Hochschule Hannover

University of Applied Sciences and Arts

Fakultät I – Elektro und Informationstechnik

Fachgebiet: Automatisierungstechnik und Prozessinformatik

in Zusammenarbeit mit

PROFIBUS Nutzerorganisation (PNO)

Bachelorarbeit

Thema

„Simulation der Wirkung des Kabelschirms von PROFINET-Leitungen unter Berücksichtigung der Art der Schirmauflage“

Überarbeitete Version zur Veröffentlichung

eingereicht von:

Name: Jens Christian Otten

Matrikelnummer: 1400411

Zeitraum:

von: 11.11.2019

bis: 11.03.2020

Erstprüfer: Prof. Dr.-Ing. Karl-Heinz Niemann

Zweitprüfer: Prof. Dr.-Ing. Michael Koch

I Selbstständigkeitserklärung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Bachelorarbeit selbstständig und nur unter Verwendung der angegebenen Quellen und Hilfsmittel angefertigt habe. Alle Stellen der Arbeit, die wörtlich oder sinngemäß aus anderen Quellen übernommen wurden, sind als solche gekennzeichnet. Ich habe die Arbeit in gleicher oder ähnlicher Form bei keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt.

Hannover, den 05.08.2020

Jens Otten

Unterschrift

Ich bedanke mich bei der Firma Weidmüller für die erfolgreiche Kooperation bei Planung und Durchführung der Messung, welche geholfen hat, die Ergebnisse dieser Arbeit zu überprüfen

Diese Arbeit wurde nach der Bewertung in einigen Teilen überarbeitet und so für eine Veröffentlichung vorbereitet.

II Kurzfassung

Das Ziel dieser Bachelorarbeit ist es, ein einfach verständliches Simulationsmodell zur Darstellung der Wirkung von Kabelschirmen bei Betrachtung verschiedener Schirmauflageverfahren zu entwickeln. Die erarbeiteten Ergebnisse decken sich mit der allgemein vertretenen Meinung, dass die beste Schirmwirkung durch eine beidseitige und flächige Schirmauflage erzielt wird.

Zuerst werden Grundlagen erklärt, wobei sich auf relevante Literatur bezogen wird. Daraus wird das Simulationsmodell hergeleitet, dessen Ergebnisse anhand von theoretischen Überlegungen und praktischen Messungen überprüft werden.

Die vorliegende Arbeit ist interessant für Ingenieurinnen und Ingenieure der Automatisierungstechnik in der Prozess- und Fertigungsindustrie, die ein grundlegendes Verständnis für relevante Effekte der Kabelschirmung bilden wollen.

Abstract

It is the goal of this bachelor thesis to provide an easily understandable simulation model for wire shields with consideration to their grounding practice. The results indicate that it is best to ground the shield on both sides.

The basics with regards to relevant literature are explained in the first part. From that knowledge the simulation model is developed. Its results are validated with theoretical methods and practical measurements.

The scope of this thesis affects Engineers working in the automation industry, who want to build a basic understanding for relevant effects of cable shielding.

III Inhaltsverzeichnis

I Selbstständigkeitserklärung II

II Kurzfassung III

III Inhaltsverzeichnis IV

IV Formelzeichen und Indizes VI

1 Einleitung 1

1.1 Problemstellung 1

1.2 Aufgabenstellung 1

1.3 Gliederung der Arbeit in Arbeitspakete 2

2 Grundlagen 3

2.1 Beeinflussungsmodell 3

2.2 Störquelle 3

2.3 Störsenke 4

2.4 Kopplungsweg 4

2.4.1 Galvanische Kopplung 4

2.4.2 Kapazitive Kopplung 5

2.4.3 Induktive Kopplung 6

2.4.4 Wellenleiterkopplung 8

2.4.5 Strahlungskopplung 10

2.5 Komponenten der Störung 10

2.5.1 Gegentaktstörung 10

2.5.2 Gleichtaktstörung 11

2.6 Symmetrische Schnittstellen 13

2.7 Verdrillung von Adern 15

2.8 Aktive Schirmwirkung 16

2.8.1 Schirmung gegen kapazitive Kopplung 16

2.8.2 Schirmung gegen induktive Kopplung 17

3 Modellentwicklung 19

3.1 Allgemeines 19

3.2 Partielle Induktivitäten 20

3.2.1 Darstellung in PSpice 21

3.3 Nicht weiterverfolgte Verfahren 22

3.4 Berücksichtigung der induktiven und galvanischen Kopplung 22

3.5 Berücksichtigung der kapazitiven Kopplung 25
3.6 Grenzen des Modells 26
4 Validierung des Modells 27
5 Eigene Simulation 33
5.1 Bestimmung der Kabelparameter 33
5.2 Auswertung verschiedener Anwendungsfälle 36
5.2.1 Auswirkung des Schirmauflageverfahrens auf aktive Schirmwirkung 36
5.2.2 Weitere Untersuchungen zur aktiven Schirmwirkung 40
5.2.3 Auswirkungen eines Stroms im Ausgleichsleiter 41
6 Messung 44
6.1 Untersuchung der aktiven Schirmwirkung 44
6.1.1 Versuchsaufbau 44
6.1.2 Auswertung der Messung 45
6.2 Untersuchung der Auswirkung eines Stroms im Ausgleichsleiter 47
6.2.1 Versuchsaufbau 47
6.2.2 Auswertung der Messung 48
7 Handlungsempfehlungen 50
8 Zusammenfassung und Ausblick 51
9 Literaturverzeichnis 52
10 Abbildungsverzeichnis 54
11 Tabellenverzeichnis 56
12 Anhang A 57

IV Formelzeichen und Indizes

Tabelle 1.1: verwendete Formelzeichen

Zeichen	Einheit	Bezeichnung
$\widehat{U}$	V	Komplexe Wechselspannung
U	V	Betrag der komplexen Wechselspannung, gilt für alle komplexen Größen
$\hat{I}$	A	Komplexer Wechselstrom
R	Ω	Widerstand
$\hat{Z}$	Ω	Impedanz
L	H	Selbstinduktivität
M	H	Gegeninduktivität
C	F	Kapazität
$\widehat{\Phi}$	Wb	Komplexer magnetischer Wechselfluss
f	Hz	Frequenz
ω	$1/s$	Kreisfrequenz
l	m	Länge von Aufbau oder Kabel
r	m	Kabelradius
A	m^2	Kabelquerschnitt
d	m	Abstand

Tabelle 1.2: verwendete Indizes

Index	Bedeutung
$0, 1, 2$	Nummerierung
$Stör$	Störgröße
NE	Near-End, Nahes Ende eines Aufbaus
FE	Far-End, Fernes Ende eines Aufbaus
G	Generator, Störer
R	Receptor, Empfänger
S	Shield, Schirm
P	Potentialausgleich, Ausgleichsleiter
K	Kabel
D	Differential-Mode, Gegentakt
C	Common-Mode, Gleichtakt
L	Lumped, kennzeichnet eine zusammengefasste Induktivität

1 Einleitung

1.1 Problemstellung

In der Automatisierungstechnik werden Niederspannungsanlagen und IT-Ausrüstung nebeneinander betrieben. Dies führt in vielen Fällen dazu, dass Energie- und Datenkabel in kleinen räumlichen Abständen zueinander verlegt werden. Da die Energiekabel oft große Ströme mit hohem Oberwellenanteil führen, besteht die Gefahr des Übersprechens vom Energiekabel auf das Datenkabel. Dieses Übersprechen kann unter anderem durch den Einsatz eines Schirms reduziert werden, weshalb Datenkabel allgemein geschirmt sind. Die Wirkung des Kabelschirms hängt stark von seiner Verbindung mit dem Potentialausgleichssystem ab, man spricht von der Art der Schirmauflage. Es soll in dieser Arbeit geklärt werden, bei welcher Art der Schirmauflage sich welche Wirkung einstellt. Diese Fragestellung ergibt sich aus den Anforderungen in explosionsgefährdeten Bereichen, in denen Kabelschirme häufig nur einseitig aufgelegt werden.

1.2 Aufgabenstellung

Das Ziel der Arbeit ist die Entwicklung und Dokumentation eines SPICE[1]-Simulationsmodells, um die Wirkung des Kabelschirms bei folgenden Schirmauflageverfahren darzustellen:

- Beidseitige Flächige Auflage
- Beidseitige Auflage mit Kabelschwanz (Pig-Tail)
- Einseitige flächige Auflage
- Einseitige flächige Auflage in Verbindung mit Anbindung über Kondensator am anderen Ende

Für die Arbeit sind folgende Aufgabenschritte zu bearbeiten:

1. Bestandsaufnahme zur Ermittlung des Standes der Technik und Forschung in Bezug auf die Simulation von Kabelschirmen und deren Anbindung an einen Potentialausgleich
    - Einarbeitung in den Stand der Technik an Hand bestehender Dokumente
    - Analyse bestehender Dokumentationen und Prüfung der Anwendbarkeit auf die gegebene Fragestellung
2. Erarbeitung eines Simulationsmodells
    - Anpassung / Erweiterung der bestehenden SPICE-Modelle auf den beschriebenen Anwendungsfall
    - Simulation von elektromagnetischen Einflüssen auf das PROFINET-Kabel durch parallellaufende Energiekabel und Betrachtung der Schirmwirkung des Kabelschirms

[1] SPICE steht für „Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis“ und ist eine Software zur Simulation elektrischer Schaltungen

    - Auswertung der Simulationsergebnisse
3. Verifikation der Simulationsergebnisse durch Messungen an realen Leitungen
4. Dokumentation von ergänzenden Handlungsempfehlungen, welche als Grundlage für eine mögliche Ergänzung der bestehenden Richtlinie dienen sollen
5. Dokumentation der Gesamtergebnisse in der Bachelor-Arbeit

1.3 Gliederung der Arbeit in Arbeitspakete

Um die Wirkung von Kabelschirmen zu verstehen, wird ein gewisser Kenntnisstand zur EMV benötigt. Daher gibt Kapitel 2 eine Übersicht über die nötigen Grundlagen. Es wird beschrieben, in welcher Form Störungen auftreten können und wie diese, auf die betrachtete Situation bezogen, dargestellt werden. Außerdem wird auf einige Entstörungsverfahren durch Schirmung und Symmetrierung eingegangen.

Kapitel 3 beschreibt die Entwicklung des Simulationsmodells, wobei Aspekte, auf die besonders Wert gelegt worden ist, hervorgehoben werden.

In Kapitel 4 werden Simulationsergebnisse des im vorherigen Kapitel erstellten Modells mit Messergebnissen eines Versuchsaufbaus verglichen, um das Modell zu validieren.

Kapitel 5 erläutert die Untersuchung verschiedener Anwendungsfälle anhand des erstellten Modells.

Kapitel 6 dokumentiert eine Messung, welche einen Teil der zuvor untersuchten Anwendungsfälle in der Realität darstellt.

Dann folgt die Dokumentation einer Messung in Kapitel 6, welche einen Teil der zuvor untersuchten Anwendungsfälle in der Realität darstellen soll.

Abschließend werden in Kapitel 7 Handlungsempfehlungen gegeben, wobei die zuvor erarbeiteten Ergebnisse als Grundlage dienen.

2 Grundlagen

2.1 Beeinflussungsmodell

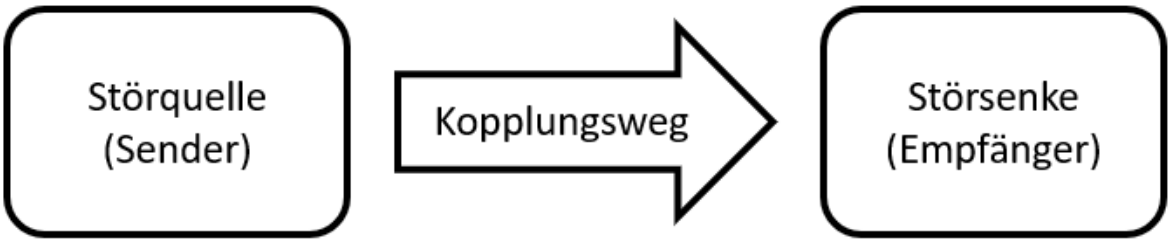

Abbildung 2.1: Beeinflussungsmodell

Eine Störquelle erzeugt eine elektromagnetische Störung, die sich über verschiedene Übertragungswege auf die Störsenke auswirken kann. Eine elektromagnetische Störung ist eine Größe, die in einem elektrischen Betriebsmittel eine unerwünschte Beeinflussung hervorrufen kann [SCH2017]. Abbildung 2.1 stellt den Sachverhalt stark vereinfacht dar. In der Realität können diese Zusammenhänge aber sehr komplex werden, wenn z.B. die Störquelle mit weiteren Störsenken in Wechselwirkung steht [ROO2007].

2.2 Störquelle

Eine Störquelle ist ein elektrisches Betriebsmittel, welches Störgrößen (z.B. Störspannung oder Störstrom) aussendet [SCH2017].

Tabelle 2.1: Frequenzspektrum von möglichen Störquellen aus [SCH2017]

Art der Einrichtung	**Frequenzspektrum**
Motor	10 Hz … 50 MHz
Frequenzumrichter	1 Hz … 10 MHz
Schaltvorgänge	1 kHz … 200 MHz
Gleichrichteranlagen	50 Hz … 5 MHz
Leistungselektronik	100 Hz … 100 MHz

Der Frequenzumrichter ist hier besonders hervorzuheben. Er wird eingesetzt, um Spannungen variabler Frequenz und Amplitude zu schalten, damit Drehzahlen von Motoren stufenlos und exakt eingestellt werden können. Seine Ausgangsspannung taktet der Umrichter meistens mit 2, 4, 6, 8 oder 16 kHz [SCH2017] zwischen $0\ V$ und einer festen Gleichspannung, wobei durch diese Rechtecksignale und dazwischenliegende Pausen der Verbraucherstrom in einen fast sinusförmigen Verlauf gezwungen wird. Dieses Verfahren wird Pulsweitenmodulation (PWM) genannt. Der Frequenzumrichter verursacht so Signale, welche sich mit einem hohen Anteil von Oberschwingungen über die Energiekabel ausbreiteten und Störungen verursachen.

2.3 Störsenke

Die Störsenke ist ein elektrisches Betriebsmittel, dessen Funktion durch Störgrößen beeinflusst wird. Sie soll über eine hohe Störfestigkeit verfügen, welche die Fähigkeit des Betriebsmittels beschreibt, unter der Einwirkung von Störgrößen bis zu einer bestimmten Stärke zufriedenstellend zu funktionieren [SCH2017].

Die Störung wird von parallel verlaufenden Störern in Signalkabel eingekoppelt. In der vorliegenden Arbeit werden Kabel für das Ethernet-basierte Kommunikationssystem PROFINET betrachtet. Der Querschnitt des PROFINET-Kabels ist in Abbildung 2.2 dargestellt. Im Kabel laufen vier miteinander verdrillte Adern, auch Sternvierer genannt. Es verfügt über einen inneren Folien- und äußeren Geflechtschirm. Da Signalleitungen im Vergleich zu Motorleitungen energiearme Signale übertragen, reicht schon die Einkopplung kleiner Störungen aus, um Fehler in der Datenübertragung zu verursachen.

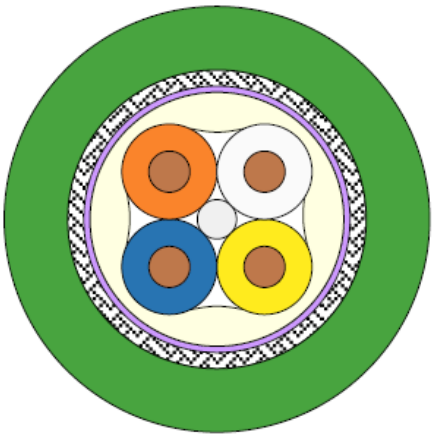

Abbildung 2.2: Querschnitt PROFINET-Kabel, Bild: LEONI Datenblatt

2.4 Kopplungsweg

Die folgenden Effekte beschreiben Wege, über die die Störung von der Störquelle zur Störsenke gelangen kann.

2.4.1 Galvanische Kopplung

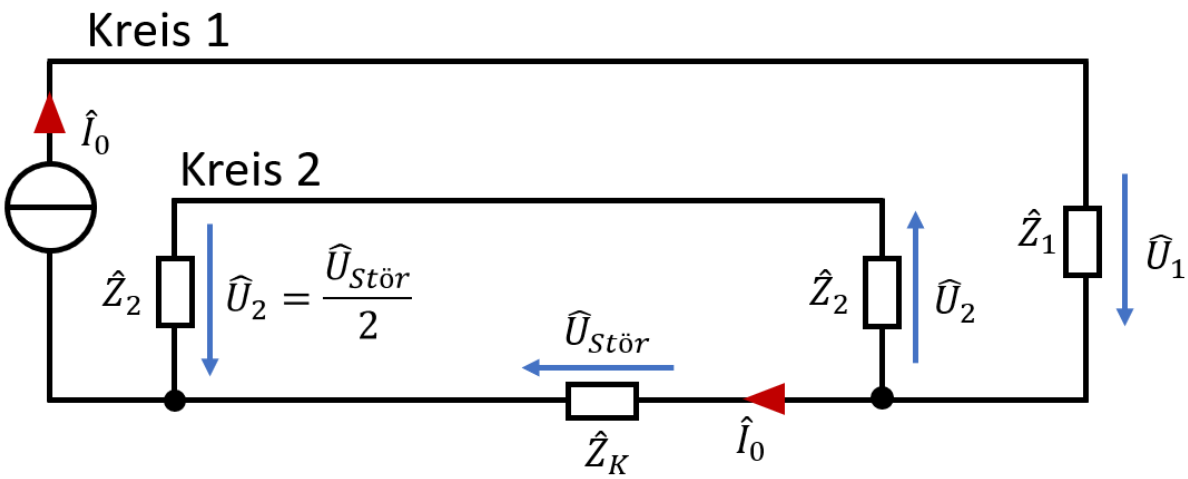

Abbildung 2.3: galvanische Kopplung, zwei Kreise mit gleichem Rückleiter

Wenn zwei Stromkreise so verschaltet sind, dass ihre Ströme ganz oder teilweise durch gemeinsame Impedanzen fließen, tritt eine galvanische Kopplung auf. Abbildung 2.3 zeigt den Fall, bei dem zwei Kreise einen gemeinsamen Leiter haben. Kreis 2 ist in diesem Beispiel hochohmig zu diesem gemeinsamen Leiter, sodass der größte Teil von Strom $\hat{I}_0$ durch die Impedanz $\hat{Z}_K$ fließt und eine Spannung $\hat{U}_{Stör}$ verursacht. Diese muss auch in Kreis 2 abfallen und teilt sich über dessen Impedanzen auf.

2.4.2 Kapazitive Kopplung

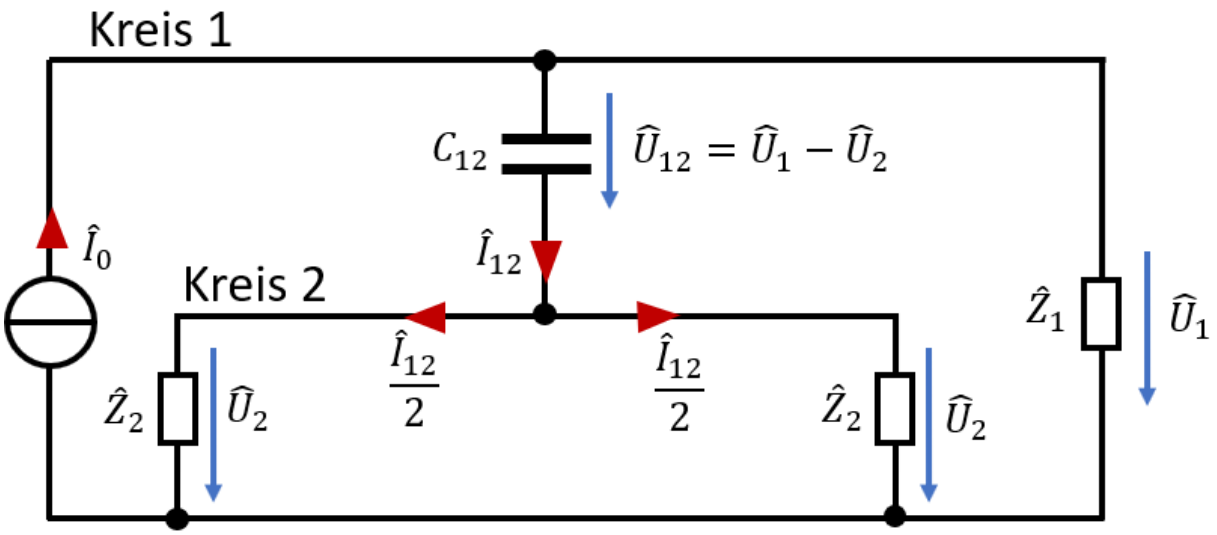

Abbildung 2.4: kapazitive Kopplung zwischen zwei Leitern

Zwischen zwei parallel verlaufenden Leitern können durch elektrische Wechselfelder Störungen entstehen. In Abbildung 2.4 wird dieser Effekt durch die Streukapazität C_{12} zwischen Kreis 1 als Störer und Kreis 2 als Empfänger der Störung dargestellt.

Da die Impedanz von C_{12} in der Regel sehr viel größer als $\hat{Z}_1$ ist, wird meist der allergrößte Teil des Stroms $\hat{I}_0$ durch $\hat{Z}_1$ fließen, ein kleiner Teil koppelt aber in den Kreis 2. Dieser Störstrom $\hat{I}_{12}$ berechnet sich mit:

$$\hat{I}_{12} = j\omega C_{12} * \hat{U}_{12} \tag{2.4.1}$$

Je größer die Frequenz oder die Spannungsdifferenz zwischen beiden Leitern ist, desto größer ist deshalb auch die kapazitive Kopplung. Der Störstrom $\hat{I}_{12}$ teilt sich dann abhängig von den Abschlussimpedanzen im Kreis 2 auf. In Abbildung 2.4 sind beide Abschlussimpedanzen gleich $\hat{Z}_2$, weshalb sich der Störstrom zur Hälfte auf beide Impedanzen aufteilt.

Zu beachten ist, dass die kapazitive Kopplung nur zu einer nennenswerten Störung führen kann, wenn die Kreise mindestens eine galvanische Verbindung besitzen, da $\hat{I}_{12}$ zur Quelle zurückfließen muss.

Wenn die Impedanz $\hat{Z}_1$ in Kreis 1 groß ist, tritt eine größere Spannungsdifferenz $\hat{U}_{12}$ auf, da auch $\hat{U}_1$ größer wird. Dadurch steigt $\hat{I}_{12}$ und damit die Störspannung $\hat{U}_2$. Auch bei Erhöhung der Abschlussimpedanzen $\hat{Z}_2$ in Kreis 2 kommt es zu einer Erhöhung von $\hat{U}_2$, da $\hat{I}_{12}$ fast gleich bleibt und einen größeren Spannungsabfall über $\hat{Z}_2$ erzeugen kann. Wenn Störquelle oder

Störsenke hochimpedant sind, kann die die kapazitive Kopplung deshalb einen wesentlichen Teil zur Gesamtstörung beitragen und sollte nicht vernachlässigt werden.

Die kapazitive Kopplung benötigt große Spannungsdifferenzen und Streukapazitäten zwischen den gekoppelten Leitern, damit hohe Störströme entstehen. In Niederspannungsanlagen treffen wir auf Spannungsdifferenzen von ca. $400\ V$ zwischen Motor- und Signalkabeln. Die Größe der Streukapazitäten ist abhängig von Länge und Abstand der Leiter und wird in 5.1 weiter beleuchtet.

Streukapazitäten zwischen Motorleitung und Schutzleiter führen zu einem Strom im Schutzleiter. Da die Ausgangsspannung vom Frequenzumrichter hohe Oberwellen aufweist, ist dieser auf den Schutzleiter gekoppelte Strom nicht zu vernachlässigen.

2.4.3 Induktive Kopplung

Selbstinduktivität

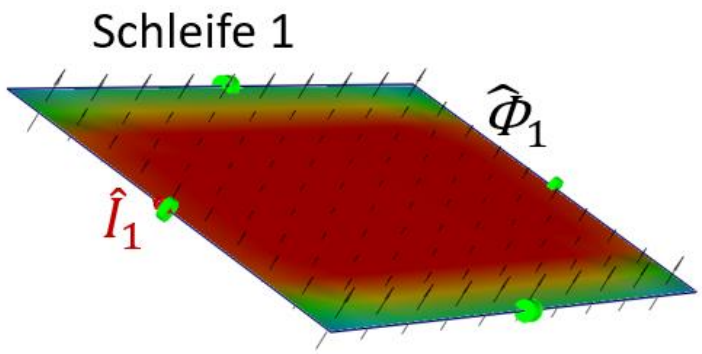

Abbildung 2.5: selbstinduzierter magnetischer Fluss, Bild: Software „CONCEPT 2“

Die Selbstinduktivität L_1der Schleife 1 betrachtet den vom Strom $\hat{I}_1$ verursachten magnetischen Fluss $\hat{\Phi}_1$ durch die eigene Schleife (Abbildung 2.5):

$$L_1 = \frac{\hat{\Phi}_1}{\hat{I}_1} \tag{2.4.2}$$

$\hat{I}_1$ und $\hat{\Phi}_1$ haben nach (2.4.2) immer die gleiche Phase und Frequenz.

Je größer die Selbstinduktivität einer Schleife ist, desto stärker wächst deren Impedanz $\hat{Z}_1$ mit der Frequenz $f = \omega/2\pi$:

$$\hat{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1 \tag{2.4.3}$$

Die Selbstinduktivität einer Schleife setzt sich zusammen aus der inneren Induktivität im Leiter und der äußeren Induktivität zwischen den Leitern. Die innere Induktivität beträgt bei Gleichstrom $0{,}05\ \mu H/m$ unabhängig vom Durchmesser und nimmt mit der Frequenz ab [STO1976]. Ihr Einfluss kann hier vernachlässigt werden. Die äußere Induktivität hängt von der Geometrie der Anordnung ab. Sie kann entweder näherungsweise berechnet, simuliert oder gemessen werden.

