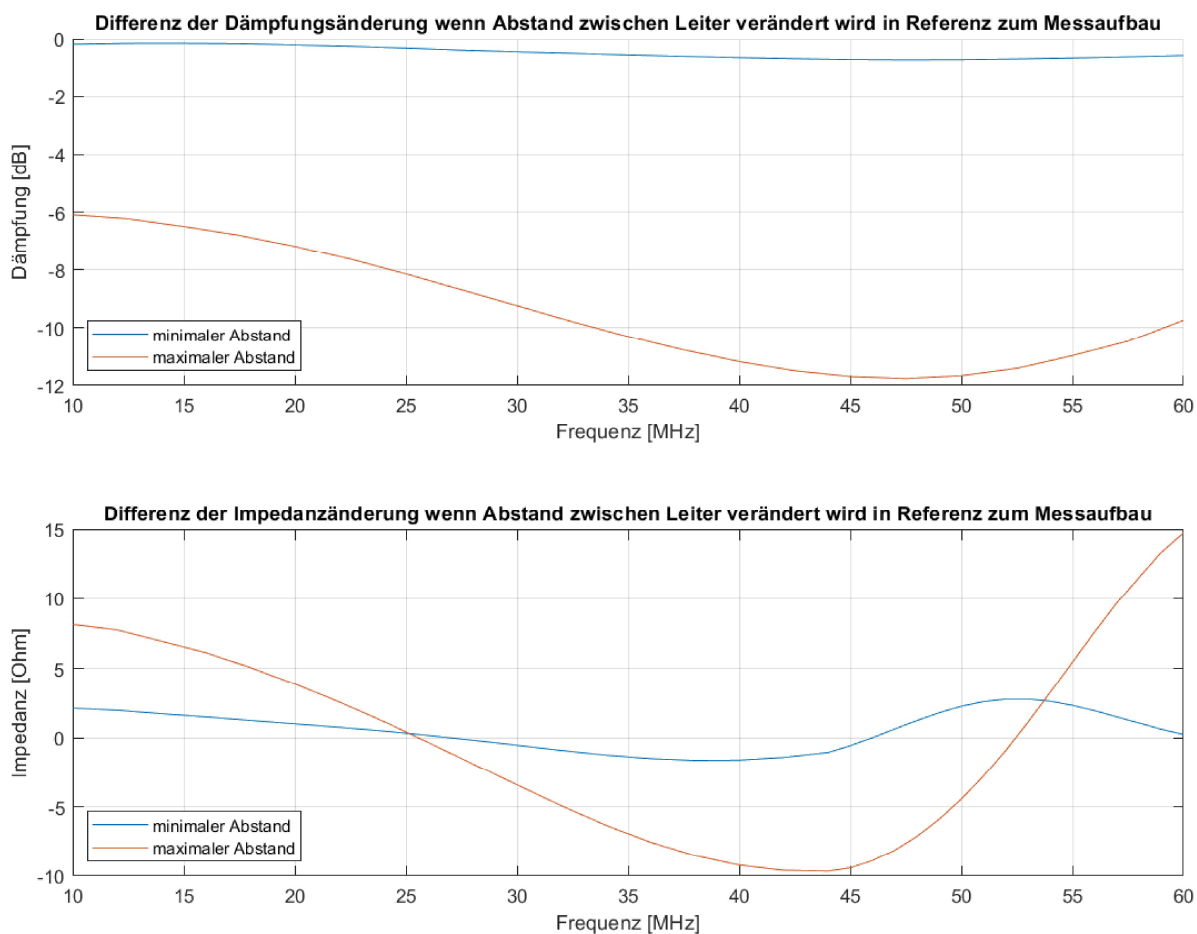


Abbildung 39: Differenz des Dämpfungs- und Impedanzverhaltens bei Variation des Abstandes zwischen den zwei Leitern eines nicht verdrehten Aderpaares in Referenz zum Messaufbau