Gegeninduktivität

Die Gegeninduktivität M_{12} betrachtet den vom Strom $\hat{I}_1$ verursachten magnetischen Fluss $\hat{\Phi}_{12}$ durch eine weitere Schleife (Abbildung 2.6):

$$M_{12} = \frac{\hat{\Phi}_{12}}{\hat{I}_1} \tag{2.4.4}$$

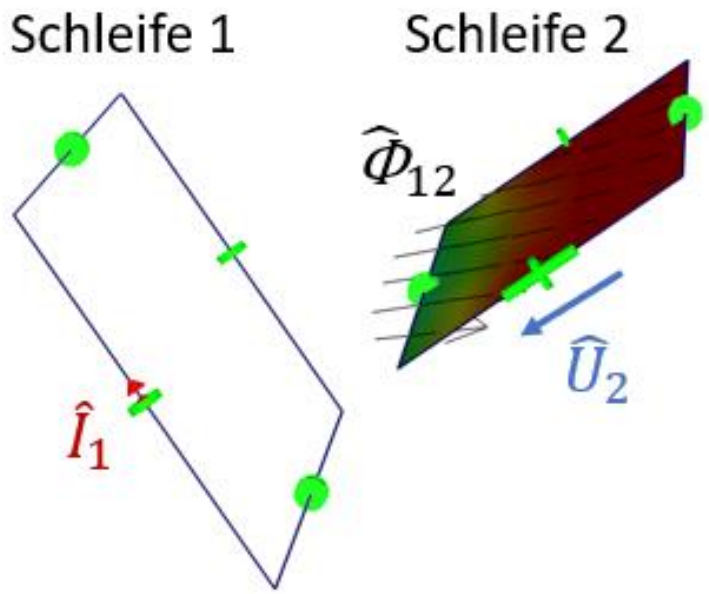

Abbildung 2.6: magnetischer Fluss durch Schleife 2 induziert Spannung, Bild: „CONCEPT 2“

Ein wechselndes Magnetfeld kann z.B. von einem Energiekabel, das einen Wechselstrom $\hat{I}_1$ führt, erzeugt werden. Wenn dieses Feld durch eine leitende Schleife wirkt, induziert es eine Spannung $\hat{U}_2$. Je größer die Gegeninduktivität M_{12} zwischen zwei Schleifen ist, desto stärker steigt die von Schleife 1 in Schleife 2 eingekoppelte Spannung mit der Frequenz:

$$\hat{U}_2 = j\omega M_{12} * \hat{I}_1 \tag{2.4.5}$$

Die Gegeninduktivität zwischen zwei Schleifen ist also berechenbar, wenn wir die in der zweiten Schleife von $\hat{I}_1$ induzierte Spannung messen und Größe und Frequenz von $\hat{I}_1$ kennen.

Selbst- und Gegeninduktivitäten werden in der vorliegenden Arbeit über den geometrischen Kabelaufbau ermittelt, worauf in Absatz 3.2 und 5.1 näher eingegangen wird.

Darstellung der Kopplung

Genauer lässt sich die induktive Kopplung über Abbildung 2.7 erklären. Der Punkt an den Induktivitäten zeigt, ob eine positive Stromänderung in der einen Induktivität eine negative oder positive Spannung in der anderen Induktivität induziert. Dies ist für die Wicklung von Spulen entscheidend, aber hier nicht wichtig, da Ströme in zwei parallelen Leitungen die Spannung immer in die gleiche Richtung induzieren.

Wenn wir für Abbildung 2.7 die beiden Maschengleichungen aufstellen, ergibt sich nach [GON2005]:

$$\hat{U}_0 = \hat{I}_1 * (R_1 + j\omega L_1) - \hat{I}_2 * j\omega M_{12} \tag{2.4.6}$$

$$\hat{I}_1 * j\omega M_{12} = \hat{I}_2 * (R_2 + j\omega L_2) \tag{2.4.7}$$

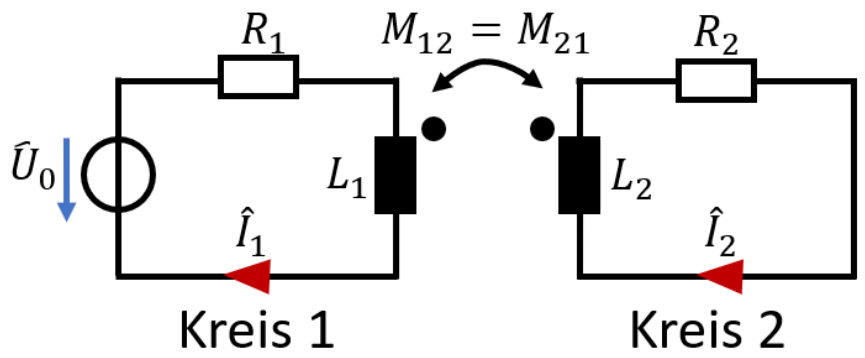

Abbildung 2.7: Transformator-Darstellung der induktiven Kopplung

Der Strom $\hat{I}_1$ induziert eine Spannung in Kreis 2. Diese erzeugt den Strom $\hat{I}_2$, welcher wiederum eine Spannung in der ersten Schleife induziert. Dieser rückwirkende Effekt kann zur Vereinfachung ignoriert werden, wenn $R_2 \gg R_1$ ($\hat{I}_2 = 0$ in der ersten Gleichung). Dann kann M_{12} vernachlässigt werden und die Darstellung der in Kreis 2 eingekoppelten Spannung stattdessen über eine einzelne stromgesteuerte Spannungsquelle nach (2.4.5) erfolgen.

Aus Abbildung 2.7 wird deutlich, dass $\hat{I}_2$ am größten ist, wenn in beiden Kreisen R_1 und R_2 klein sind. Ein kleiner Widerstand R_1 führt zu einem hohen Strom $\hat{I}_1$, welcher wiederum eine hohe Spannung in den zweiten Kreis induzieren kann. Diese erzeugt dann bei kleinem R_2 einen hohen Strom. Für niederimpedante Systeme überwiegt deshalb meist die induktive Kopplung.

Die induzierte Spannung kann z.B. Signalleitungen stören und so die Funktionalität von Geräten verschlechtern, wobei keine galvanische Verbindung zwischen den beiden Kreisen bestehen muss, damit diese Spannung induziert wird. In dem Fall der Störung durch eine Motorleitung, welche eine große Maschine mit hoher Leistung versorgt, auf ein Datenkabel, ist die Näherung ausreichend, nur die von der Motorleitung in das Datenkabel induzierte Spannung zu berücksichtigen. Rückwirkende Effekte können in diesem Fall vernachlässigt werden („Weak-Coupling-Assumption“ [PAU2006]).

2.4.4 Wellenleiterkopplung

Die Wellenleiterkopplung fasst die induktive und kapazitive Kopplung zwischen mehreren elektrisch langen ($l > \lambda/10$) Leitungen zusammen [ROO2007]. Die beeinflussenden Störgrößen sind bei leitungsgebundenen Wellen gleichzeitig Leitungsstrom und Leitungsspannung [STO1976]. Eine Zwei-Leiter-Transmission-Line (Abbildung 2.8) stellt das Verhalten von Hin- und Rückleiter einer beliebigen geometrischen Konfiguration dar.

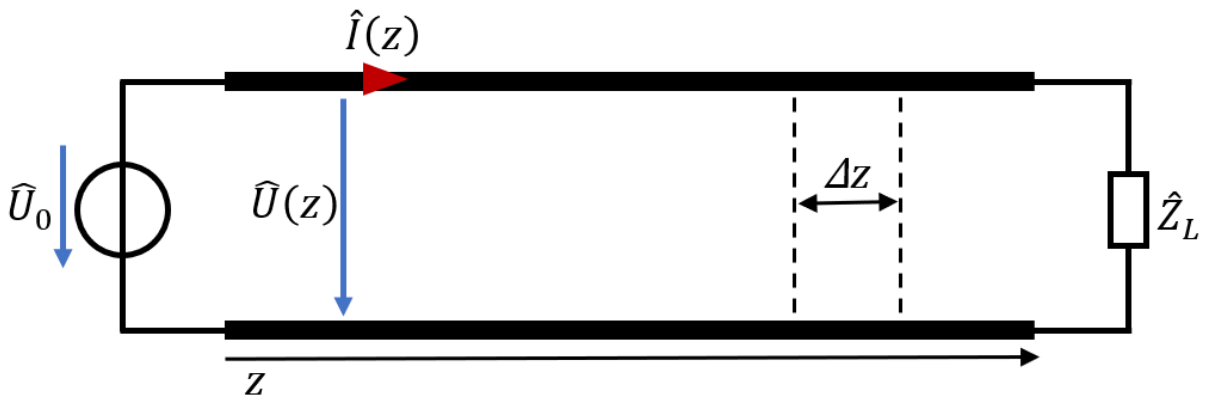

Abbildung 2.8: Zwei-Leiter-Transmission-Line

Je größer die betrachtete Frequenz von $\hat{U}_0$ ist, desto kleiner ist die Wellenlänge des in Abbildung 2.8 übertragenen Signals. Wenn sich die Größe dieser Wellenlänge der Länge des Aufbaus annähert, sind Strom $\hat{I}_z$ und Spannung $\hat{U}_z$ des Signals nicht mehr gleich über dem gesamten Leiter, sondern abhängig von z. $\hat{I}_z$ und $\hat{U}_z$ können über die Kirchhoffschen Regeln bestimmt werden. Hierfür muss der Aufbau in einzelne elektrisch kurze Kabelsegmente der Länge Δz unterteilt werden. Ein Kabelsegment ist in Abbildung 2.9 dargestellt. Es ist elektrisch kurz, solange seine Länge $\Delta z < \lambda/10$ ist. In der Hochfrequenztechnik wird Δz als unendlich klein angenommen, damit die Ansätze der elektrischen Netzwerktheorie bei jeder Frequenz anwendbar sind.

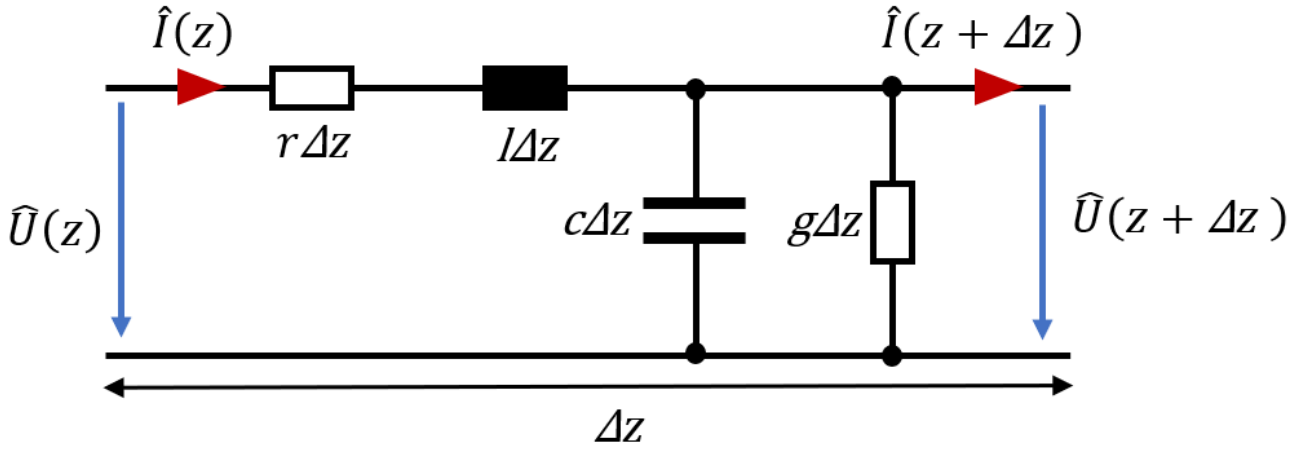

Abbildung 2.9: Ersatzschaltbild eines elektrisch kurzen Kabelsegments

Die Parameter r, l, c und g in Abbildung 2.9 beschreiben das Verhalten des jeweiligen Bauteils im Ersatzschaltbild und sind pro Längeneinheit gegeben (z.B. $[r] = \Omega/m$).

Bei einer Darstellung des Aufbaus über eine endliche Zahl von Segmenten werden die Parameter aus Abbildung 2.9 zusammengefasst („Lumped-Circuit"-Ansatz aus [PAU2006]). Wir vernachlässigen damit die Tatsache, dass diese eigentlich über das Kabel verteilt sind. Dieses vereinfachte Modell gibt die Realität nur wieder, wenn die Größe des größten verwendeten Segmentes noch elektrisch kurz ist. Das kann erreicht werden, indem mehr Segmente verwendet werden, die dann wiederum nur eine kleinere Kabelstrecke beschreiben. In dieser Arbeit wird das entwickelte Modell nur mit einem Segment repräsentiert und dafür die größte betrachtete Frequenz festgelegt, damit das Segment nicht elektrisch lang wird.

2.4.5 Strahlungskopplung

Die zuvor erwähnten Kopplungsformen sind im Nahfeld relevant. d_{GR} ist der Abstand zwischen Störer und Empfänger. Nach [STO1976] befindet sich der Empfänger im Nahfeld des Störers, wenn:

$$d_{GR} < \frac{\lambda}{2\pi} \tag{2.4.8}$$

Im Falle der Strahlungskopplung geht man jedoch davon aus, dass freie elektromagnetische Wellen auf Anlagenteile einkoppeln. Der Empfänger liegt hierbei im Fernfeld des Störers, wobei die beeinflussenden Störgrößen gleichzeitig die elektrische und die magnetische Feldstärke sind. Die Störung erfolgt fast rückwirkungsfrei. Sie beschreibt für die Antennentechnik interessante Effekte, wird aber in dieser Arbeit vernachlässigt.

2.5 Komponenten der Störung

Eine Störgröße kann im Gegen- oder Gleichtakt in die Störsenke eingekoppelt werden. Hiervon hängt die Auswirkung der Störung auf die Signalübertragung ab. In den folgenden Beispielen wird gezeigt, wie ein magnetisches Wechselfeld sowohl eine Gegen- als auch Gleichtaktstörung verursachen kann.

2.5.1 Gegentaktstörung

Energie zum Antrieb von Maschinen oder Signale zur Kommunikation werden normalerweise im Gegentakt übertragen. Der Strom fließt also auf der einen Ader zur Last hin und auf der anderen zur Quelle zurück [HAS2016]. Zwischen beiden Adern besteht eine Spannungsdifferenz, die Gegentaktspannung.

Abbildung 2.10 zeigt eine vereinfachte Darstellung zweier Geräte, die über ein zweiadriges Kabel verbunden sind. Ein störender magnetischer Wechselfluss $\widehat{\Phi}_{Stör}$ durchdringt die Fläche zwischen den beiden Adern. Er induziert eine Spannung $j\omega\widehat{\Phi}_{Stör}$, die den Wechselstrom $\hat{I}_D$ über die Adern treibt. $\hat{I}_D$ fließt im Gegentakt und überlagert sich direkt mit dem Signalstrom. Auf diese Weise kann $\hat{I}_D$ direkt zu Fehlern in der Datenübertragung führen.

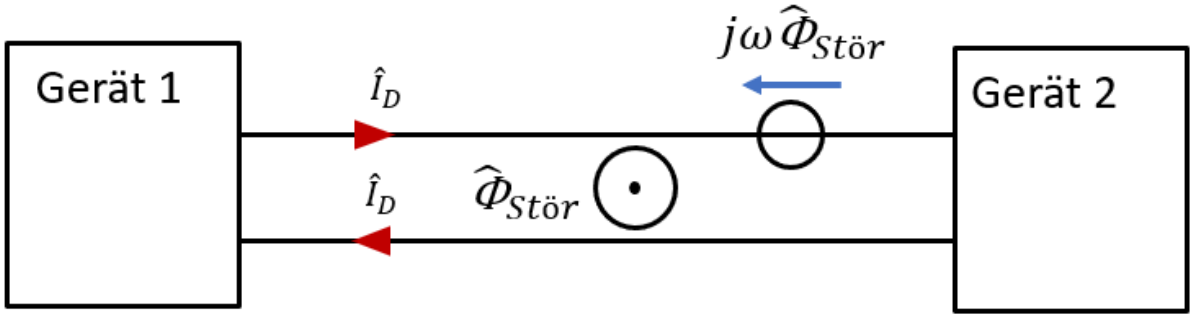

Abbildung 2.10: Auswirkungen von Flussänderung zwischen Adern

Da in der Realität die Adern sehr nah aneinander liegen und zusätzlich verdrillt sind, bleibt diese Störung im Normalfall minimal.

2.5.2 Gleichtaktstörung

Eine Gleichtaktspannung hingegen betrifft das Potential, das alle Adern des Bündels gegen ein einheitliches Bezugspotential, wie in Abbildung 2.11 das Potential eines Gerätegehäuses, teilen. Da Signale im Gegentakt übertragen werden, wirkt sich eine Gleichtaktspannung nur über sekundäre Effekte auf die Signalübertragung aus. Dies wird genauer in 2.6 erläutert.

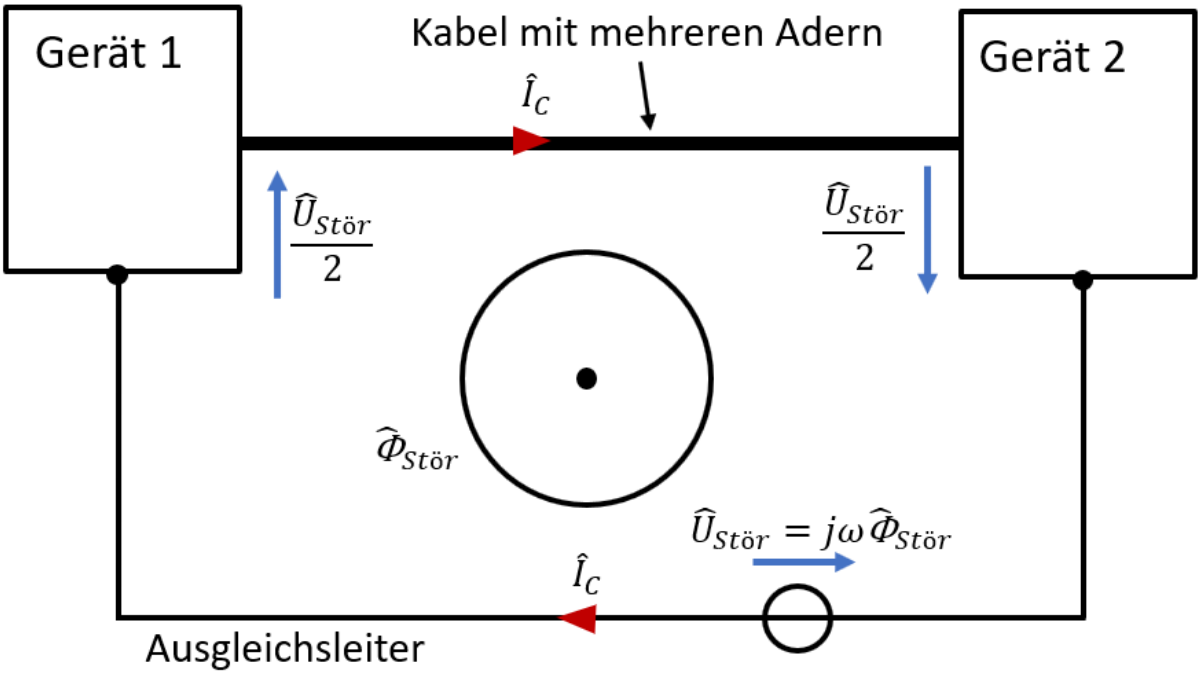

Abbildung 2.11: Auswirkungen von Flussänderung zwischen Kabel und Ausgleichsleiter

In Abbildung 2.11 induziert der störende magnetischen Fluss $\hat{\Phi}_{Stör}$, welcher die Fläche zwischen Kabel und Ausgleichsleiter durchdringt, die Spannung $\hat{U}_{Stör}$. Diese Spannungsquelle ist in der Realität über Kabel und Ausgleichsleiter verteilt, wird aber in Abbildung 2.11 zusammengefasst dargestellt. Die Einwirkung des störenden Flusses zwischen den Adern des Kabels ist vernachlässigt worden. $\hat{U}_{Stör}$ treibt den Strom $\hat{I}_C$ durch den Kreis. $\hat{I}_C$ teilt sich zwischen den Adern des Kabels auf, sodass über jede ein gleichgroßer und gleichphasiger Strom fließt. Innerhalb des Gerätes besteht eine Verbindung zwischen den Adern und dem Gehäuse. Abbildung 2.12 zeigt eine vereinfachte Darstellung für eine Ader, während Abbildung 2.15 diesen Sachverhalt an einem typischen Aufbau einer Ethernet-Schnittstelle illustriert. Über diese Verbindung fließt $\hat{I}_C$ über das Gehäuse auf den Ausgleichsleiter. Da dieser Weg im Vergleich zu den Adern und dem Ausgleichsleiter eine hohe Impedanz hat, fällt hier in jedem Gerät die Hälfte von $\hat{U}_{Stör}$ ab.

$\hat{I}_C$ kann einfach mit einer Strommesszange gemessen werden, indem diese um das Kabel herum das Magnetfeld misst. Das erzeugte Magnetfeld der Ströme auf den einzelnen Adern wird sich nicht gegenseitig aufheben, da der Gleichtaktstrom schließlich über den Ausgleichsleiter zurückfließt.

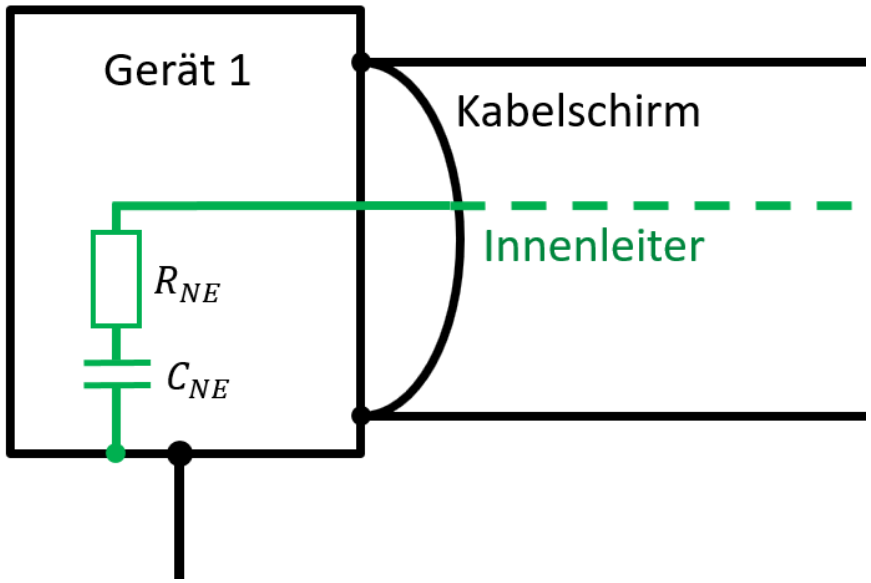

Abbildung 2.12: hochimpedante Verbindung zwischen Innenleiter und Gehäuse

Abbildung 2.13 zeigt, dass auch eine galvanische Kopplung über die Impedanz des Ausgleichsleiters $\hat{Z}_P$ eine Gleichtaktstörung verursachen kann. Der Strom $\hat{I}_P$ erzeugt über $\hat{Z}_P$ einen Spannungsabfall, welcher sich als Gleichtaktstörung auf die Geräte auswirkt. Die induktive Kopplung zwischen Ausgleichsleiter und Kabel ist in diesem Beispiel vernachlässigt worden.

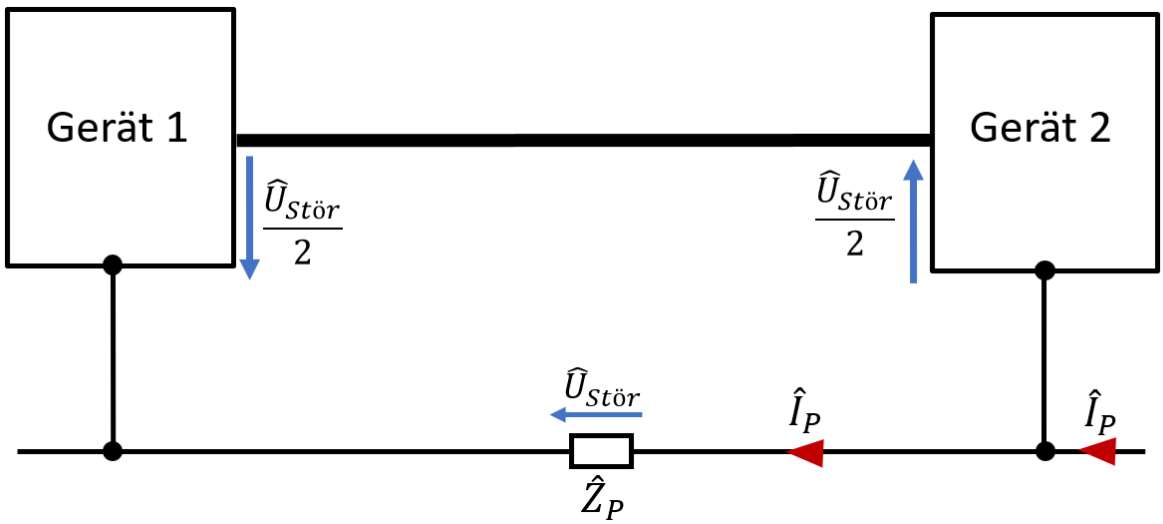

Abbildung 2.13: Gleichtaktstörung erzeugt durch galvanische Kopplung

2.6 Symmetrische Schnittstellen

Der wesentliche Vorteil von symmetrischen Schnittstellen ist deren hohe Gleichtaktunterdrückung (engl. „Common Mode Rejection Ratio“, CMRR). Diese beschreibt, wie stark sich eine Gleichtaktspannung auf die Gegentaktspannung auswirkt. Für Abbildung 2.14 ist:

$$CMRR = \frac{\hat{U}_D}{\hat{U}_C} \tag{2.6.1}$$

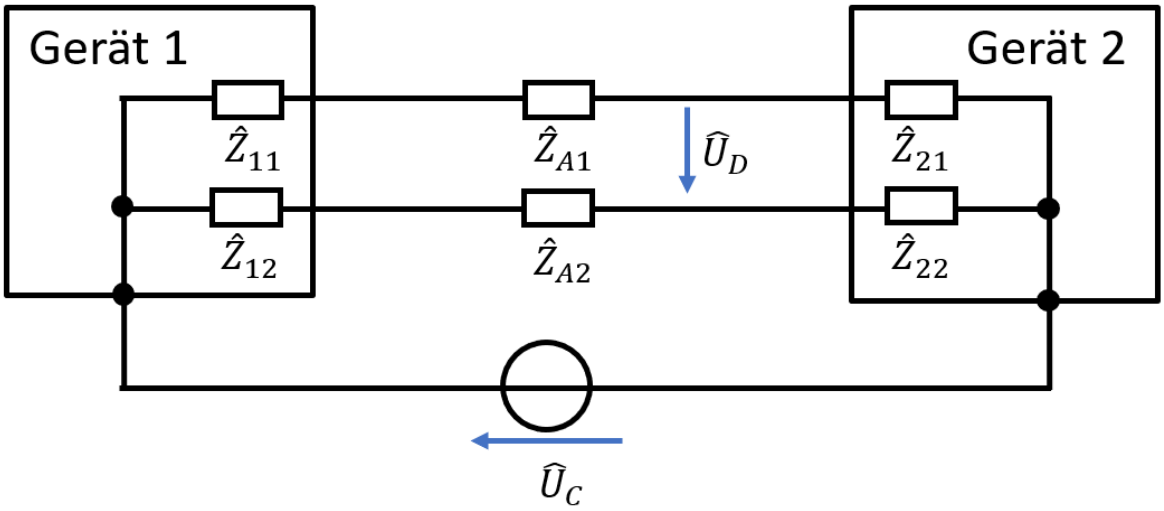

Abbildung 2.14: Symmetrische Schnittstelle mit zwei verbundenen Geräten

Ob eine Schnittstelle symmetrisch oder unsymmetrisch ist, hängt nur von den Impedanzen der einzelnen Leiter gegen den Ausgleichsleiter ab [WHI2016]. Für eine symmetrische Schnittstelle müssen diese Impedanzen gleich groß sein. Auf Abbildung 2.14 bezogen bedeutet das, dass $Z_{11} = Z_{12}$, $Z_{21} = Z_{22}$ und $Z_{K1} = Z_{K2}$ sein muss, da sich sonst die Gleichtaktspannung U_C auf die Signalspannung U_D auswirkt. Die Größe dieser Impedanzen und damit die Gleichtaktunterdrückung der Schnittstelle hängen also von den verbundenen Geräten und auch von dem verwendeten Kabel ab. Eine perfekt symmetrische Schnittstelle hätte eine unendlich hohe Gleichtaktunterdrückung. Da die genannten Impedanzen aber frequenzabhängig sind, wirken sich Fehler bei steigender Frequenz immer stärker aus, weshalb die Gleichtaktunterdrückung einer realen Schnittstelle ebenfalls frequenzabhängig ist.

Um den Grad der Gleichtakt-/ Gegentakt-Konversion abzuschätzen, wird der Ansatz der Unsymmetriedämpfung eingesetzt [GON2005]:

$$a_{unsym} = 20 * log \frac{U_{gleich}}{U_{diff}} \tag{2.6.2}$$

U_{gleich} ist die Potentialdifferenz, die alle Adern des Kabels gleich betrifft ($\hat{U}_C$ in Abbildung 2.14). U_{diff} ist die resultierende Differenzspannung, welche sich am Ende auf das Signal auswirkt ($\hat{U}_D$ in Abbildung 2.14). Für symmetrische Kreise ohne besondere Maßnahmen zur Symmetrierung wird nach [GON2005] eine Unsymmetriedämpfung $a_{unsym} = 20\ dB$ angenommen.

Die betrachteten Geräte verfügen über eine Ethernet-Schnittstelle (Abbildung 2.15) mit einem LAN-Übertrager („Transformer“), welcher für die galvanische Trennung, Impedanzanpassung und auch Gleichtaktunterdrückung zuständig ist [HEI2019]. Die Übertragung erfolgt rein induktiv, wobei z.B. der Gleichtaktstrom $\hat{I}_C$ von PIN 1 und 2 der RJ45 Buchse fließt, den Übertrager passiert und über $75\,\Omega$ und $1500\,pF$ (1 und 2 in Abbildung 2.15) auf die Gehäuseerde abfließen kann.

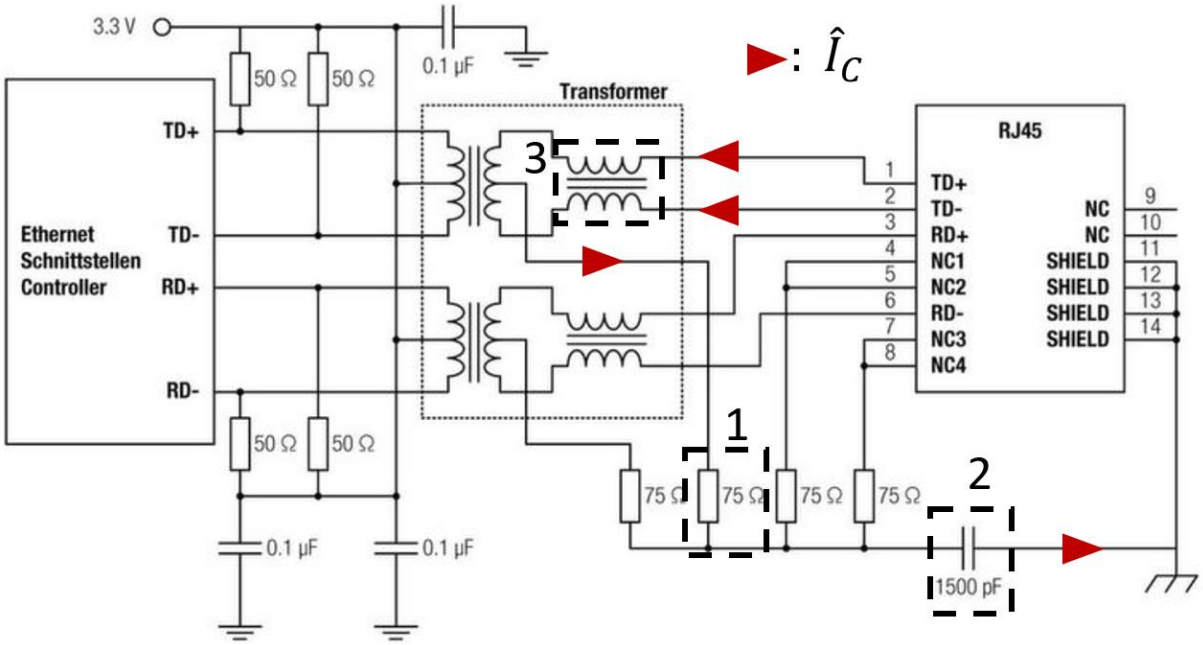

Abbildung 2.15: Typischer Aufbau einer Ethernet-Schnittstelle, Bild: Würth Elektronik

Der Übertrager verfügt über eine Gleichtaktdrossel (Common Mode Choke, 3 in Abbildung 2.15), welche eine hohe Impedanz für Gleichtaktsignale darstellt. Die von diesem Bauteil zu erwartenden Gleichtaktunterdrückungswerte für verschiedene Frequenzbereiche sind meistens im Datenblatt aufgelistet. Der Hersteller stellt zusätzlich Simulations-Modelle des Bauteils zur Verfügung, mit welchen dessen Verhalten genauer nachgebildet werden kann.

2.7 Verdrillung von Adern

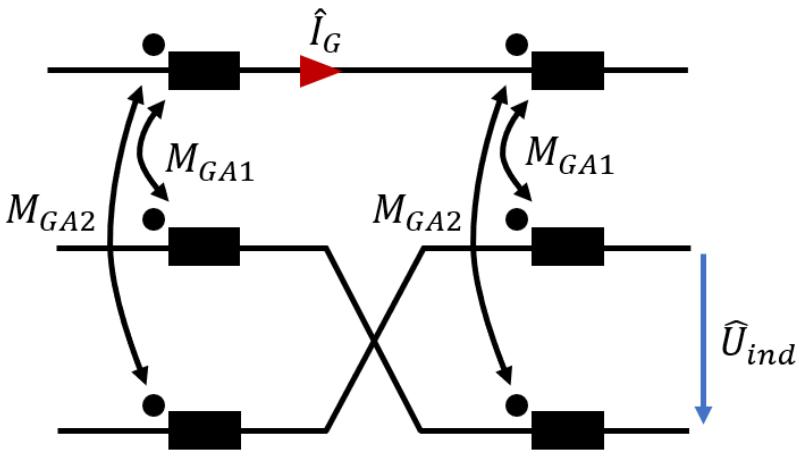

Abbildung 2.16: induzierte Störung auf zwei verdrillte Adern

Abbildung 2.16 bezieht sich auf eine Schlaglänge, also die Länge, bei der die verdrillten Adern sich ein vollständiges Mal umeinanderwinden. Die induzierte Störspannung $\hat{U}_{ind}$ für eine volle Anzahl von Schlägen ist:

$$\hat{U}_{ind} = \hat{I}_G * j\omega(M_{GA1} + M_{GA2} - M_{GA2} - M_{GA1}) = 0 \tag{2.7.1}$$

Über anderthalb Schlaglängen wäre $\hat{U}_{ind}$ hingegen:

$$\hat{U}_{ind} = \hat{I}_G * j\omega(M_{GA1} + M_{GA2}) \tag{2.7.2}$$

$\hat{U}_{ind}$ wird also durch Verdrillung mindestens auf den Beitrag einer halben Schlaglänge gesenkt, im besten Fall wird sie aufgehoben [PAU1979]. Da bei Signalkabeln Hin- und Rückleiter miteinander verdreht sind, wird der große Anteil der durch das Magnetfeld verursachten Gegentaktstörung somit aufgehoben. Es ist aber entscheidend zu erkennen, dass die Potentiale der Adern dennoch gegenüber dem Ausgleichsleiter (nicht in Abbildung 2.16 eingezeichnet) angehoben werden, weshalb trotzdem eine Gleichtaktspannung vorhanden ist. Die Verdrillung zweier Adern führt aber dazu, dass sich deren Selbstinduktivität weiter angleicht [STO1976], wodurch die Gleichtaktunterdrückung des Aderpaares, welches Teil der Schnittstelle ist, weiter ansteigt.

2.8 Aktive Schirmwirkung

2.8.1 Schirmung gegen kapazitive Kopplung

Der Kabelschirm muss auf mindestens einer Seite aufgelegt sein, um gegen die kapazitive Kopplung zu wirken [PAU2006].

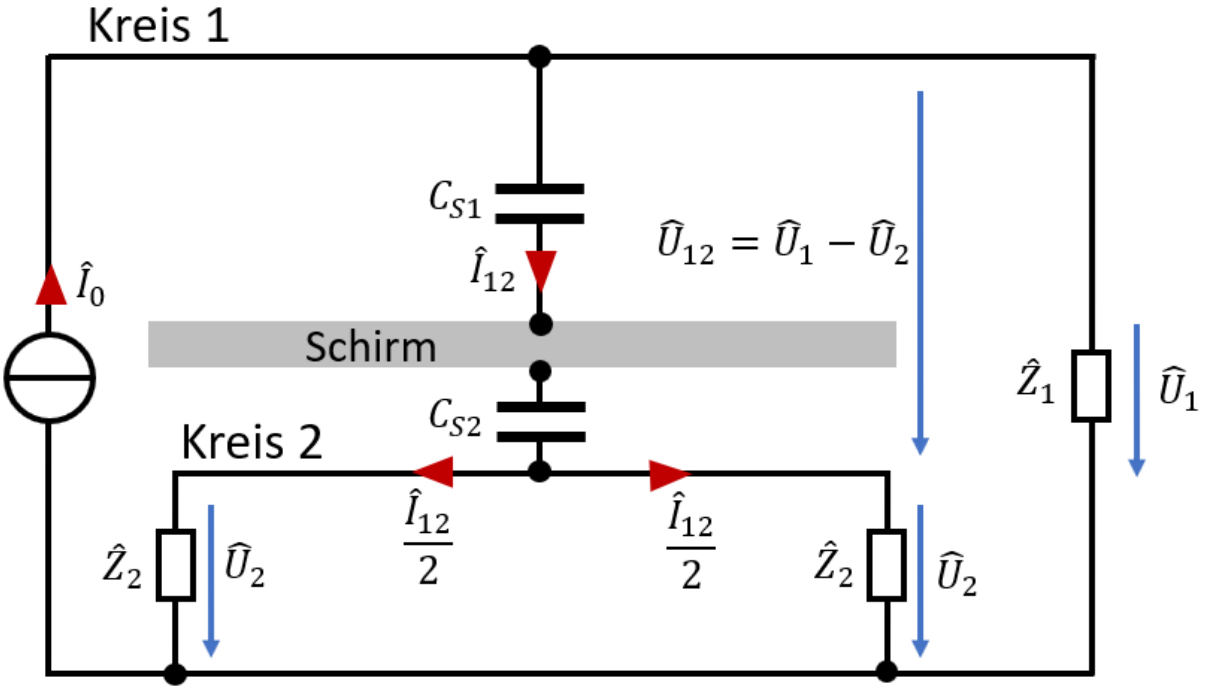

Abbildung 2.17: Wirkung des nicht aufgelegten Schirms

Zu der in Abbildung 2.4 dargestellten Situation ist in Abbildung 2.17 ein nicht aufgelegter Schirm ergänzt worden, welcher den oberen Leiter von Kreis 2 umgibt und die Kapazität C_{12} (aus Abbildung 2.4) in zwei Kapazitäten C_{S1} und C_{S2} aufteilt. Da der Schirm in der Realität dem oberen Leiter von Kreis 2 sehr nahe ist, gilt $C_{S2} \gg C_{S1}$. Beide Kapazitäten in Reihe sind also näherungsweise

$$C_{12} = \frac{C_{S1} * C_{S2}}{C_{S1} + C_{S2}} \approx C_{S1} \tag{2.8.1}$$

Der eingekoppelte Störstrom $\hat{I}_{12}$ berechnet sich also wieder wie in (2.4.1):

$$\hat{I}_{12} = j\omega C_{S1} * \hat{U}_{12} \approx j\omega C_{12} * \hat{U}_{12} \tag{2.8.2}$$

Es ist demnach nicht entscheidend, ob der Schirm vorhanden ist oder nicht, da weiterhin derselbe Störstrom im Empfängerkreis eingekoppelt wird.

Damit der Schirm gegen kapazitive Kopplung wirkt, muss er auf mindestens einer Seite mit dem Ausgleichsleiter verbunden sein [PAU2006], wie in Abbildung 2.18 dargestellt.

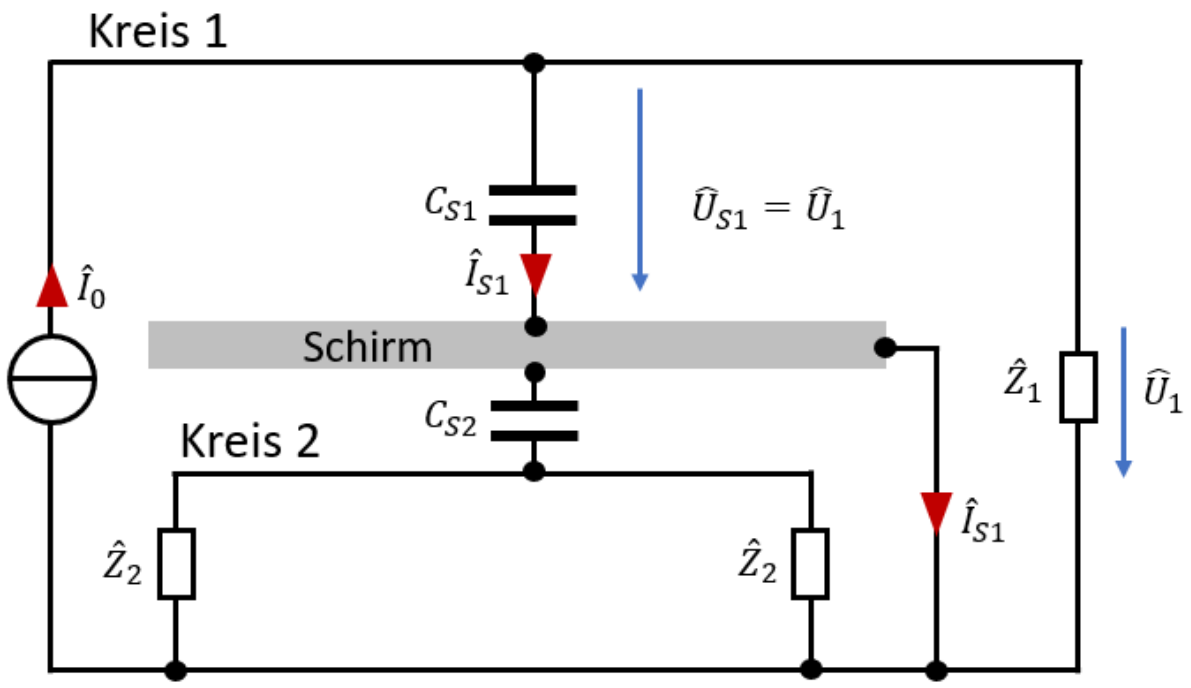

Abbildung 2.18: Wirkung des einseitig aufgelegten Schirms

Der eingekoppelte Strom $\hat{I}_{S1}$ kann in diesem Fall über die Verbindung zwischen Schirm und Ausgleichsleiter zur Quelle zurückfließen.

Der wesentliche Teil der Störung wird also nicht durch die kapazitive Kopplung verursacht, solange der Schirm mindestens einseitig aufgelegt ist und das System niederimpedant ist.

2.8.2 Schirmung gegen induktive Kopplung

Wenn ein Kabelschirm auf beiden Seiten mit dem Potentialausgleich verbunden wird, kann der Effekt der aktiven Schirmwirkung greifen. Der Effekt lässt sich allgemein an Abbildung 2.19 erklären. Die Gehäuse von zwei Geräten sind über den Schirm eines Kabels und einen Ausgleichsleiter miteinander verbunden. Im Folgenden wird dieser Kreis Schirmkreis genannt. Der Kabelschirm ist beidseitig und flächig aufgelegt, also niederimpedant mit dem Gehäuse verbunden. Das Kabel kann mehrere Innenleiter beinhalten, im Moment ist aber die dargestellte Betrachtung von nur einem Innenleiter ausreichend. Dieser ist im Gerät über eine große Impedanz mit dem Gehäuse verbunden (Abbildung 2.12).

Ein in den Schirmkreis einfallender magnetischer Wechselfluss $\hat{\Phi}_{Stör}$ induziert einen Schirmstrom $\hat{I}_S$, der wiederum einen Fluss $\hat{\Phi}_S$ erzeugt. Dieser hebt das im Schirmkreis einfallende Wechselfeld, welches nach Abbildung 2.11 eine Gleichtaktstörung verursachen würde, auf. Das zwischen den einzelnen Adern wirkende und eine Gegentaktstörung verursachende Magnetfeld wird nicht beeinflusst. Damit der Strom $\hat{I}_S$ den nötigen Wert erreichen kann, muss der Schirmkreis niederimpedant sein.

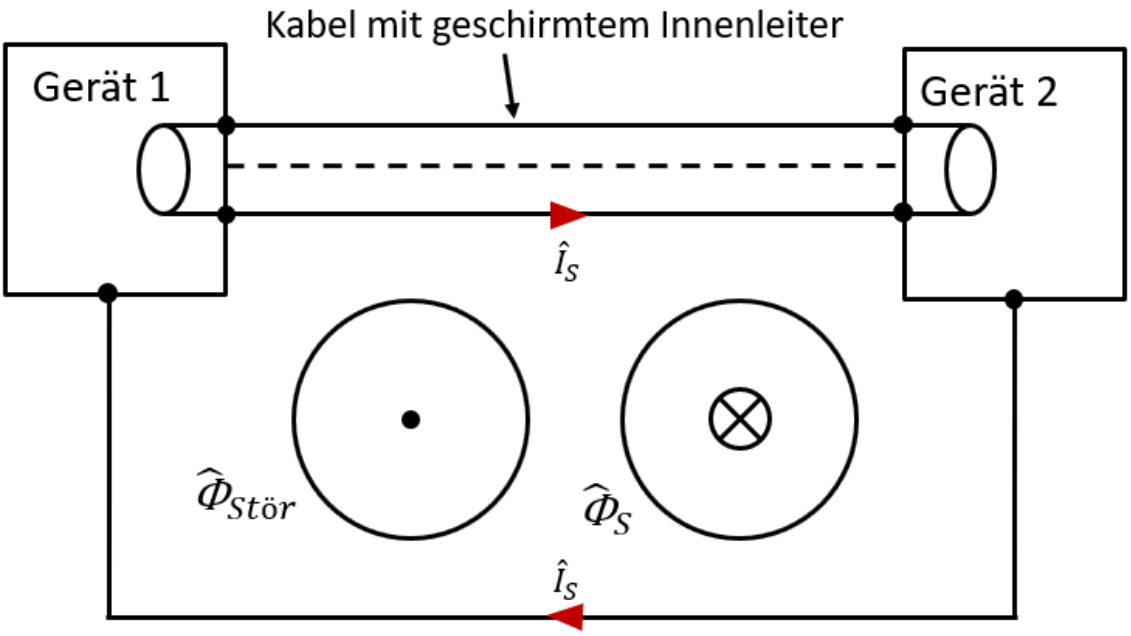

Abbildung 2.19: Aktive Schirmwirkung gegen induktive Kopplung

Die Störspannung ist in diesem Fall proportional zum Schirmstrom $\hat{I}_S$. Nach [SCH1934] wird die Störspannung über den Ansatz der Transferimpedanz berechnet:

$$\hat{U}_{Stör} = \hat{I}_S * \hat{Z}_T \tag{2.8.3}$$

Für $f < 100\,kHz$ ist $\hat{Z}_T$ ungefähr gleich R_S, dem Gleichstromwiderstand des Schirmes. Bei größeren Frequenzen ist $\hat{Z}_T$ von weiteren Effekten abhängig, die aber nicht im Modell der vorliegenden Arbeit berücksichtigt werden. Zum einen sorgt der Skin-Effekt dafür, dass der Schirmstrom weiter auf der Außenseite des Schirmes fließt, sodass die Auswirkung auf die geschirmten Adern sinkt. Dies führt aber bei Geflechtschirmen nicht zur Senkung von $\hat{Z}_T$, da die Transferimpedanz aufgrund der induktiven Kopplung durch Löcher im Schirm insgesamt linear mit der Frequenz ansteigt. Ausführliche Erklärungen zu diesem Thema sind in [KAD2006] dokumentiert.

Die aktive Schirmwirkung setzt voraus, dass ein Schirmstrom fließen kann, der das einfallende Feld aufhebt. Ansonsten fällt die eingekoppelte Störung deutlich größer aus.

3 Modellentwicklung

3.1 Allgemeines

Schirmungsprobleme werden in der Hochfrequenztechnik normalerweise mit Ansätzen der Schirmungstheorie gelöst. Da für diese Arbeit aber ein SPICE-Modell erstellt werden sollte, ist es naheliegend gewesen, das Problem über einen Schaltplan zu beschreiben. Da dieses Modell für hohe Frequenzen nicht mehr zutrifft, müssen die Grenzen der verwendeten Darstellung definiert werden. Weil das Modell nur aus einem Segment besteht, das nicht elektrisch lang werden darf, und PROFINET eine maximale Kabellänge l von $100\,m$ vorschreibt, darf die kleinste betrachtete Wellenlänge minimal $\lambda = l * 10 = 1000\,m$ sein. Die höchste Frequenz, bei der das Modell das Verhalten eines Aufbaus mit $100\,m$ Länge noch beschreiben kann, ist also $f_{max} = c/\lambda = 240\,kHz$. Es ist von einer Ausbreitungsgeschwindigkeit $c = 240 * 10^6\ m/s$ ausgegangen worden, da c im Leitungsmaterial geringer ist [SCH2017].

In dem Modell wird eine einzelne ungeschirmte Motorleitung als Störer angenommen. Der Rückleiter des Störers ist so weit entfernt, dass seine Auswirkungen vernachlässigt werden können. Das beschreibt den schlechtesten Fall, im idealen Fall würde eine symmetrische geschirmte dreiadrige Motorleitung verwendet werden, welche induktive und kapazitive Kopplungen minimieren [PRO2018].

Es wird außerdem angenommen, dass der Strom im Störer unabhängig von der Frequenz immer einen konstanten Betrag I_G hat. Dies deckt sich nicht mit der Realität, da in praktischen Anwendungsfällen I_G nie über den betrachteten Frequenzbereich gleich ist. Im Falle der vom Frequenzumrichter erzeugten Rechteckspannungen existieren nur die Fundamentalschwingung und weitere Oberschwingungen mit einem Vielfachen der Grundfrequenz, wobei alle über unterschiedliche Beträge verfügen.

In [GON2005] wird eine Vorgehensweise beschrieben, die zur Berechnung der Störung auf eine symmetrische Schnittstelle mit mehreren geschirmten Adern zunächst lediglich eine Anordnung mit einem geschirmten Leiter untersucht. Daraufhin wird der in (2.6.2) beschriebene Ansatz der Unsymmetriedämpfung verwendet, um die Gegentaktstörung zu berechnen, die sich tatsächlich auf das Signal auswirkt. Dieser Ansatz ist für das entwickelte Modell gewählt worden.

3.2 Partielle Induktivitäten

Selbst- und Gegeninduktivitäten beziehen sich nach der vorangegangenen Definition auf eine bzw. zwei ganze Schleifen. Es muss also der ganze Stromkreis einschließlich des Rückleiters betrachtet werden. Die Induktivität wird hierbei über ein einzelnes zusammengefasstes Bauteil dargestellt, obwohl diese eigentlich über die Leiter der Schleife verteilt ist. Um die Darstellung zu optimieren, ist die Verteilung der Induktivitäten eines Kreises auf seine einzelnen Leiter oftmals sinnvoll, sodass jeder Leiter über sogenannte partielle Induktivitäten verfügt, die wiederum untereinander über Gegeninduktivitäten verknüpft sind.

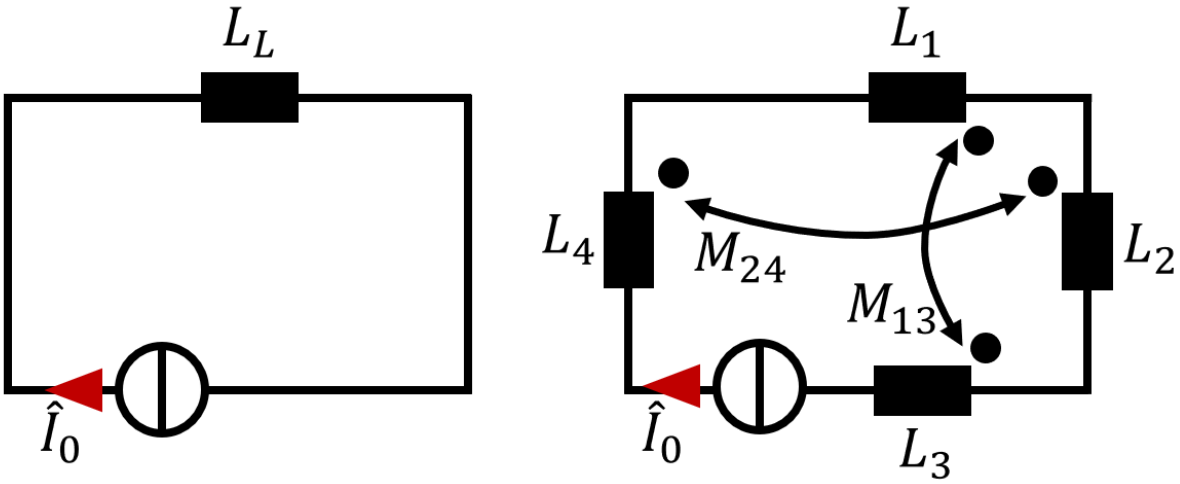

Abbildung 3.1: zusammengefasste Selbstinduktivität (links), partielle Induktivitäten (rechts)

Die linke Darstellung in Abbildung 3.1 ist nach [GRO2004] auch immer über die rechte Darstellung beschreibbar.

Zur Veranschaulichung gehen wir von einer rechteckigen Schleife mit Länge $l = 10\,m$ und Höhe $h = 0{,}2\,m$ aus. Da $l \gg h$ ist, kann der Einfluss von L_2 und L_4 vernachlässigt werden. Der Leiterradius beträgt $r = 2{,}35\,mm$. Zur Berechnung der Selbstinduktivität dieser Schleife betrachten wir, welchen magnetischen Fluss der Strom in dieser durch sie selbst verursacht. Für diesen Aufbau gilt nach [PAU2006]:

$$\Phi = \frac{\mu_0 I}{\pi} * l * ln\left(\frac{h}{r}\right) \tag{3.2.1}$$

Daraus ergibt sich die Selbstinduktivität der betrachteten Schleife mit:

$$L_L = \frac{\mu_0}{\pi} * l * ln\left(\frac{h}{r}\right) = 17{,}78\ \mu H \tag{3.2.2}$$

Diese Größe kann auch ausgedrückt werden, indem wir zunächst jedem über die Länge l parallelen Leiter eine partielle Induktivität zuweisen. Diese berechnet sich mit [GRO2004]:

$$L_1 = L_3 = \frac{\mu_0}{2\pi} * l * \left[ln\left(\frac{2l}{r}\right) - 1\right] = 16{,}1\ \mu H \tag{3.2.3}$$

Hier gilt die Annahme, dass die Ströme auf der Oberfläche des Leiters fließen, da die Frequenz gegen Unendlich geht. Die inneren Induktivitäten sind also vernachlässigt worden.

Wegen der Übereinstimmung der Leiterradien sowie der Längen verfügen beide Leiter demnach über die gleiche Induktivität. Als nächstes wird die Gegeninduktivität bestimmt, welche beide verbindet:

$$M_{13} = \frac{\mu_0}{2\pi} * l * \left[ln\left(\frac{2l}{h}\right) - 1 \right] = 7{,}21\ \mu H \tag{3.2.4}$$

(3.2.4) gilt nur, wenn die Länge der Schleife sehr viel größer als deren Höhe ist.

Die Spannung an jeder einzelnen dieser partiellen Induktivitäten ergibt sich aus:

$$U_1 = U_3 = j\omega L_1 * \hat{I}_0 - j\omega M_{13} * \hat{I}_0 = j\omega \hat{I}_0 * (L_1 - M_{13}) \tag{3.2.5}$$

Die Gesamtspannung über den Induktivitäten wäre dann:

$$U_{ges} = j\omega \hat{I}_0 * 2 * (L_1 - M_{13}) \tag{3.2.6}$$

Die zusammengefasste Selbstinduktivität der Schleife ist also:

$$L_L = 2 * \left(L_p - M_{13}\right) = 2 * (16{,}1\ \mu H - 7{,}21\ \mu H) = 17{,}78\ \mu H \tag{3.2.7}$$

Die hier berechnete Selbstinduktivität deckt sich mit dem in (3.2.2) ermittelten Wert, weshalb beide Wege die Situation richtig darstellen.

Da die Kabelradien von Hin- und Rückleiter nicht immer gleich sind, ist L_1 auch nicht immer gleich L_3. Wenn zudem noch alle Leiter der Schleife berücksichtigt werden, gilt allgemeiner:

$$L_L = L_1 + L_2 + L_3 + L_4 - 2 * M_{13} - 2 * M_{24} \tag{3.2.8}$$

3.2.1 Darstellung in PSpice

Die im vorherigen Kapitel aufgezeigten Beziehungen lassen sich auch in PSpice darstellen. Das Modell in Abbildung 3.2 veranschaulicht dies in einem weiteren Beispiel. Beide Kreise führen wieder den gleichen Strom.

Der Kopplungsfaktor KSA stellt die Gegeninduktivität zwischen zwei Induktivitäten dar und ergibt sich aus:

$$K = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 * L_2}} \tag{3.2.9}$$

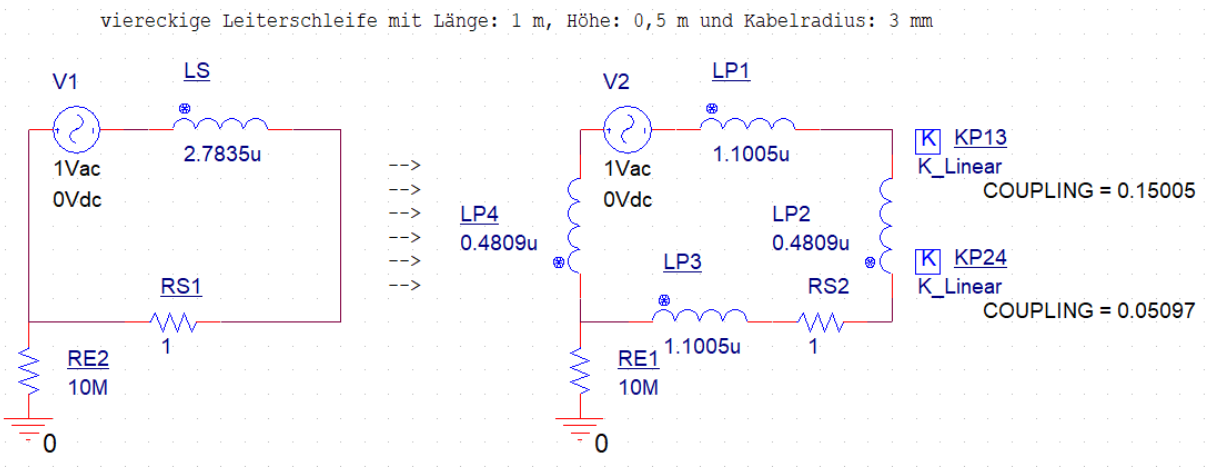

Abbildung 3.2: Darstellung von Abbildung 3.1 in PSpice

3.3 Nicht weiterverfolgte Verfahren

Die Software SPICE ist zur Simulation von Schaltungen gedacht, welche einzelne Bauteile beinhalten, weshalb der „Lumped-Circuit"-Ansatz zur Erstellung von Modellen nahe liegt. Diese haben den Vorteil, dass sie übersichtlich und unkompliziert sind. Diesem Ansatz folgt das in dieser Arbeit erstellte Modell. Weitere Arbeiten hierzu sind [ART2019], [CAN2012].

Für sehr hohe Frequenzen ist der o.g. Ansatz nicht mehr sinnvoll, da zu viele zusammengefasste Bauteile benötigt werden. In den meisten Arbeiten zu diesem Thema wird deshalb ein anderer Ansatz gewählt, welcher unabhängig von der Frequenz funktioniert, aber mathematisch anspruchsvoll ist [JIA2012][TOS2006], [HAS2016], [CAN2004]. Dieser basiert auf der Wellenleiterkopplung nach 2.4.4. SPICE verfügt über ein Bauteil für eine Transmission-Line mit zwei Leitern. Um eine Drei-Leiter-Transmission-Line darzustellen, muss eine Entkopplung der Drei-Leiter-Transmission-Line-Gleichungen nach [PAU1996] erfolgen, damit man jene mit zwei Zwei-Leiter-Transmission-Lines darstellen kann.

Auf diesen Ansatz wird in der vorliegenden Arbeit nicht weiter eingegangen, da die Beschreibung über zusammengefasste Bauteile für den hier gewählten Frequenzbereich ausreichend ist.

3.4 Berücksichtigung der induktiven und galvanischen Kopplung

Im Folgenden wird die Funktion der aktiven Schirmwirkung anhand einer Modelldarstellung genauer erläutert. Im ersten Schritt werden Effekte der kapazitiven Kopplung komplett vernachlässigt. Abbildung 3.3 zeigt den Aufbau aus Abbildung 2.19 als Schaltung. Zusätzlich ist noch ein Störer ergänzt worden. Da Abbildung 3.3 parallel verlaufende Leiter darstellt, sind alle partiellen Induktivitäten (L_G, L_R, L_S und L_P) über Gegeninduktivitäten gekoppelt (induktive Kopplung). Aus Platzgründen ist aber auf das Einzeichnen von diesen verzichtet worden. Die Gegeninduktivität zwischen L_S und L_P wird im Folgenden z.B. M_{PS} genannt.

Hierbei wird angenommen, dass die Länge des Schirmkreises deutlich größer ist als seine Höhe, sodass die Impedanz der Leiter zwischen Schirm und Ausgleichsleiter vernachlässigbar ist.

Der Störer führt einen Strom $\hat{I}_G$ und induziert auf Innenleiter, Schirm und Ausgleichsleiter eine Spannung $\hat{I}_G * j\omega M$, welche abhängig von der jeweiligen Gegeninduktivität ist. Dies führt zu einem Stromfluss $\hat{I}_S$ durch Schirm und Ausgleichsleiter. Der Stromfluss durch den Innenleiter wird vernachlässigt, da dieser wegen den Abschlussimpedanzen $\hat{Z}_{NE}$ und $\hat{Z}_{FE}$ im Vergleich zum Rest der Schaltung hochimpedant ist. $\hat{Z}_{NE}$ und $\hat{Z}_{FE}$ sind gleich groß, weshalb über jeder Abschlussimpedanz die Hälfte der Störspannung $\widehat{U}_{Stör}$ abfällt. Wenn das Kabel mehrere Innenleiter hätte, wäre $\widehat{U}_{Stör}$ eine Gleichtaktspannung, die jede Ader gleich betreffen würde.

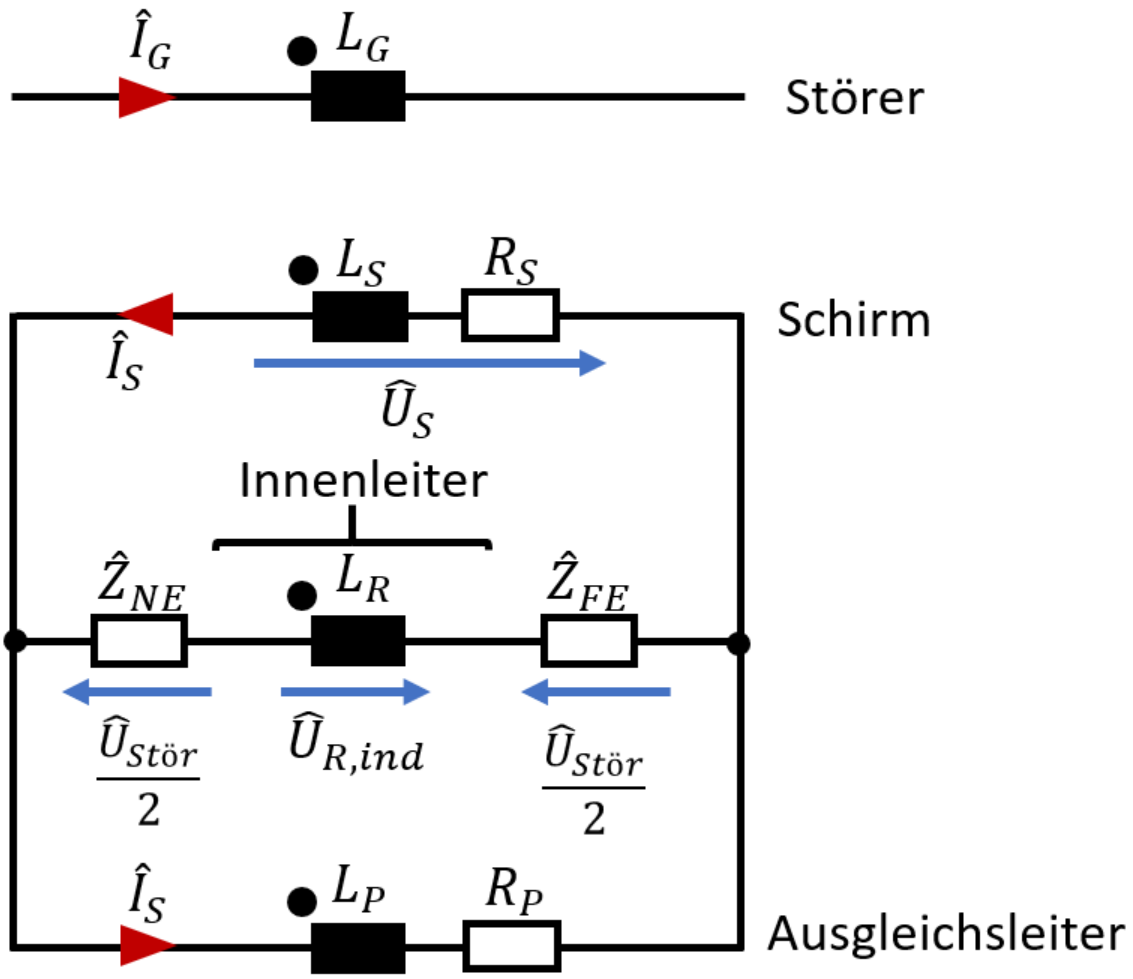

Abbildung 3.3: Modelldarstellung für Untersuchung der induktiven Kopplung

Wenn wir die Masche zwischen Schirm und Innenleiter verfolgen, ergibt sich für $\hat{U}_{Stör}$:

$$\hat{U}_{Stör} = \hat{U}_{R,ind} - \hat{U}_S \tag{3.4.1}$$

Hierbei werden die Spannung über dem Schirm $\hat{U}_S$ und die im Innenleiter induzierte Spannung $\hat{U}_{R,ind}$ berechnet mit:

$$\hat{U}_S = \hat{I}_G * j\omega M_{GS} - \hat{I}_S * (R_S + j\omega L_S - j\omega M_{PS}) \tag{3.4.2}$$

$$\hat{U}_{R,ind} = \hat{I}_G * j\omega M_{GR} - \hat{I}_S * (j\omega M_{RS} - j\omega M_{PR}) \tag{3.4.3}$$

Da sich der Innenleiter im Schirm befindet und über dessen Länge verläuft, hat der Störer immer den gleichen Abstand zum Schirm wie zum Innenleiter. Das gleiche gilt für den Abstand des Ausgleichsleiters zu Schirm und Innenleiter. Daher ist $M_{GR} = M_{GS}$ und $M_{PR} = M_{PS}$. Des Weiteren muss $L_S = M_{RS}$ sein [JUM2017].

Nach dem Einsetzen dieser Bedingungen ergibt sich für $\hat{U}_{Stör}$:

$$\hat{U}_{Stör} = \hat{I}_S * R_S \tag{3.4.4}$$

Dieses Ergebnis entspricht dem in (2.8.3) erwähnten Ansatz der Transferimpedanz. Es ist sofort erkennbar, dass $\widehat{U}_{Stör}$ proportional zur betrachteten Kabellänge sein muss, da R_S auch proportional zur Länge des Schirms ist. Wenn wir für unseren betrachteten Frequenzbereich R_S als frequenzunabhängig annehmen, ist der Verlauf der Störspannung also nur noch von $\hat{I}_S$ abhängig.

$\hat{I}_S$ berechnet sich mit der vom Störer in den Schirmkreis induzierten Spannung und der Impedanz des Schirmkreises:

$$\hat{I}_S = \hat{I}_G * \frac{j\omega M_{GS} - j\omega M_{GP}}{R_S + R_P + j\omega L_{S,L}} = \hat{I}_G * \frac{j\omega M_{GS} - j\omega M_{GP}}{R_S + R_P + j\omega(L_S + L_P - 2M_{PS})} \tag{3.4.5}$$

Ab der sog. Bruchfrequenz des Schirms beginnt der induktive Teil $L_{S,L}$ der Impedanz im Nenner von (3.4.5) zu überwiegen:

$$f_B = \frac{R_S + R_P}{2\pi L_{S,L}} = \frac{R_S + R_P}{2\pi(L_S + L_P - 2M_{PS})} \tag{3.4.6}$$

Dann ist der Schirmstrom nicht mehr frequenzabhängig:

$$\hat{I}_S = \hat{I}_G * \frac{M_{GS} - M_{GP}}{L_{S,L}} = \hat{I}_G * \frac{M_{GS} - M_{GP}}{L_S + L_P - 2M_{PS}} \tag{3.4.7}$$

Aus Abbildung 2.19 ergibt sich folgende Bedingung für die Aufhebung des einfallenden Feldes:

$$\widehat{\Phi}_{Stör} = \widehat{\Phi}_S \tag{3.4.8}$$

$$\hat{I}_G * (M_{GS} - M_{GP}) = \hat{I}_S * (L_S + L_P - 2M_{PS}) \tag{3.4.9}$$

Wenn wir (3.4.9) nach $\hat{I}_S$ umstellen, erhalten wir (3.4.7). Diese Gleichung beschreibt somit den Schirmstrom, der benötigt wird, um das einfallende Feld aufzuheben.

Wenn der Störer direkt am Schirm liegt, ist $M_{GS} - M_{GP} \approx L_S + L_P - 2M_{PS}$. Das würde dazu führen, dass der Schirmstrom so groß ist wie der Generatorstrom, wenn die Bruchfrequenz erreicht wird. Dieser hohe Schirmstrom ist aber erforderlich, um einen hohen magnetischen Störfluss auszugleichen.

So lässt sich darüber hinaus zeigen, wie sich eine hochohmige oder sogar einseitige Schirmauflage auf die Störspannung auswirkt. Wenn auf mindestens einer Seite eine schlechte Verbindung zwischen Schirm und Gehäuse besteht, wird der Schirm sehr hochohmig, R_S wird demnach sehr groß. In diesem Fall berechnet sich der Schirmstrom näherungsweise mit:

$$\hat{I}_S = \hat{I}_G * \frac{j\omega(M_{GS} - M_{GP})}{R_S} \tag{3.4.10}$$

Das bedeutet für die Störspannung:

$$\widehat{U}_{Stör} = \hat{I}_S * R_S = \hat{I}_G * j\omega(M_{GS} - M_{GP}) \tag{3.4.11}$$

Die Störspannung steigt also weiterhin mit der Frequenz und hängt nur noch von der durch den Generatorstrom im Empfänger induzierten Spannung ab.

3.5 Berücksichtigung der kapazitiven Kopplung

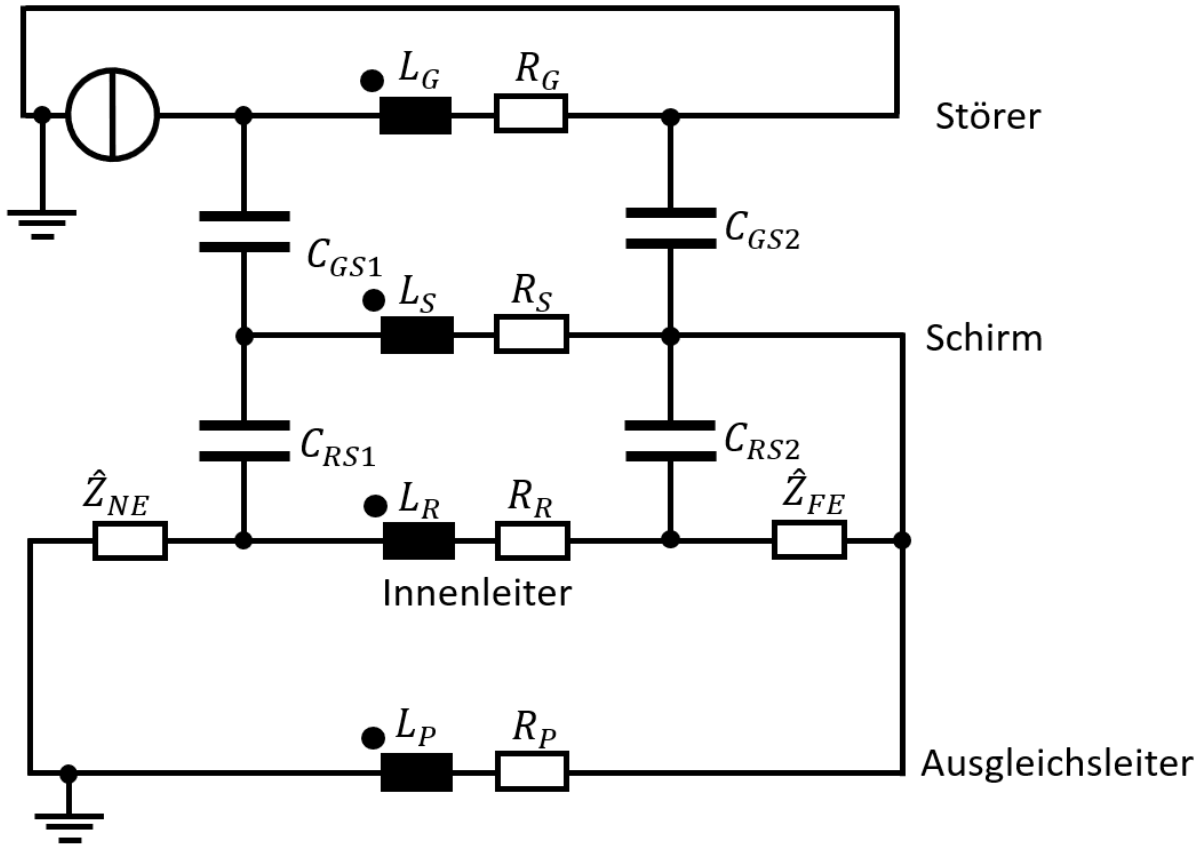

Abbildung 3.4: Einseitige Auflage des Schirmes am Far-End

Abbildung 3.4 stellt zusätzlich die Kapazitäten C_{RS} und C_{GS} dar, welche sich zwischen Störer, Schirm und Innenleiter bilden. Sie sind nach „Lumped-Circuit“-Modell als PI-Segment aufgeteilt [PAU2006] worden. Die Kapazität zwischen Schirm und Ausgleichsleiter ist in diesem Fall wirkungslos, da diese immer von dem niederimpedanten Ausgleichsleiter überbrückt sein wird. Außerdem ist die Kapazität zwischen Störer und Ausgleichsleiter vernachlässigt worden, da diese im Normalfall keine Störung verursacht. Die kapazitive Kopplung wirkt sich wie in Abbildung 2.4 gezeigt aus.

3.6 Grenzen des Modells

Damit die aktive Schirmwirkung greift, muss für den Schirmstrom (3.3.7) gelten.

Wenn diese Bedingung nicht erfüllt ist, deutet dieser Umstand darauf hin, dass das einfallende Feld nicht vollständig aufgehoben worden ist. Die Störspannung sollte also in diesem Fall groß sein. Um das zu überprüfen, erhöhen wir den Widerstand des Ausgleichsleiters R_S so weit, dass (3.5.1) für $\hat{I}_S$ nicht mehr erfüllt ist:

$$\hat{I}_S = \hat{I}_G * \frac{j\omega(M_{GS} - M_{GP})}{R_P} \tag{3.6.1}$$

Da aber $\widehat{U}_{Stör}$ nach diesem Modell immer proportional zu $\hat{I}_S$ ist, wird sie beliebig klein:

$$\widehat{U}_{Stör} = -\hat{I}_S * R_S = -\hat{I}_G * R_S * \frac{j\omega(M_{GS} - M_{GP})}{R_P} \tag{3.6.2}$$

$\widehat{U}_{Stör}$ wäre also beliebig klein, obwohl kein ausreichender Fluss von $\hat{I}_S$ möglich ist, da die Bruchfrequenz des Schirmes nicht erreicht wird und deshalb das einfallende Feld nicht aufgehoben wird. In diesem Fall deckt sich das Modell definitiv nicht mit der Realität.

Dieses Problem wird ebenso in Abbildung 3.3 erkennbar: Wenn aufgrund eines hohen Widerstandes R_S oder sogar des Fehlens eines Ausgleichsleiters kein Schirmstrom fließt, wird auf Schirm und Innenleiter die gleiche Spannung induziert. Da diese über die Impedanzen $\hat{Z}_{NE}$ und $\hat{Z}_{FE}$ galvanisch verbunden sind, heben sich bei einem Maschendurchlauf zwischen Schirm und Innenleiter die beiden induzierten Spannungen auf. Somit fällt keine Spannung mehr über $\hat{Z}_{NE}$ und $\hat{Z}_{FE}$ ab.

Es lässt sich zusammenfassen, dass die Aussagekraft des Modells für einen hochimpedanten Ausgleichsleiter nicht gegeben ist.

Des Weiteren ist die Transferimpedanz $\hat{Z}_T$, die nach (2.8.3) proportional zu $\widehat{U}_{Stör}$ ist, nach diesem Modell immer gleichzusetzen mit dem Gleichstromwiderstand des Schirms R_S. Die induktive Kopplung des Schirmstroms $\hat{I}_S$ durch Löcher im Schirm wird also nicht berücksichtigt. Diese Gegebenheit beschränkt den Frequenzbereich, in dem das Modell alle wichtigen Effekte berücksichtigt, auf $f < 100\ kHz$.

4 Validierung des Modells

Das vorgestellte Modell wird im Folgenden mit Messergebnissen eines Versuchaufbaus aus [PAU2006] verglichen. Ein Generatorkabel verläuft parallel zu einem geschirmten Empfängerkabel, beide stehen, wie in Abbildung 4.1 und Abbildung 4.2 gezeigt, auf einer metallischen, leitenden Erdungsfläche, welche den Rückleiter für beide Kreise darstellt. Die Spannungsquelle U_0 treibt einen frequenzveränderlichen Strom ($100\ Hz \leq f \leq 100\ MHz$) über das Generatorkabel. Die Störspannung $\widehat{U}_{NE}$ wird abhängig von der Frequenz am Widerstand R_{NE} gemessen und zur Spannung $\widehat{U}_0$ ins Verhältnis gesetzt. Für die eingezeichneten Widerstände gilt $R_L = R_{NE} = R_{FE} = R$, wobei zwei verschiedene Fälle untersucht werden: $R = 50\ \Omega$ und $R = 1000\ \Omega$.

Der Aufbau hat eine Länge $l = 3{,}6576\ m$. Da die Länge $\lambda/10$ nicht überschritten werden darf und das Modell nur über ein Segment verfügt, ist die höchste korrekt simulierbare Frequenz $c/(l * 10) = 6{,}56\ MHz$.

[PAU2006] stellt die Werte der Koppelparameter zu Verfügung, wobei Selbst- und Gegeninduktivitäten zusammengefasst und nicht partiell dargestellt sind. Das Modell in Abbildung 4.3 lässt sich direkt mit PSpice aus diesen gegebenen Parametern erstellen. Es befindet sich im Anhang unter „Modell_val_1“.

Da sich aus den bereits bekannten zusammengefassten Induktivitäten die Werte der partiellen Induktivitäten bestimmen lassen, ist der Aufbau ebenso auf die von mir gewählte Darstellung wie in Abbildung 4.4 übertragbar. Dieses Modell ist im Anhang unter „Modell_val_2“ zu finden. Die Ergebnisse der Modelle in Abbildung 4.3 und Abbildung 4.4 sind fast gleichwertig, unterscheiden sich jedoch ab ca. $3\ MHz$, wobei das einfachere Modell aus Abbildung 4.3 hierbei eine größere Übereinstimmung mit den Messergebnissen aufweist. Die Störspannung beginnt ab $3\ MHz$ wieder abzufallen, da der Strom im Generatorkreis wegen der steigenden Impedanz seiner Induktivität zu sinken beginnt. Aufgrund der mangelnden Darstellung dieser Induktivität L_G für das Modell in Abbildung 4.4 ergibt sich dabei eine Abweichung. Deshalb ist für sämtliche Vergleiche mit der Messung die Darstellung mit zusammengefassten Induktivitäten gewählt worden.

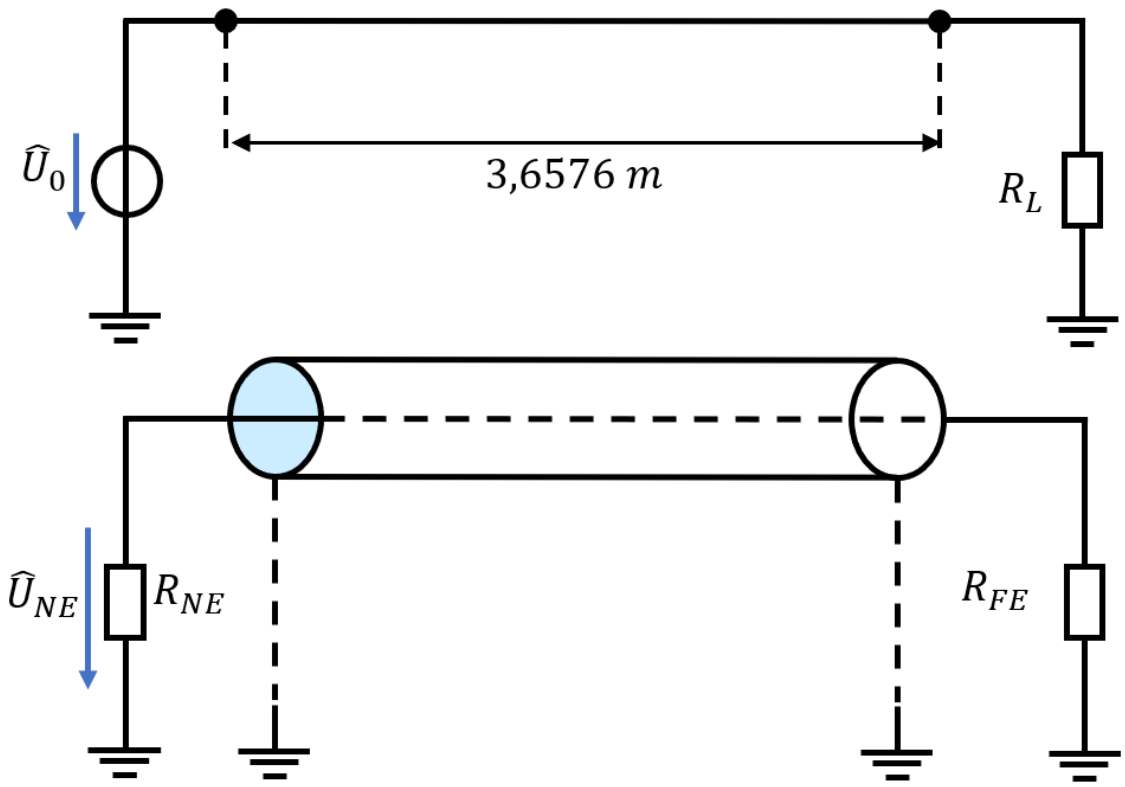

Abbildung 4.1: seitliche Ansicht des Versuchsaufbaus aus [PAU2006]

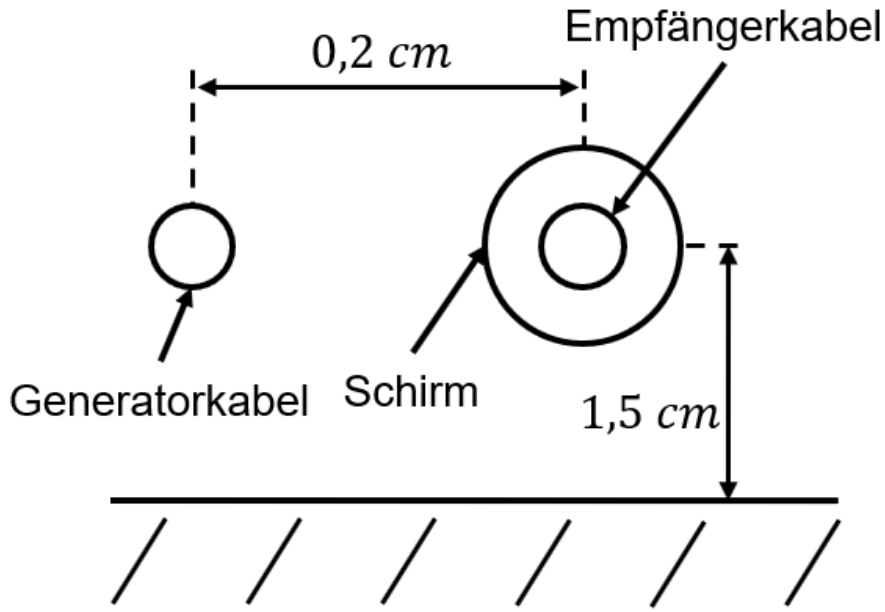

Abbildung 4.2: Querschnitt des Versuchsaufbaus aus [PAU2006]

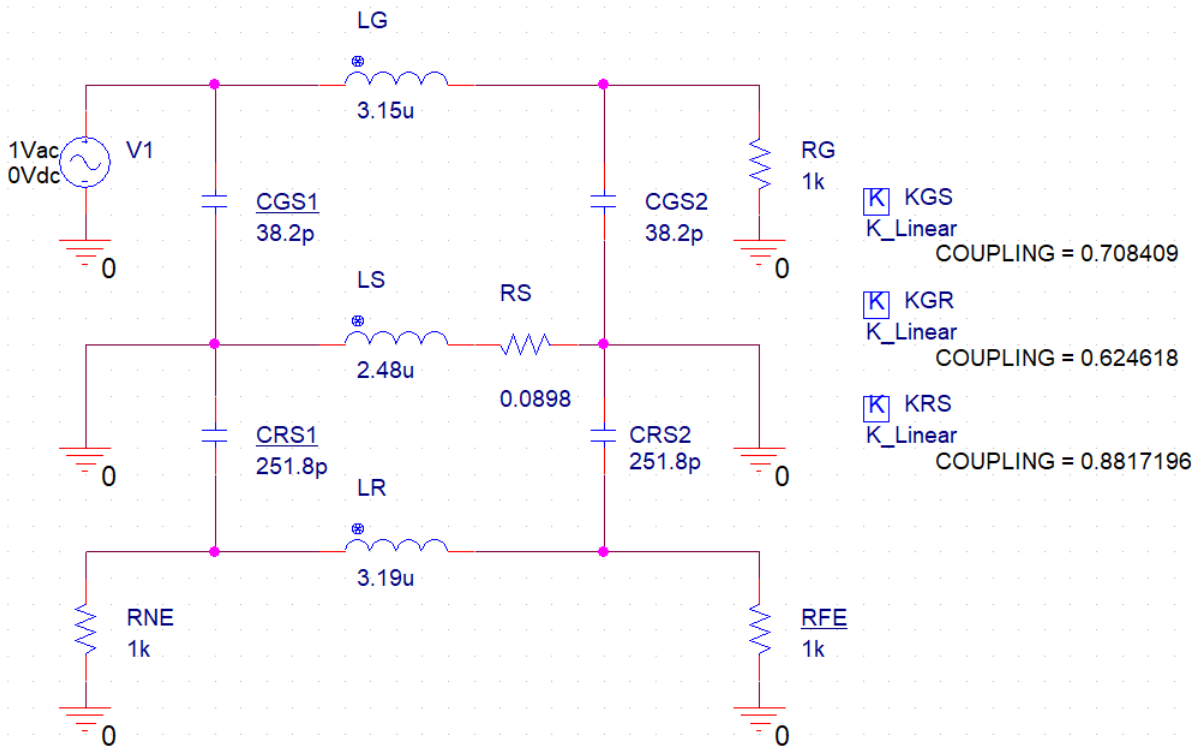

Abbildung 4.3: Modell mit zusammengefassten Induktivitäten, $R = 1\ k\Omega$

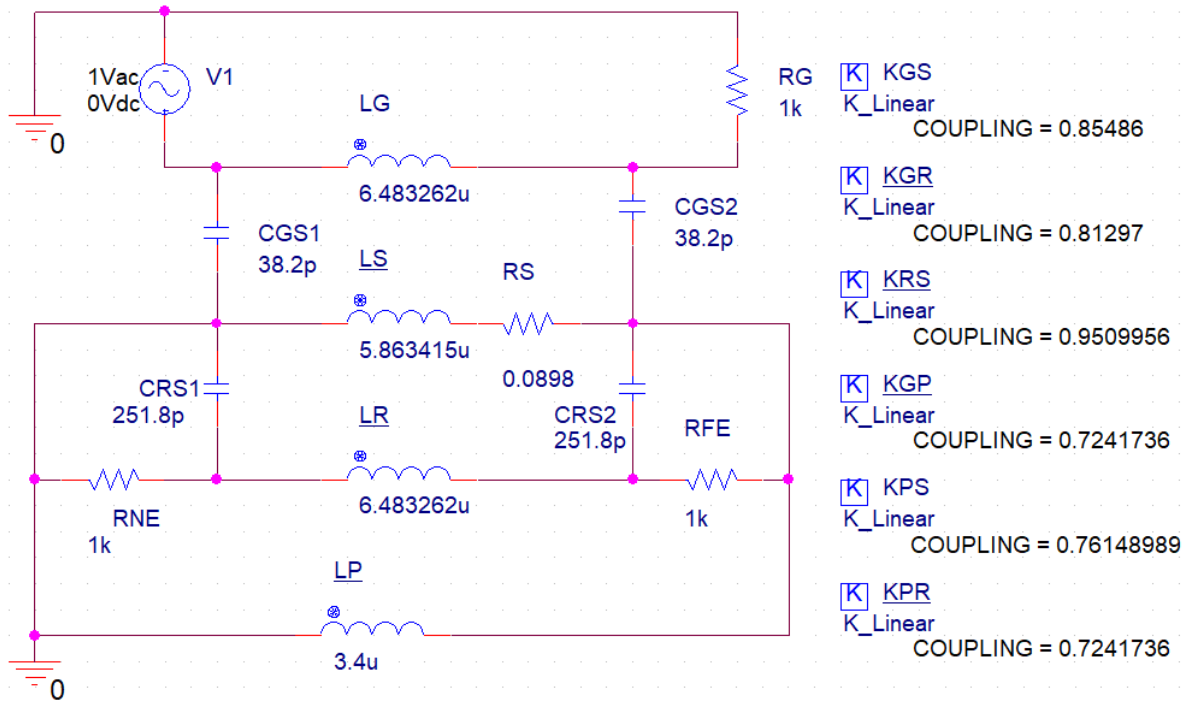

Abbildung 4.4: Modell mit partiellen Induktivitäten, $R = 1\ k\Omega$

Die Ergebnisse der Simulation sind in Abbildung 4.5 und Abbildung 4.6 dargestellt, während die in [PAU2006] gegebenen Messergebnisse in Abbildung 4.7 und Abbildung 4.8 veranschaulicht werden. Sie zeigen in den meisten Fällen eine sehr gute Übereinstimmung.

Für den Fall $R = 50\ \Omega\ (= R_L = R_{NE} = R_{FE})$ ist die induktive Kopplung entscheidend, da das System niederimpedant ist. Da die kapazitive Kopplung nur einen sehr geringen Einfluss auf die Messung hat, ist kein sichtbarer Unterschied zwischen $\widehat{U}_{NE}$ bei einseitig aufgelegtem oder nicht aufgelegtem Schirm zu erkennen.

Für den Fall $R = 1000\ \Omega$ ist die Störspannung deutlich niedriger, weil die kapazitive Kopplung, welche den größten Teil der Störung in einem hochimpedanten System ausmacht, hierbei durch den an mindestens einer Seite aufgelegten Schirm zum großen Teil aufgehoben wird. Der Generatorstrom ist kleiner als im ersten Fall, weshalb die induktive Kopplung auch deutlich kleiner ausfällt. Die Auswirkung der Induktivität des Generatorkreises auf seine Impedanz ist dabei vernachlässigbar gering, sodass der Generatorstrom auch in höheren Frequenzbereichen konstant bleibt.
Der Effekt der kapazitiven Kopplung kommt ebenfalls bei der einseitigen Schirmauflage zum Tragen. Hier ergibt sich ein Unterschied zwischen der Spannung über $\widehat{U}_{NE}$ und $\widehat{U}_{FE}$, da der kapazitive Störanteil, welcher vom Schirm auf den Innenleiter über C_{RS} übertragen wird, abhängig von der Seite ist, an der der Schirm aufgelegt worden ist. Der kapazitiv eingekoppelte Anteil der Störung hebt sich mit dem induktiven Anteil am aufgelegten Ende auf, während er sich am nicht aufgelegten Ende addiert.

Es ist eine Abweichung zwischen Simulations- und Messergebnissen im beidseitig aufgelegten Fall für $R = 1\ k\Omega$ zu erkennen. Aufgrund der Aufhebung der kapazitiven Kopplung durch den Schirm verursacht in diesem Fall lediglich die induktive Kopplung eine Störung, welche durch die beidseitige Auflage stark gedämpft ist. Dadurch wird der Effekt einer weiteren Störung erkennbar. Der in der Quelle beschriebene Messaufbau verwendet einen Schirm, welcher den Innenleiter nicht über die gesamte Länge umgibt, sodass an beiden Seiten offene Enden von jeweils $0{,}5\ cm$ vorhanden sind. Diese sind der Grund, warum die Störspannung in der Messung (Abbildung 4.8) ab ca. $100\ kHz$ zunimmt. Die offenen Enden werden in Abbildung 4.7 und Abbildung 4.8 "Pigtails" genannt. Diese Definition des Wortes „Pigtail“ darf nicht mit der in der vorliegenden Arbeit verwendeten Definition verwechselt werden. Nach unserer Definition beschreibt das Wort „Pigtail“ einen Kabelschwanz, über den der Schirm aufgelegt ist.

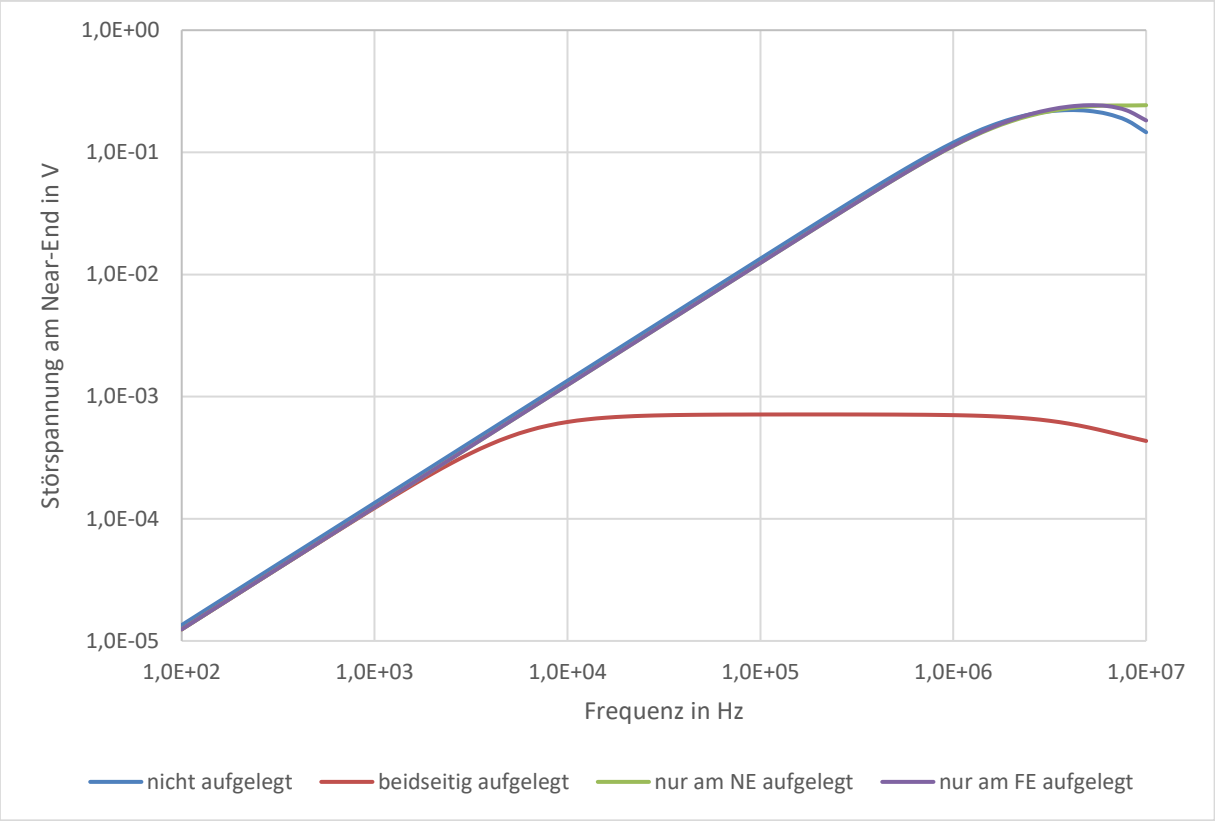

Abbildung 4.5: Simulationsergebnisse für $R = 50\ \Omega$

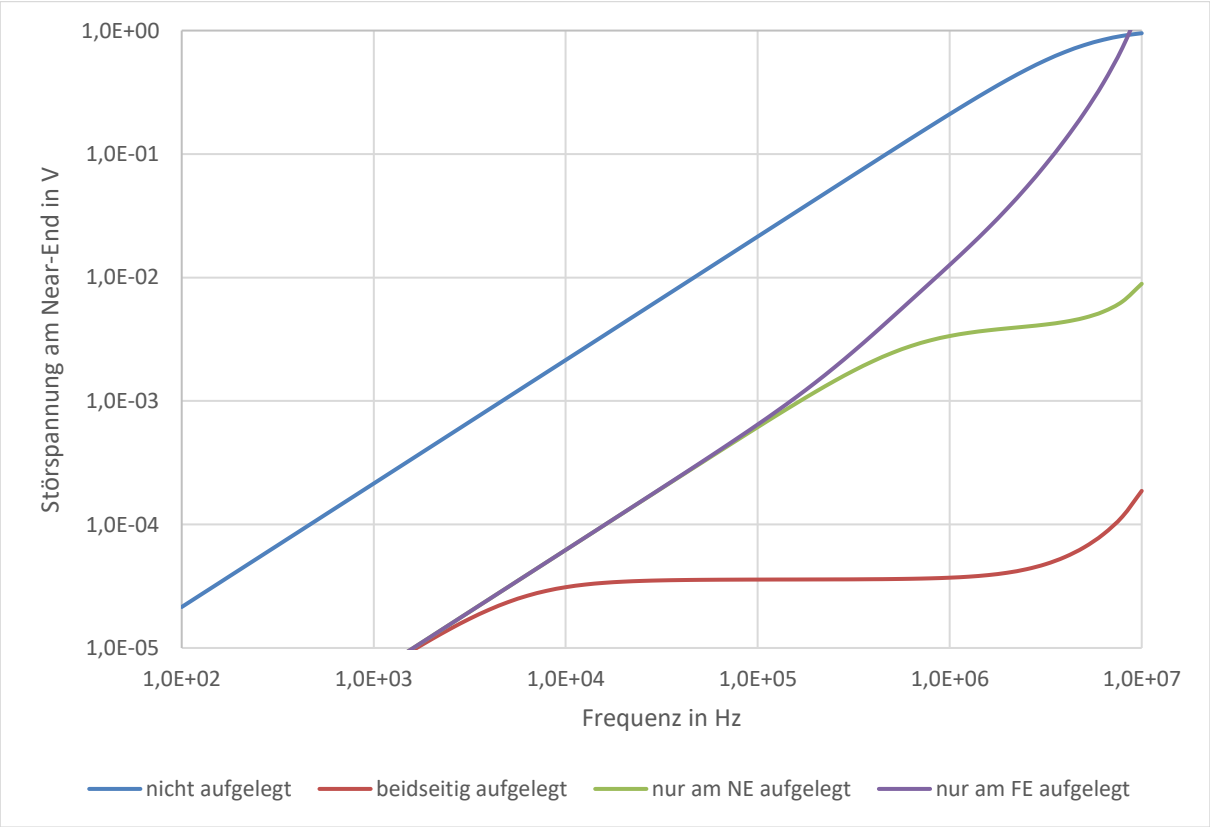

Abbildung 4.6: Simulationsergebnisse für $R = 1\ k\Omega$

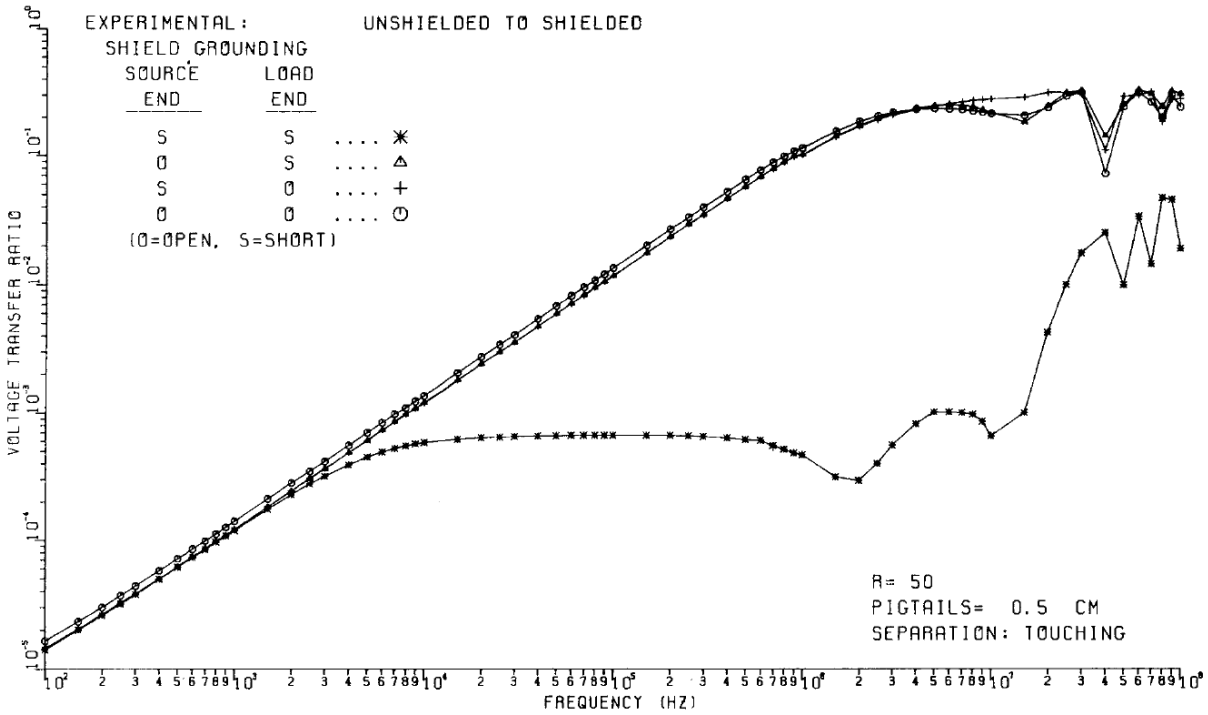

Abbildung 4.7: Messergebnisse für $R = 50\ \Omega$, Bild: [PAU2006]

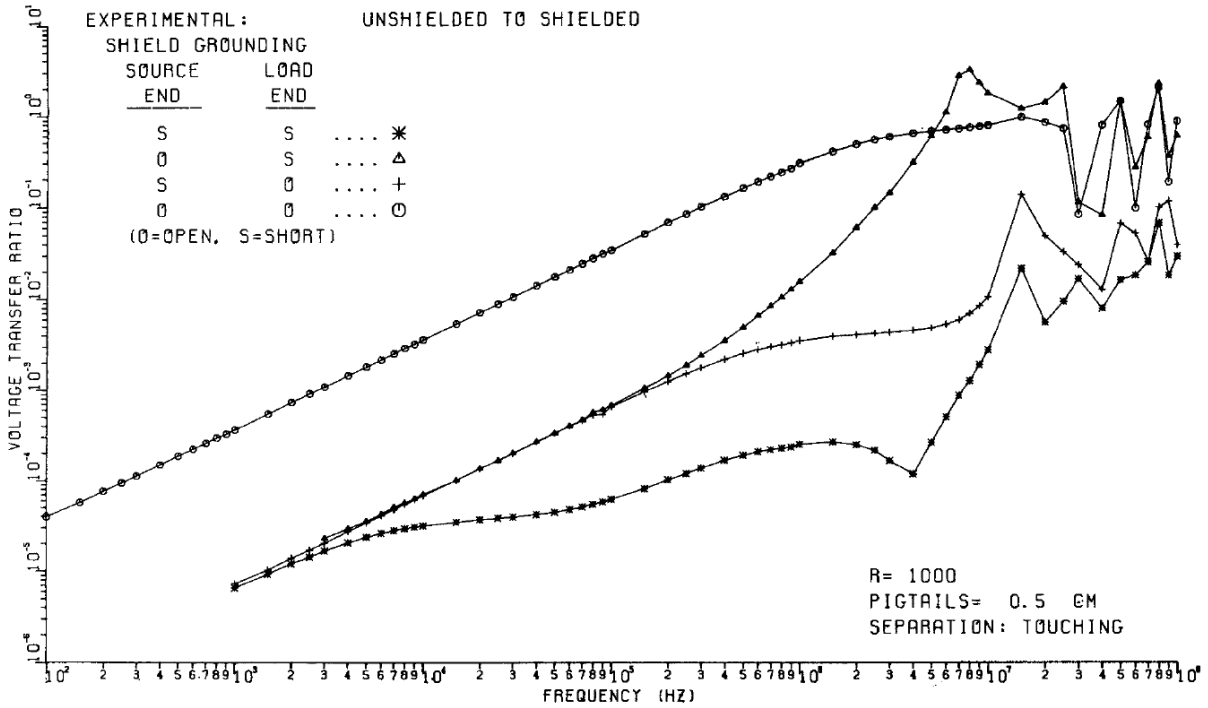

Abbildung 4.8: Messergebnisse für $R = 1\ k\Omega$, Bild: [PAU2006]

5 Eigene Simulation

Im Folgenden werden die im vorigen erarbeiteten Modelldarstellungen in der Schaltungssimulationssoftware PSpice aufgebaut und getestet. Dazu werden zuerst die für die Simulation benötigten Bauteil-Parameter hergeleitet. Dann erfolgt eine Untersuchung verschiedener Situationen, auf die das erstellte Modell angewendet werden kann. Die PSpice-Files sind im Anhang unter „Simulationsmodelle“ zu finden.

5.1 Bestimmung der Kabelparameter

Die Arbeitsmappe „Use-Case_Parameter“ ist in Excel erstellt worden. Sie ermöglicht über die in diesem Abschnitt beschriebenen Formeln eine schnelle Kalkulation der hier berechneten Parameter und ist im Anhang zu finden.

Der simulierte Aufbau ist in Abbildung 5.1 und Abbildung 5.2 dargestellt. Ein Störer, der einen Wechselstrom mit einem konstanten Betrag $I_G = 1\ A$ führt, läuft über die Strecke l parallel zu einem geschirmten Empfängerkabel und Ausgleichsleiter. Der Innenleiter des Empfängerkabels ist über die Impedanzen $\hat{Z}_{NE} = R_{NE} + j\omega C_{NE} = 75\ \Omega + j\omega * 1{,}5\ nF = \hat{Z}_{FE}$ mit dem Ausgleichsleiter verbunden.

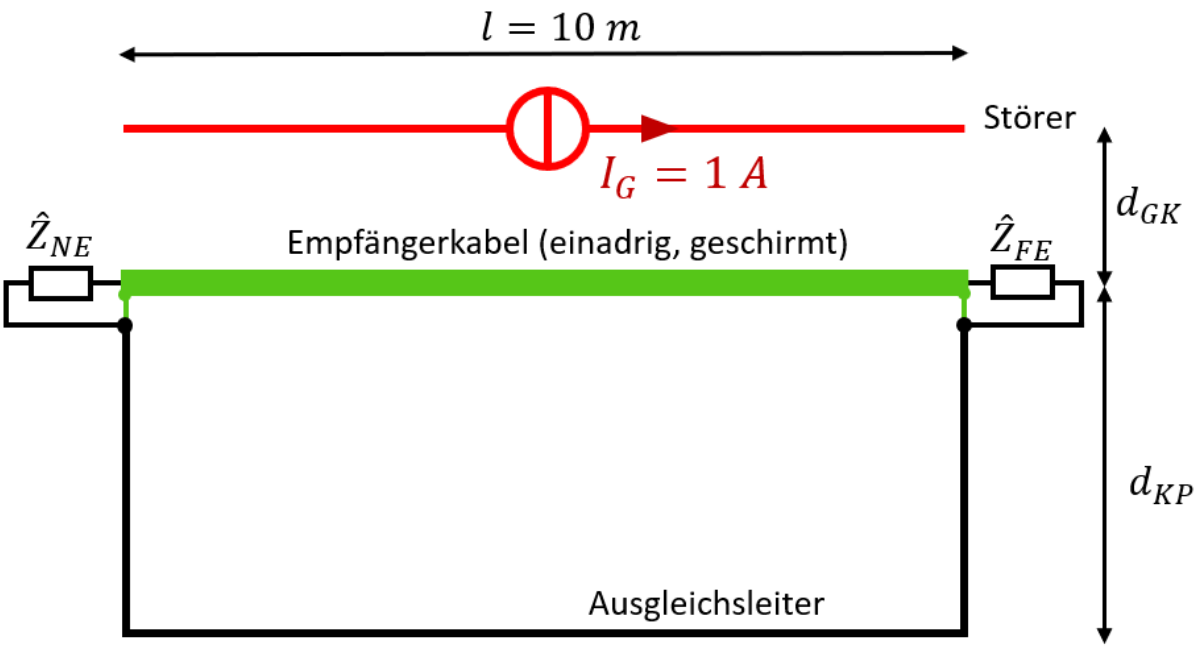

Abbildung 5.1: simulierter Aufbau (Sicht von oben), beidseitige flächige Schirmauflage

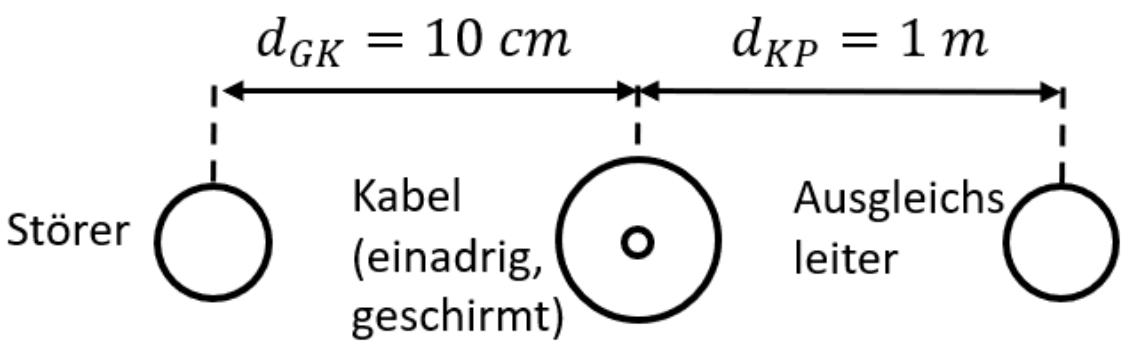

Abbildung 5.2: simulierter Aufbau (Querschnitt)

Tabelle 5.1: Querschnitt und Radius der verwendeten Kabel

Leiter	**Kabelquerschnitt in mm^2**	**Kabelradius in mm**
Störer	$A_G = 4\ mm^2$	$r_G = 1{,}284\ mm$
Ausgleichsleiter	$A_P = 4\ mm^2$	$r_P = 1{,}284\ mm$
Schirm	$A_S = 11{,}946\ mm^2$	$r_S = 1{,}95\ mm$
Innenleiter	$A_S = 0{,}3217\ mm^2$	$r_R = 0{,}32\ mm$

Die Größenparameter für Schirm und Innenleiter in Tabelle 5.1 stammen aus einem Datenblatt für das zugehörige PROFINET-Kabel.

Widerstände, Selbst- und Gegeninduktivitäten und Streukapazitäten können mathematisch berechnet, simuliert oder gemessen werden. In dieser Arbeit wird nur auf die mathematische Berechnung eingegangen.

Die partiellen Selbst- und Gegeninduktivitäten werden berechnet nach [GRO2004]:

$$L_G = L_P = \frac{\mu_0}{2\pi} * l * \left[ln\left(\frac{2 * l}{r_G}\right) - 1 \right] = 17{,}565\ \mu H \tag{5.1.1}$$

$$M_{GS} = \frac{\mu_0}{2\pi} * l * \left[ln\left(\frac{l}{d_{GS}} + \sqrt{1 + \frac{l^2}{{d_{GS}}^2}} \right) - \sqrt{1 + \frac{{d_{GS}}^2}{l^2}} + \frac{d_{GS}}{l} \right] = 8{,}6166\ \mu H \tag{5.1.2}$$

Berechnung der ohmschen Widerstände:

$$R_G = \rho * \frac{l}{A_G} = 42{,}5\ m\Omega \tag{5.1.3}$$

Die vereinfachte Formel zur Berechnung der Gegeninduktivitäten (3.2.4) gilt nur, wenn die Leiterlänge l deutlich größer als der Leiterabstand d_{KP} zwischen ihnen ist. d_{KP} wird in einer

folgenden Simulationsreihe stufenweise vergrößert, weshalb sein Abstand relevant ist und die genauere Formel (5.1.2) benötigt wird.

Da dieser Abstand d_{KP} nicht mehr zu vernachlässigen ist, muss die Impedanz von der Kabelstrecke zwischen Empfängerkabel und Ausgleichsleiter ebenfalls berücksichtigt werden. Daher werden ebenso für diese Leiter Induktivitäten (L_{PL}, L_{PR}, M_P) und Widerstände (R_{PL}, R_{PR}) ergänzt.

Die zusammengefasste Induktivität $L_{S,L}$ des Schirmkreises berechnet sich nach (3.2.8) mit:

$$L_{S,L} = L_S + L_P + L_{PL} + L_{PR} - 2 * M_{PS} - 2 * M_P = 28{,}235\ \mu H \tag{5.1.4}$$

Berechnung der Streukapazität zwischen Störer und Schirm [PAU2006]:

$$C_{GS} = \frac{2\pi\varepsilon_0}{ln(s^2/r_G r_S)} = 66{,}06\ pF \tag{5.1.5}$$

Der Widerstand des Schirmes $R_S = 81{,}51\ m\Omega$ und die Streukapazität zwischen Schirm und Ader $C_{RS} = 873\ nF$ sind nicht berechnet, sondern gemessen (Messung_Leoni im Anhang) worden.

Wenn wir davon ausgehen, dass der Schirm zu einem Pig-Tail mit Länge $l = 5\ cm$ und Radius $r = 0{,}5\ mm$ (Querschnitt $A = 0,785\ mm^2$) verdreht wird, lässt sich Induktivität und Widerstand annähern mit:

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} * l * \left[ln\left(\frac{2 * l}{r}\right) - 1 \right] = 42{,}98\ nH \tag{5.1.6}$$

$$R = \rho * \frac{l}{A} = 1{,}082\ m\Omega \tag{5.1.7}$$

5.2 Auswertung verschiedener Anwendungsfälle

Im Folgenden werden Anwendungsbeispiele gezeigt, welche die bisher beschriebenen Prinzipien verdeutlichen sollen. Sämtliche Simulationsergebnisse befinden sich in Tabellenform im Anhang. Die Ergebnisse zeigen die Störspannung am Near-End U_{NE} über den gewählten Frequenzbereich. U_{NE} ist der Effektivwert der Gleichtaktstörung zwischen Kabel und Gehäuse, es muss also noch der Ansatz der Unsymmetriedämpfung nach (2.6.2) verwendet werden, um die Gegentaktstörung zwischen den Adern zu bestimmen.

5.2.1 Auswirkung des Schirmauflageverfahrens auf aktive Schirmwirkung

Der Aufbau aus Abbildung 5.1 wird mit den in Kapitel 5.1 vorgestellten Parametern simuliert. Abbildung 5.3 zeigt das verwendete PSpice-Modell bei beidseitiger flächiger Schirmauflage, wobei die Koppelfaktoren aus Platzgründen nicht dargestellt worden sind. Störkreis und Schirmkreis sind jeweils an einer Stelle geerdet. Der im Schirmkreis eingekoppelte Strom entsteht somit durch induktive und kapazitive Kopplung mit dem Störkreis. Das vollständige Modell ist im Anhang unter „Modell_1“ zu finden. Der Widerstand RRE wird von PSpice benötigt und erfüllt keinen anderen Zweck. Im Gegensatz zu Abbildung 3.4 ist hier auch die Impedanz der Leiter über die Strecke d_{KP} berücksichtigt (LPR, RPR, LPL, RPL).

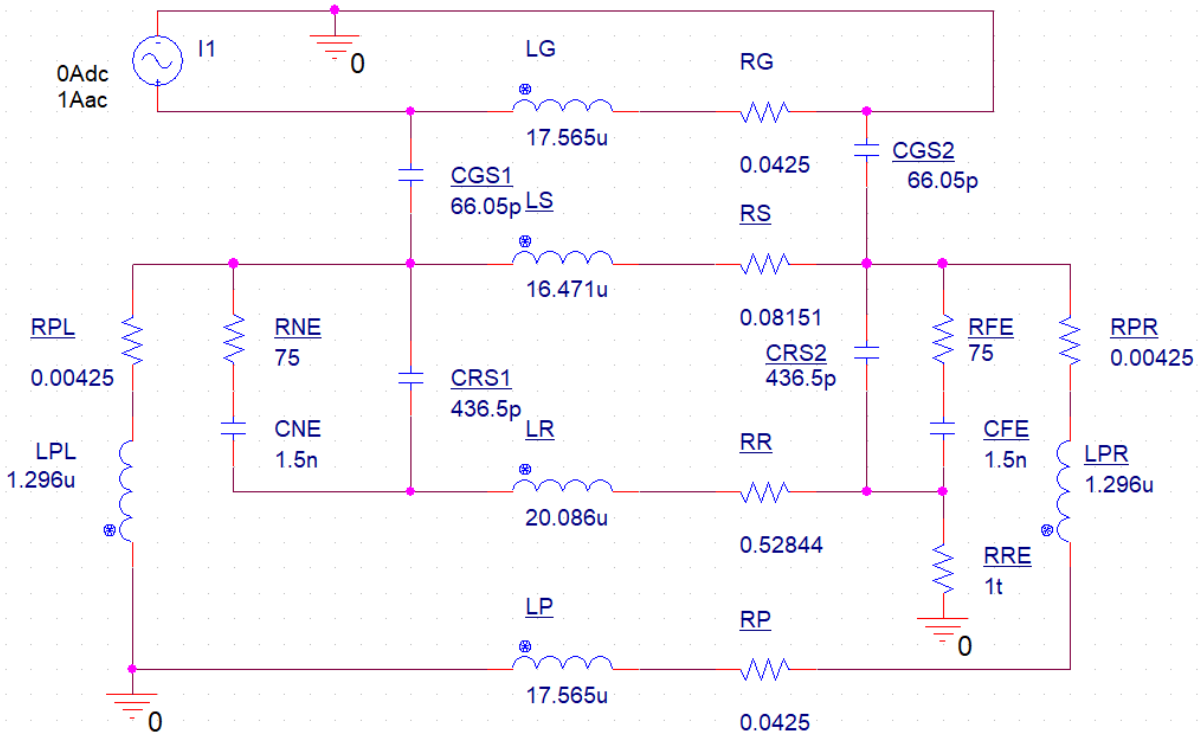

Abbildung 5.3: Simulationsmodell zur Untersuchung des Schirmauflageverfahrens

Im Folgenden werden verschiedene Schirmauflageverfahren untersucht.

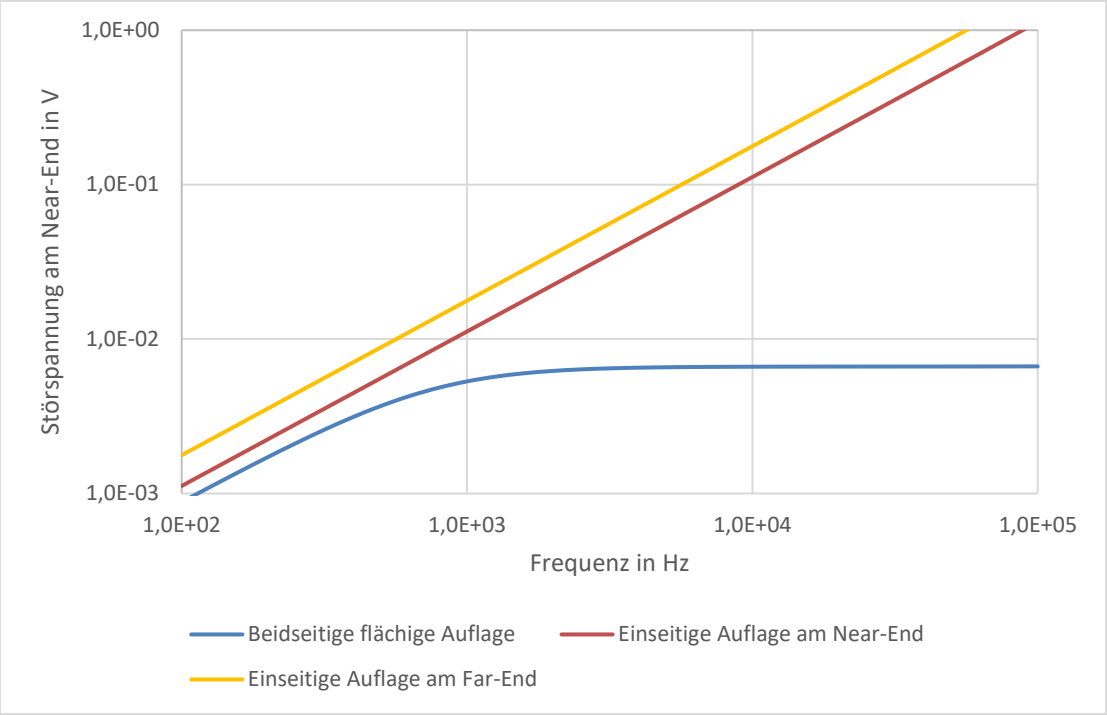

Abbildung 5.4: Simulationsergebnisse für ein- und beidseitige Schirmauflage

Für den Fall der beidseitigen flächigen Auflage (Abbildung 5.4) steigt die Störspannung nur bis zur Bruchfrequenz, welche sich nach (3.4.6) mit $f_B = 814\ Hz$ bestimmen lässt. Bei einseitiger Auflage ist $\widehat{U}_{NE}$ größer, wenn der Schirm am Far-End aufgelegt ist, da der kapazitiv von Schirm auf Innenleiter eingekoppelte Störstrom an der aufgelegten Seite den induktiv verursachten Teil der Störspannung $\widehat{U}_{NE}$ senkt, während er diesen auf der nicht aufgelegten Seite verstärkt. Es wird klar, dass dieser Effekt auftreten muss, wenn man die Richtungen der eingekoppelten Störspannungen für die kapazitive (Abbildung 2.4) und induktive Kopplung (Abbildung 3.3) betrachtet.

Der Verlauf $\widehat{U}_{NE}$ in beiden einseitig aufgelegten Fällen in Abbildung 5.4 unterscheidet sich von den Messergebnissen des zur Validierung verwendeten Aufbaus in Abbildung 4.8. Dies ist darauf zurückzuführen, dass der kapazitiv eingekoppelte Störfluss vom Schirm auf den Innenleiter proportional zu f^2 steigt. Über einem ohmschen Widerstand wäre also auch die durch diesen Strom verursachte Spannung proportional zu f^2. Da $\hat{Z}_{NE}$ in Abbildung 5.3 aber zum wesentlichen Teil durch die Kapazität C_{NE} beeinflusst ist, ist $\widehat{U}_{NE}$ aber nur proportional zu f.

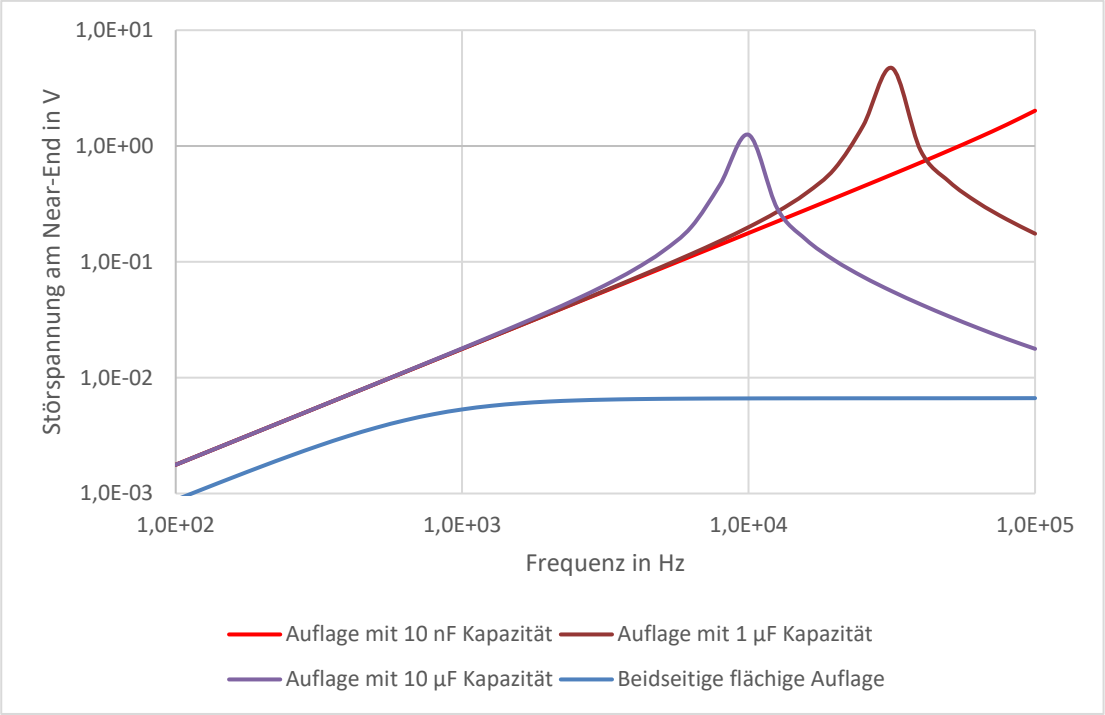

Abbildung 5.5: beidseitige Auflage mit verschiedenen Kapazitäten am Near End

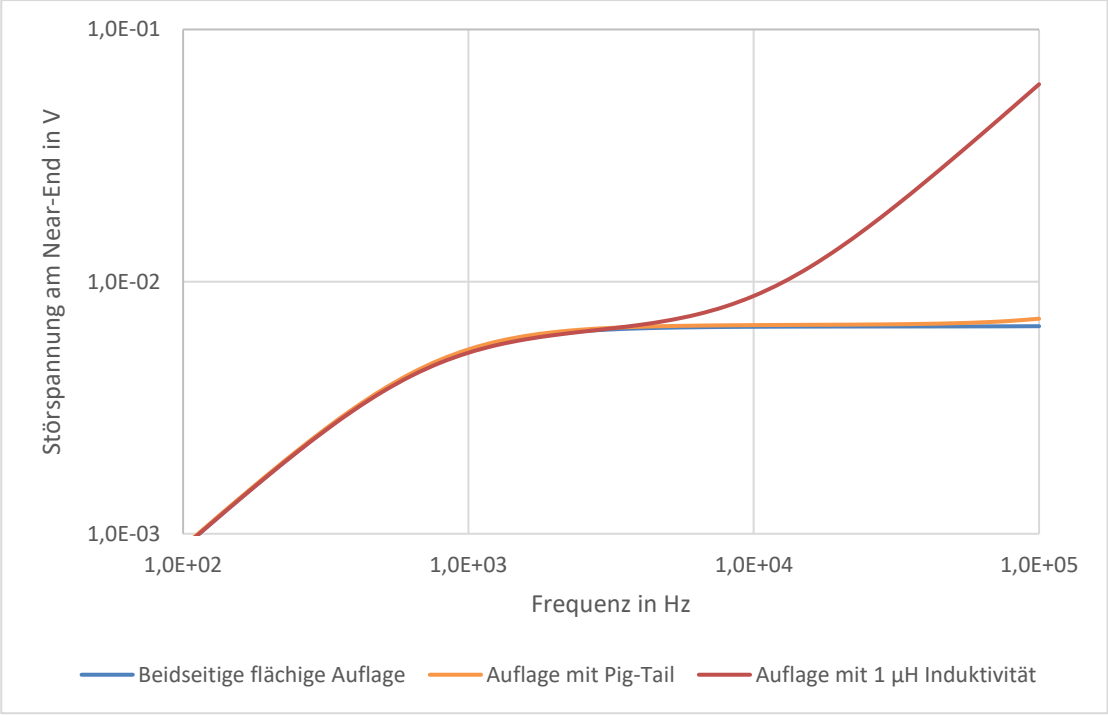

Abbildung 5.6: beidseitige Auflage mit Pig-Tail am Near End

Abbildung 5.5 zeigt die Auswirkung einer Auflage über verschiedene Kapazitäten auf die Schirmwirkung. Der Kondensator vergrößert die Bruchfrequenz deutlich, da seine Impedanz erst bei hohen Frequenzen kleiner als der induktive Teil (5.1.4) der Schirmkreisimpedanz wird. Sobald diese Voraussetzung erfüllt ist, kann ein Schirmstrom fließen, der ausreichend groß ist, um das einfallende Feld aufzuheben.

Des Weiteren wird der Schirmkreis durch Einsatz eines Erdungskondensators C_{Erd} zu einem Schwingkreis, wobei seine Eigenfrequenz f_0 berechnet wird mit:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_{S,L} * C_{Erd}}} \tag{5.2.1}$$

Wenn wir die Dämpfung des Schwingkreises, also den Widerstand des Schirmkreises, vernachlässigen, liegt die Resonanzfrequenz bei f_0. Hier ergibt sich ein Maximum in der Störspannung. f_0 lässt sich für die drei betrachteten Fälle nach (5.2.1) bestimmen:

Tabelle 5.2: Eigenfrequenz des Schwingkreises bei verschiedenen Kapazitäten

Erdungskapazität C_{Erd}	**Eigenfrequenz f_0**
$10\ \mu F$	$9472\ Hz$
$1\ \mu F$	$29952\ Hz$
$10\ nF$	$299520\ Hz$

In Abbildung 5.6 wird die beidseitige flächige Schirmauflage mit der beidseitigen Auflage verglichen, welche am Near-End den zuvor berechneten Pig-Tail oder eine deutlich größere Induktivität verwendet. Wenn der Schirm über eine Induktivität aufgelegt wird, steigt $\widehat{U}_{NE}$ mit der Frequenz, da die Spannung über dem gesamten Schirm ($\widehat{U}_S$ in Abbildung 3.3) ebenfalls wegen seiner erhöhten Gesamtimpedanz steigt. Dieser Effekt ist bei der Auflage über eine Induktivität von $1\ \mu H$ gut erkennbar. Der zuvor berechnete Pig-Tail hat aber selbst bei größeren betrachteten Frequenzen einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Gesamtimpedanz des Schirms, weshalb sich $\widehat{U}_{NE}$ in diesem Fall nicht nennenswert verändert.

5.2.2 Weitere Untersuchungen zur aktiven Schirmwirkung

Veränderung des Abstands zwischen Schirm und Ausgleichsleiter

In diesem Beispiel wird die Fläche des Schirmkreises vergrößert, indem der Aufbau aus Abbildung 5.1 für verschiedene Abstände d_{KP} simuliert wird: $0{,}1\ m$, $1\ m$, $5\ m$ und $10\ m$.

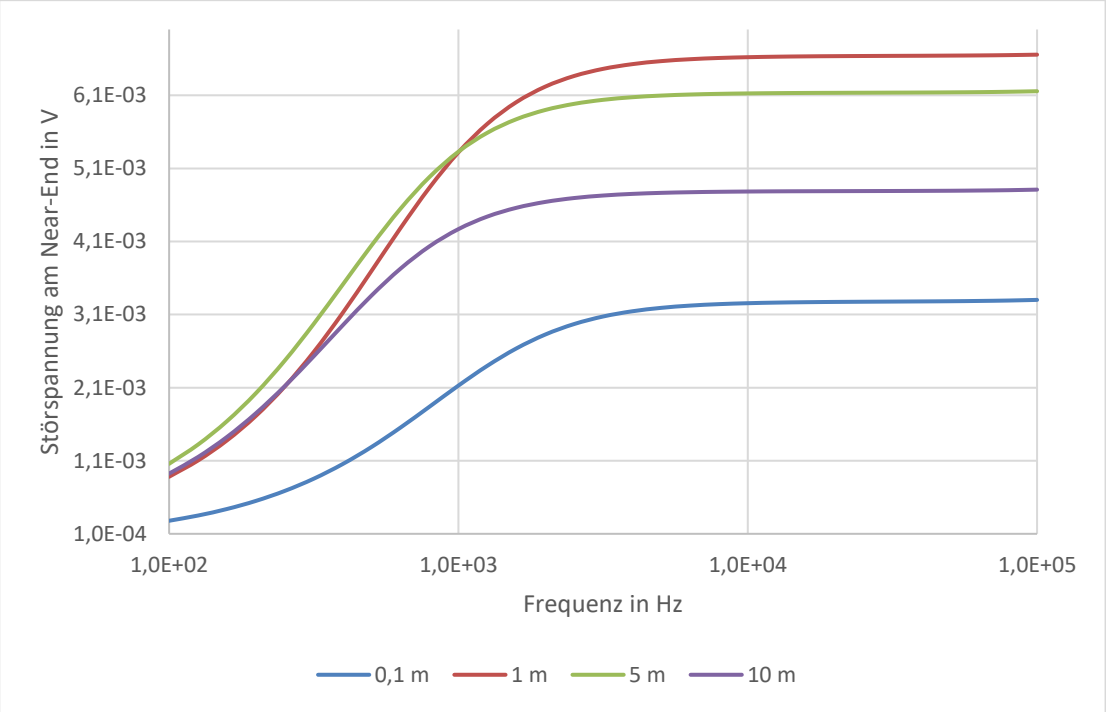

Abbildung 5.7: Störspannung bei unterschiedlichen Abständen des Ausgleichsleiters

Da in diesem Beispiel d_{KP} im Vergleich zur Länge nicht mehr vernachlässigt werden kann, muss zur Berechnung des Schirmstroms in (3.3.5) und der sich entsprechend (3.3.4) zu diesem proportional verhaltenden Störspannung zudem die Impedanz der seitlichen Leiter ergänzt werden (LPL, RPL, LPR und RPR in Abbildung 5.3). Entscheidend für die Größe des Schirmstroms ist die vom Störer im Schirmkreis induzierte Spannung und die Impedanz des Schirmkreises. Durch die Erhöhung des Abstandes zwischen Schirm und Ausgleichsleiter ist in diesem Beispiel ebenfalls die Distanz zwischen Störer und Ausgleichsleiter um denselben Betrag erhöht worden. Dadurch wächst zwar die Impedanz des Schirmkreises, aber auch die induktive Kopplung zwischen Störer und Schirmkreis. Aufgrund der Beeinflussung mehrerer wichtiger Parameter durch die beschriebene Veränderung ist keine klare Aussage zur Beziehung zwischen der Effizienz der aktiven Schirmwirkung und der Fläche des Schirmkreises zu treffen. In diesem Zusammenhang ist zu beobachten, dass sie Störspannung in Abbildung 5.7 nicht stark mit dem Abstand steigt oder fällt.

Da in allen Fällen die Bruchfrequenz des Schirms erreicht worden ist, wird das einfallende Feld aufgehoben und damit die Störung frequenzunabhängig.

Veränderung des Querschnitts des Ausgleichsleiters

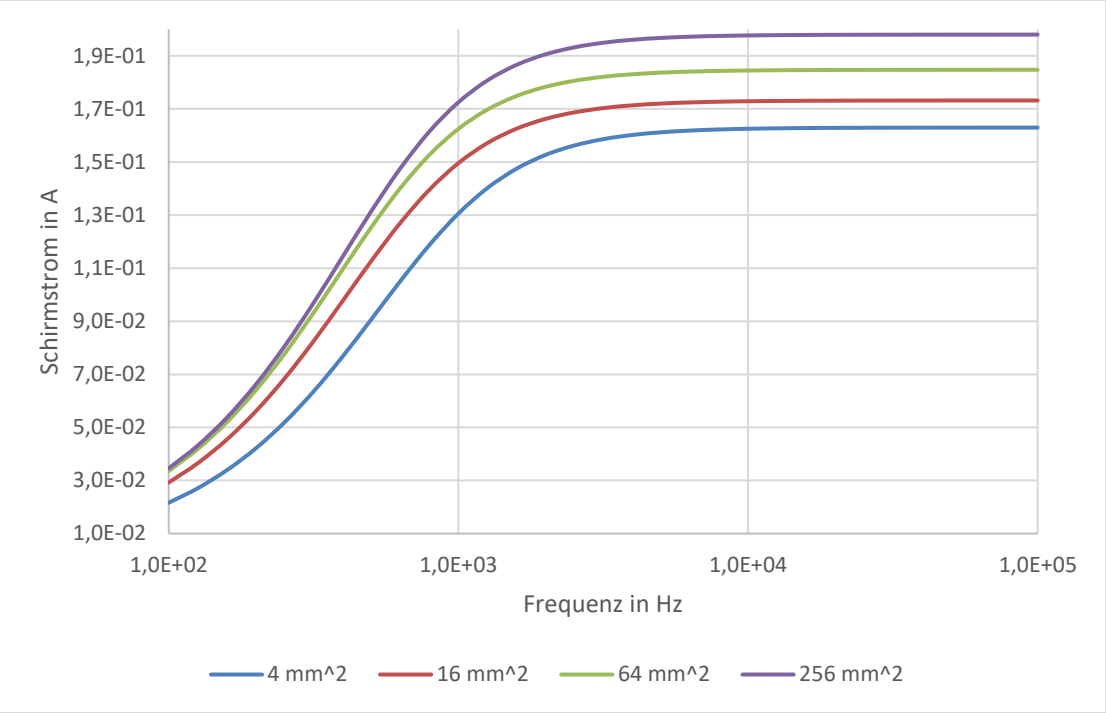

Abbildung 5.8: Störspannung bei unterschiedlichen Querschnitten des Ausgleichsleiters

Eine Veränderung des Querschnitts des Ausgleichsleiters hat in der verwendeten mathematischen Näherung keine Auswirkung auf Gegeninduktivitäten, sondern lediglich auf die Selbstinduktivität und den Widerstand des Schirmkreises. In ihn wird also die gleiche Spannung induziert, während seine Impedanz bei steigendem Querschnitt sinkt. Es folgt ein höherer Schirmstrom. Die Auswirkung ist aber nur minimal, da die Induktivität eines Leiters sich nach (3.2.3) nur wenig mit seinem Radius verändert. Deutlich ausschlaggebender sind dagegen seine Länge oder etwaige Krümmungen und Windungen im Leiter [WHI2016].

5.2.3 Auswirkungen eines Stroms im Ausgleichsleiter

In den Ausgleichsleiter wird ein Strom eingeprägt (Quelle I1 in Abbildung 5.9), wobei der parallele Störleiter ist in diesem Beispiel nicht vorhanden ist. Das vollständige Modell ist im Anhang unter „Modell_2“ zu finden. Darüber hinaus bleibt das Modell unverändert. Abbildung 5.10 zeigt eine vereinfachte Darstellung, welche nur die induktive Kopplung für den beidseitig aufgelegten Fall beachtet. Der Einfluss der kapazitiven Kopplung wird zunächst vernachlässigt. Hier ist die Störspannung zu bestimmen mit:

$$\widehat{U}_{Stör} = \widehat{U}_S - \widehat{U}_{R,ind} \tag{5.2.2}$$

$$\widehat{U}_S = \hat{I}_S * (R_S + j\omega L_S) + \hat{I}_P * j\omega M_{PS} \tag{5.2.3}$$

$$\widehat{U}_{R.ind} = \hat{I}_S * j\omega M_{RS} + \hat{I}_P * j\omega M_{PR} \tag{5.2.4}$$

Es gelten wieder die Annahmen: $M_{RS} = L_S$ und $M_{PS} = M_{PR}$

Die Störspannung errechnet sich für den Fall der beidseitigen Auflage nach:

$$\hat{U}_{Stör} = \hat{I}_S * R_S \tag{5.2.5}$$

Dieses Ergebnis deckt sich erneut mit dem Ansatz der Transferimpedanz aus (2.8.3). Selbst wenn der Ausgleichsleiter wegfällt und $\hat{I}_S = \hat{I}_0$ ist, würde (5.2.5) noch immer gelten.

Wenn der Schirm nur auf einer Seite aufgelegt ist, fließt der gesamte Strom $\hat{I}_0$ durch den Ausgleichsleiter. Nach diesem Modell wird die Störspannung dann angenähert mit:

$$\hat{U}_{Stör} = \hat{I}_P * (R_P + j\omega L_P) - \hat{I}_P * j\omega M_{PR} \tag{5.2.6}$$

$$\hat{U}_{Stör} = \hat{I}_P * \left(R_P + j\omega(L_P - M_{PR})\right) \tag{5.2.7}$$

Für den Fall der einseitigen Schirmauflage steigt die Störspannung demnach weiterhin mit der Frequenz. Dieses Ergebnis ist überraschend, da erwartet worden ist, dass die Störung für diesen Fall durch eine einseitige Schirmauflage gesenkt würde.

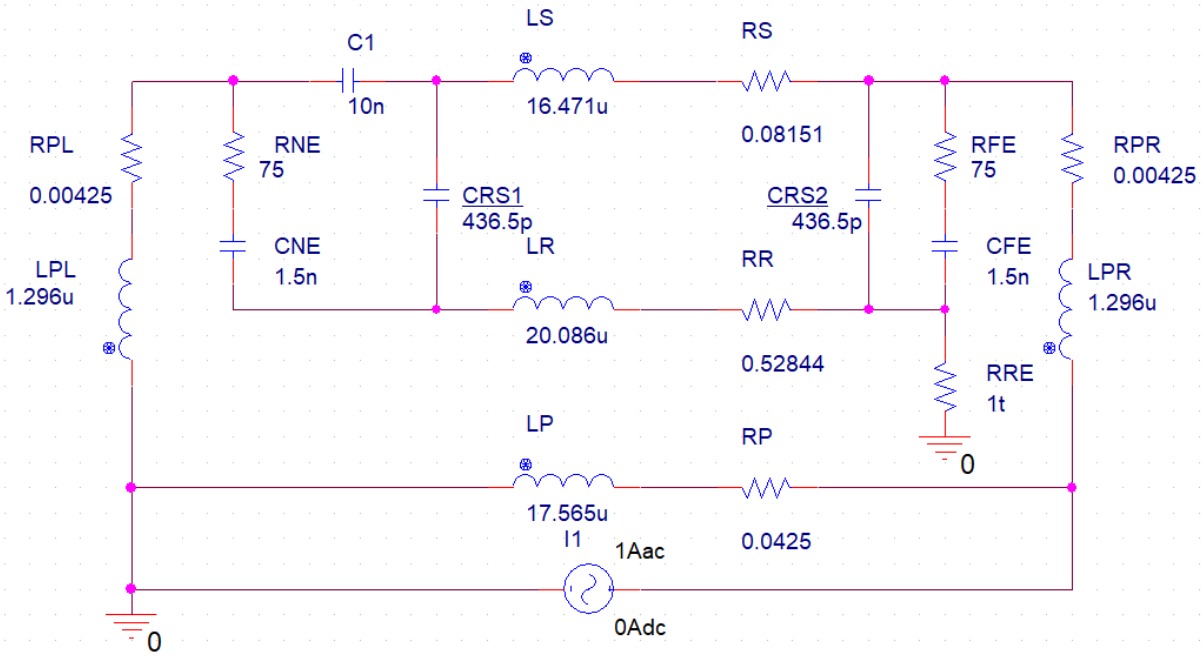

Abbildung 5.9: Simulationsmodell zur Untersuchung des Stromflusses im Ausgleichsleiter

Abbildung 5.11 stellt $\hat{U}_{NE}$ für verschiedene Schirmauflageverfahren dar. Hier ist der Effekt der kapazitiven Kopplung berücksichtigt worden, weshalb sich $\hat{U}_{NE}$ bei einseitiger Auflage am Near-End und Far-End unterscheidet. Es ist außerdem der Fall der beidseitigen Auflage mit einer $10\ nF$ Kapazität am Far-End dargestellt worden. Dieser unterscheidet sich nicht von der einseitigen Auflage am Far-End.

Im Falle der beidseitigen flächigen Auflage verhält sich $\hat{U}_{NE}$ proportional zum Schirmstrom, welcher nach Erreichen der Bruchfrequenz ungefähr so groß wird wie der Strom im Ausgleichsleiter. $\hat{U}_{NE}$ kann über $\hat{U}_{Stör}$ nach (5.2.5) bestimmt werden:

$$\hat{U}_{NE} = \frac{\hat{I}_S * R_S}{2} = \frac{0{,}474\ A * 0{,}08151\ \Omega}{2} = 19{,}3\ mV \tag{5.2.8}$$

Dieser Wert deckt sich mit dem in Abbildung 5.11 dargestellten Ergebnis.

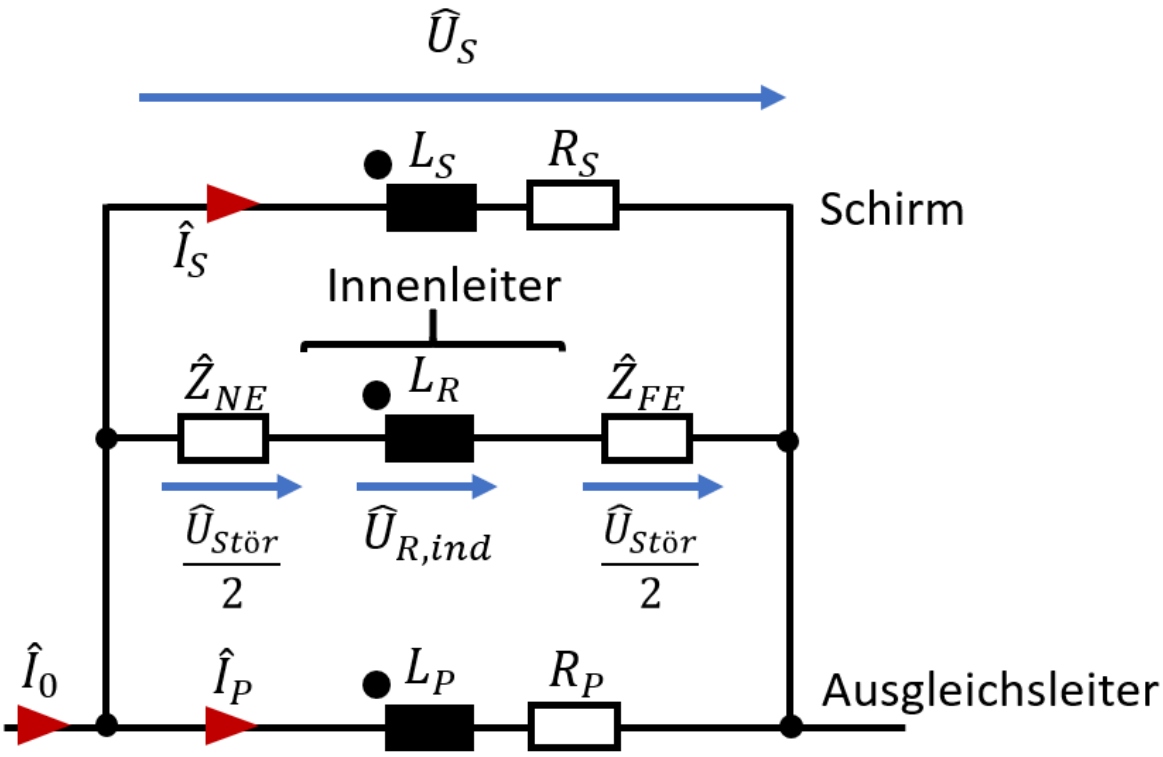

Abbildung 5.10: auf Ausgleichsleiter eingeprägter Strom bei beidseitiger Auflage

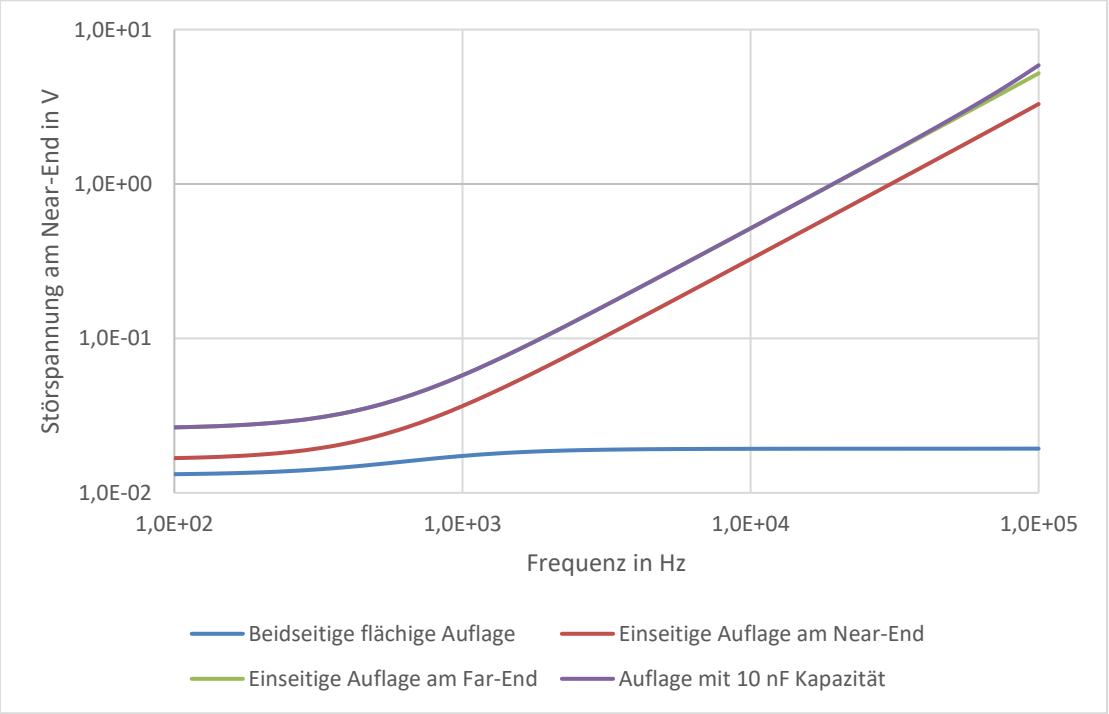

Abbildung 5.11: Störspannung bei Stromfluss im Ausgleichsleiter

6 Messung

Das Störsignal wird ohne ein vorhandenes Nutzsignal eingekoppelt, damit die Messungen einfacher auszuwerten sind. Etwaige Effekte von Nichtlinearitäten, welche bei Überlagerung von Nutz- und Störsignal auftreten, werden vernachlässigt.

Tabelle 6.1: in Versuchen verwendete Geräte, Bauteile und Kabel

Name	Beschreibung	Nummer
Oszilloskop	Rohde & Schwarz digitales Oszilloskop RTE1204	1
Funktionsgenerator	Keysight Funktionsgenerator 33510B	2
Störer	Leiter mit $A = 4\ mm^2$	3
Empfänger	PROFINET-Kabel, nur eine Ader wird verwendet	4
Ausgleichsleiter	Leiter mit $A = 4\ mm^2$	5
$\hat{Z}_{NE}, \hat{Z}_{FE}$	Impedanzen am NE und FE, $R = 75\ \Omega$, $C = 1\ nF$	/
Schirmauflage	FE: flächige Auflage, NE: verschiedene Auflageverfahren möglich	6

Es sind zwei verschiedene Versuchsaufbauten untersucht worden. Die Messungen starten jeweils erst bei $f = 10\ kHz$, da die Genauigkeit des verwendeten Oszilloskops in beiden Fällen nicht ausgereicht hat, um die Störspannung unter dieser Frequenz verlässlich anzugeben.

Die Messergebnisse und Fotos der Versuchsaufbauten sind im Anhang dokumentiert unter „Messung_Weidmüller“, „Versuch1_Aufbau“ und „Versuch2_Aufbau“.

6.1 Untersuchung der aktiven Schirmwirkung

Der erste Aufbau untersucht die Störeinwirkung eines niederimpedanten Kreises auf ein geschirmtes Empfängerkabel. Da der Schirm mindestens einseitig aufgelegt ist, wird erwartet, dass die relevante Störgröße der magnetische Wechselfluss durch den Schirmkreis ist. Es wird nur die Störung auf einer Ader des Empfängerkabels, also die Gleichtaktstörung, gemessen. Es werden unterschiedliche Schirmauflageverfahren am Near-End untersucht. Zwischen Störkreis und Schirmkreis besteht keine galvanische Verbindung.

6.1.1 Versuchsaufbau

Der Versuchsaufbau ist in Abbildung 6.1 dargestellt. Der Funktionsgenerator gibt eine Sinus-Spannung variabler Frequenz aus und erzeugt damit im Störer den Strom $\hat{I}_G$, der anhand einer Spannungsmessung über einem Messwiderstand mit $3{,}297\ \Omega$ (nicht eingezeichnet) ermittelt wird. Es sind zwei Platinen gebaut worden, die am Near- und Far-End Innenleiter, Schirm und Ausgleichsleiter, wie in Abbildung 6.1 gezeigt, verbinden. An der Platine am Near-End konnte mit einer Steckbrücke eines von vier Schirmauflageverfahren ausgewählt werden. Es sind die beidseitige flächige Auflage, einseitige Auflage am Far-End, beidseitige Auflage mit $10\ nF$ Kondensator am Near-End und beidseitige Auflage mit $1\ \mu H$ Induktivität am Near-End getestet worden.

An der Platine am Near End ist die Messung der Störspannung $\hat{U}_{NE}$ über $\hat{Z}_{NE}$ erfolgt. Zu diesem Zweck ist das digitale Oszilloskop verwendet worden.

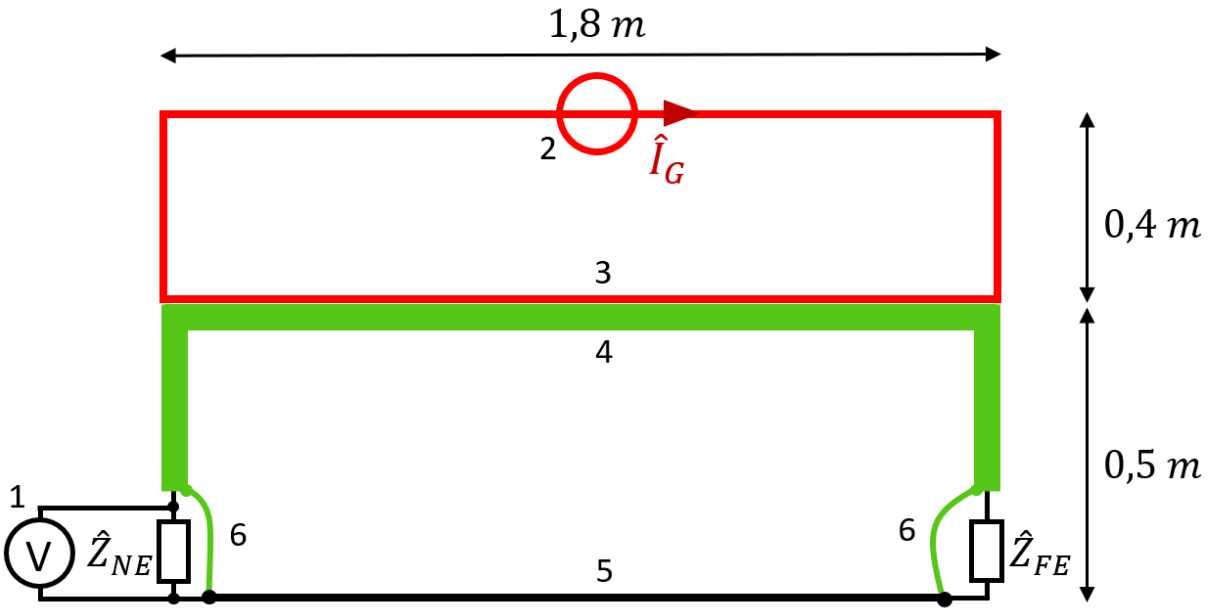

Abbildung 6.1: Schematische Darstellung des ersten Versuchsaufbaus, beidseitige Auflage

6.1.2 Auswertung der Messung

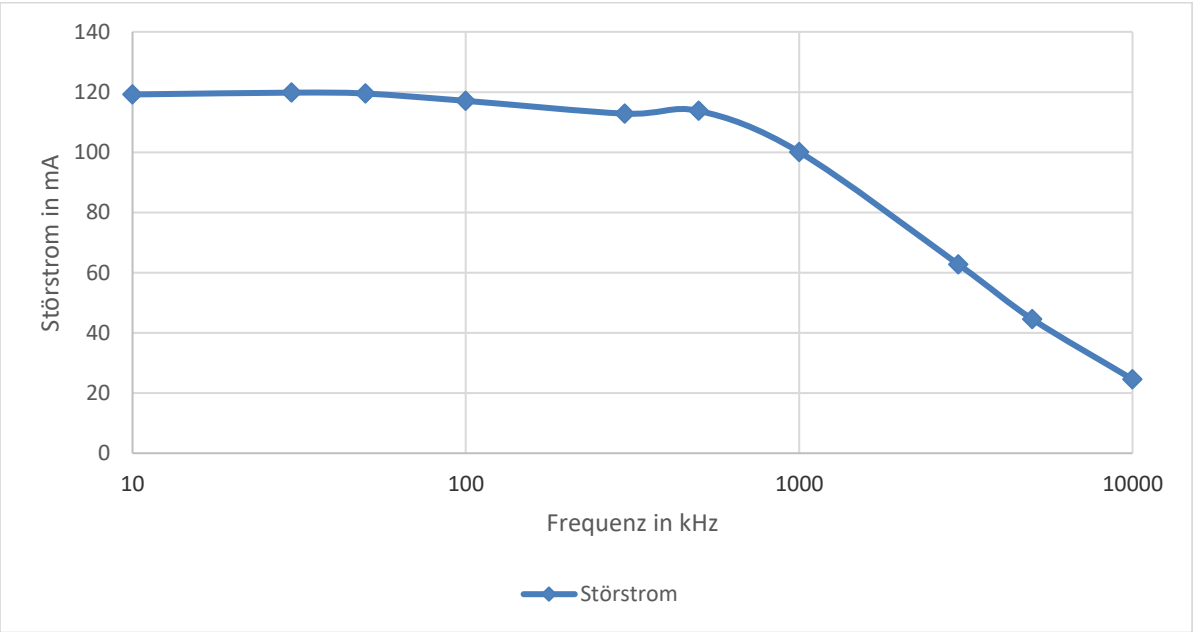

Abbildung 6.2: Messung des frequenzabhängigen Störstroms $\hat{I}_G$

$\hat{I}_G$ ist ab ca. 100 kHz nicht mehr konstant und beginnt vor 1 MHz stark abzufallen, da die Induktivität der Schleife ihre Impedanz proportional zur Frequenz erhöht.

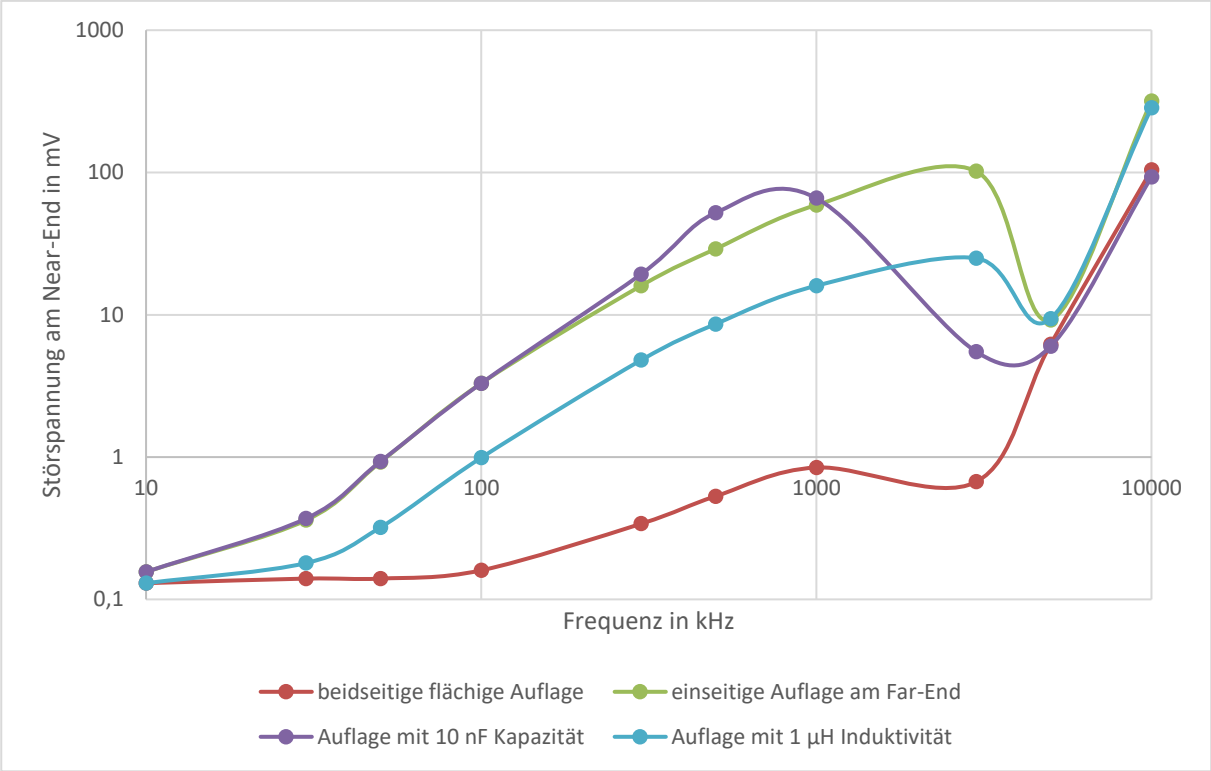

Abbildung 6.3: Messung von Störspannung bei verschiedenen Schirmauflageverfahren

Am beidseitig aufgelegten Fall lässt sich der Effekt der aktiven Schirmwirkung gut beobachten. Bis zu $f = 100\ kHz$ ist die Störspannung nach (2.8.3) konstant, da die Transferimpedanz noch mit dem Gleichstromwiderstand des Schirms angenähert werden kann und nicht frequenzabhängig ist. Der Strom in der Schirmschleife $\hat{I}_S$ ist nicht gemessen worden. Er lässt sich aber aufgrund der gegebenen Kabelkonfiguration und des gemessenen Störstroms abschätzen. Dazu sind die benötigten Koppelparameter über die in Abbildung 6.1 gegebenen geometrischen Verhältnisse berechnet worden. $\hat{I}_S$ ist nach (3.4.7):

$$\hat{I}_S = \hat{I}_G * \frac{M_{GS} - M_{GP}}{L_{S,L}} = 120\ mA * \frac{0{,}95\ \mu H - 0{,}443\ \mu H}{5{,}134\ \mu H} = 11{,}8\ mA \tag{6.1.1}$$

Der Widerstand des Schirms über die Länge $l = 1{,}8\ m + 2 * 0{,}5\ m$ ist:

$$R_S = r_S * l = 8{,}151\ \frac{m\Omega}{m} * 2{,}8\ m = 22{,}82\ m\Omega \tag{6.1.2}$$

Die Störspannung am Near-End $\hat{U}_{NE}$ ist damit bis $f = 100\ kHz$:

$$\hat{U}_{NE} = \frac{\hat{I}_S * R_S}{2} = \frac{11{,}8\ mA * 22{,}82\ m\Omega}{2} = 0{,}135\ mV \tag{6.1.3}$$

Das passt sehr gut überein mit der gemessenen Störspannung in diesem Bereich im Fall der beidseitigen Auflage. Ab $f > 100\ kHz$ beginnt die induktive Kopplung von $\hat{I}_S$ durch Löcher im Schirm zu überwiegen, wie in 2.8.2 beschrieben.

Wenn der Schirm einseitig oder über den $10\ nF$ Kondensator aufgelegt ist, steigt die Störspannung erst wie erwartet mit der Frequenz. Der Kondensator verursacht bei ca. $700\ kHz$ eine Spannungsspitze von $\hat{U}_{NE}$, da er, wie in (5.2.1) beschrieben, mit der Induktivität des Schirmkreises schwingt. Für $f > 1\ MHz$ ist seine Impedanz so weit gesunken, dass $\hat{I}_S$ anfangen kann sich auszubilden, um das einfallende Feld aufzuheben.

Im Falle der Auflage über die $1\ \mu H$-Induktivität steigt die Störspannung ebenfalls weiterhin mit der Frequenz. Dieser Effekt ist in Abbildung 6.3 sowie Abbildung 5.6 zu beobachten.

Bei ca. $1\ MHz$ beginnt die Störspannung in allen Fällen wieder zu sinken, da $\hat{I}_G$, der die relevante Störgröße darstellt, stark fällt. Um diesen Effekt zu verhindern, würde ein Funktionsgenerator benötigt werden, der einen größeren Strom durch den Störer treiben könnte. Ab $4\ MHz$ setzt ein Resonanzeffekt ein, welcher in allen untersuchten Fällen eine hohe Störspannung zur Folge hat. Diese Effekte sind nicht Teil der vorliegenden Arbeit und werden nicht weiter erklärt.

6.2 Untersuchung der Auswirkung eines Stroms im Ausgleichsleiter

Der zweite Aufbau ist dem ersten ähnlich. In diesem Fall wird der parallele Störleiter vernachlässigt und dafür ein Strom auf den Ausgleichsleiter eingeprägt.

6.2.1 Versuchsaufbau

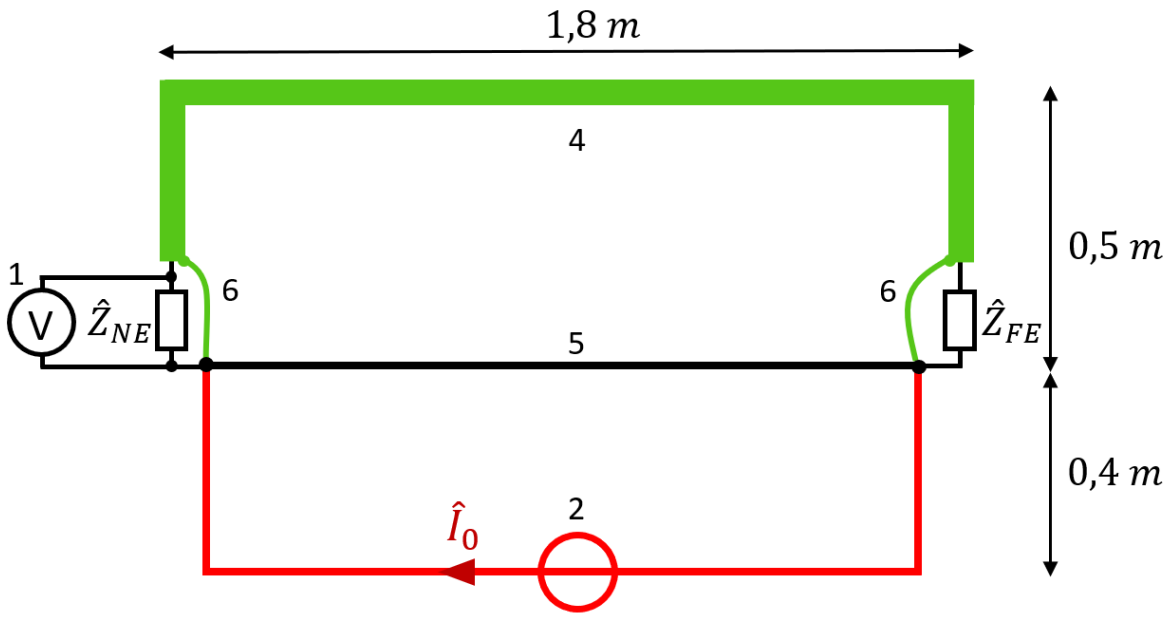

Abbildung 6.4: Schematische Darstellung des zweiten Versuchsaufbaus, beidseitige Auflage

Der Funktionsgenerator aus dem ersten Versuch erzeugt eine Spannung, welche den Strom $\hat{I}_0$ zur Folge hat. Dieser teilt sich im beidseitig aufgelegten Fall zwischen Empfängerkabel und Ausgleichsleiter auf, während er im Fall der einseitigen Auflage nur über letzteren fließt. Wie bei den zuvor untersuchten Schirmauflageverfahren wird die Spannung $\hat{U}_{NE}$ über $\hat{Z}_{NE}$ gemessen.

6.2.2 Auswertung der Messung

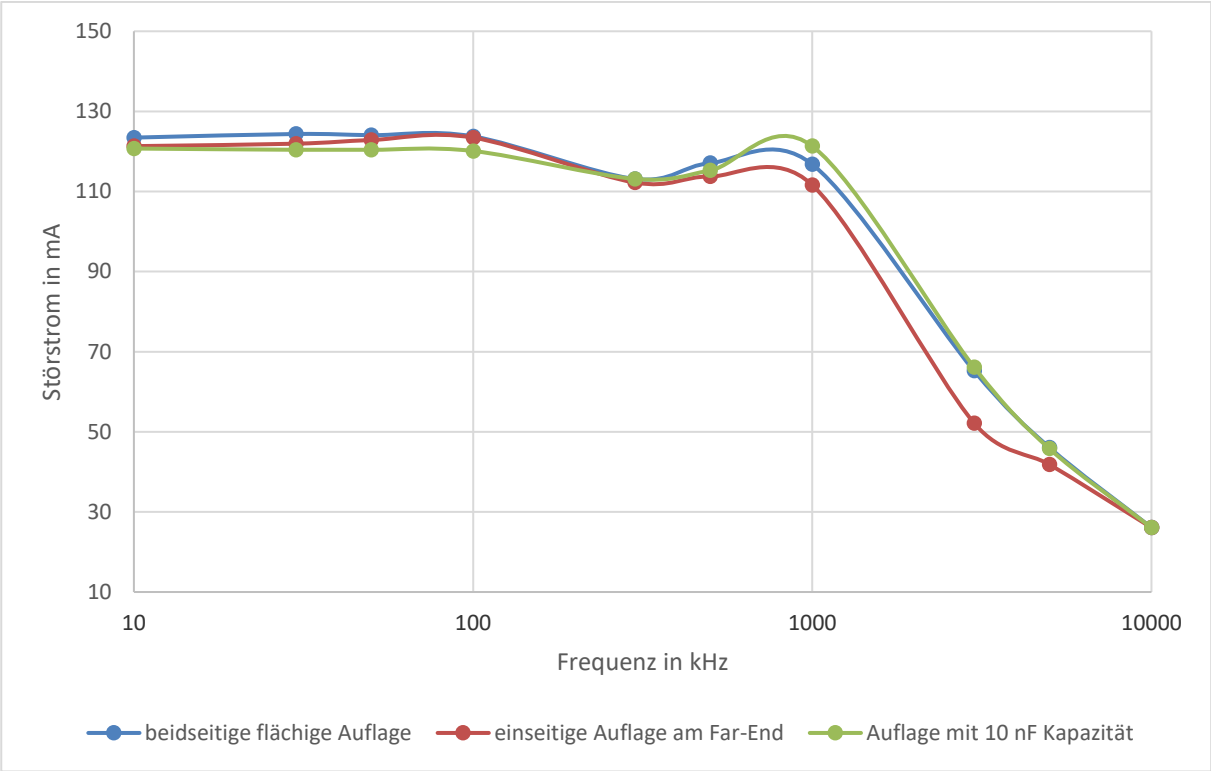

Abbildung 6.5: Messung des frequenzabhängigen Störstroms $\hat{I}_0$

$\hat{I}_0$ fällt nach Abbildung 6.5 ab 1 MHz stark, da der induktive Teil der Schleife die Impedanz mit steigender Frequenz deutlich erhöht. Außerdem ist $\hat{I}_0$ im Fall der beidseitigen Auflage größer, da der Weg über den Schirm dann niederimpedant ist und ein höherer Strom fließen kann.

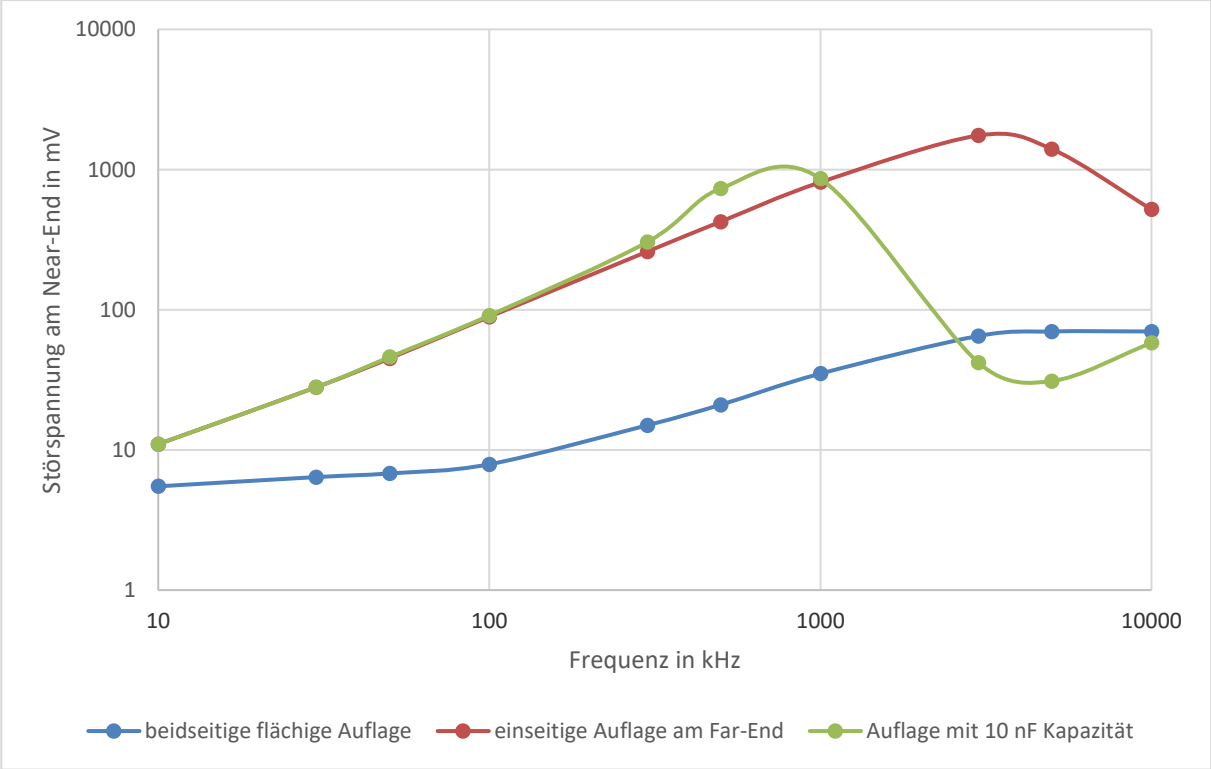

Abbildung 6.6: Messung der Störspannung bei Stromfluss im Ausgleichsleiter

Die gemessene Störspannung aus Abbildung 6.6 im beidseitig aufgelegten Fall ist bei $f < 100\ kHz$ deutlich größer als nach (5.2.5) erwartet. Hier besteht noch Erklärungsbedarf.

Der Verlauf von $\widehat{U}_{NE}$ für den Fall der einseitigen Auflage ist mit (5.2.7) bis $1\ MHz$ relativ gut zu erläutern, obwohl es auch hier deutliche Abweichungen gibt.

Trotzdem bestätigt das Ergebnis die in 5.2.3 hergeleiteten Zusammenhänge. Die Gleichtaktstörung ist im Falle eines eingeprägten Stroms im Ausgleichsleiter deutlich niedriger, wenn der Schirm beidseitig aufgelegt wird.

In der Praxis wird der Schirm oft nur einseitig aufgelegt, um im Falle eines Stroms im Potentialausgleichssystem hohe Schirmströme zu verhindern. Hierzu kommt das Problem, dass Schirme eine deutlich kleinere Impedanz als der Potentialausgleich haben können, wenn dieser schlecht ausgeführt ist. Die Ergebnisse dieser Messung und der Simulation aus 5.2.3 zeigen aber, dass die beidseitige Schirmauflage, zumindest zur Senkung der Gleichtaktstörung, der einseitigen Schirmauflage vorzuziehen ist.

Die Auswirkung von hohen Schirmströmen auf mehrere geschirmte Adern ist nicht betrachtet worden, da nur Modelle mit einem Innenleiter simuliert worden sind. Die Gegentaktstörung, die von einem zwischen zwei Adern einfallenden Wechselfluss (Abbildung 2.10) erzeugt wird, ist vernachlässigt worden. Dies kann vielleicht erklären, warum eine einseitige Schirmauflage in manchen Fällen trotzdem zur Senkung der Störung beiträgt.

7 Handlungsempfehlungen

Diese Empfehlungen basieren auf Ergebnissen des in dieser Arbeit vorgestellten Modells.

Die folgenden Punkte sind allgemein anerkannt und weiterhin bestätigt worden.

Es ist empfehlenswert, den Schirm beidseitig flächig aufzulegen.
Aus EMV-technischer Sicht ist eine einseitige oder beidseitige Auflage mit Kondensator an einem Ende nicht sinnvoll.
Da ein getrenntes Potentialausgleichssystem für Energie- und Signalleitungen in den meisten Fällen nicht umsetzbar ist, sollte zumindest darauf geachtet werden, dass keine hohen Ströme im Potentialausgleich fließen.
Empfehlenswert ist, dass der Potentialausgleich eine geringe Impedanz aufweist, damit lediglich minimale Potentialunterschiede im Ausgleichssystem entstehen.

Mit einem vermaschten Potentialausgleichssystem nach [PRO2018] werden diese Anforderungen zufriedenstellend erfüllt.

Die folgenden Punkte müssen weiter untersucht werden.

Die beidseitige Schirmauflage ist auch im Fall eines im Ausgleichsleiter eingeprägten Stroms der einseitigen Auflage vorzuziehen.

8 Zusammenfassung und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit ist ein Modell zur Darstellung der Auswirkungen verschiedener Auflageverfahren von Kabelschirmen auf deren Schirmwirkung entwickelt worden.

Dazu sind zunächst die relevanten Koppeleffekte genannt worden, welche die galvanische, kapazitive und induktive Kopplung umfassen.

Anschließend sind die Begriffe der Gleichtakt- und Gegentaktstörung für diese Situation beschrieben worden. Es ist auch auf verschiedene Prinzipien zur Symmetrierung der Schnittstelle der Störsenke eingegangen worden.

Es folgt die Erläuterung der grundlegenden Auswirkungen des Schirmauflageverfahrens auf die Schirmwirkung. Demnach hebt der Schirm kapazitive Kopplung auf, solange er einseitig aufgelegt ist. Außerdem ist herausgearbeitet worden, dass die aktive Schirmwirkung gegen induktive Kopplung nur vor Gleichtaktstörungen schützt, indem das einfallende Feld durch ein induziertes Gegenfeld aufgehoben wird. Hierzu muss der Schirm beidseitig aufgelegt sein.

Mit diesem theoretischen Vorwissen ist ein Modell entwickelt und dessen Grenzen definiert worden. Besonders entscheidend ist, den für eine sinnvolle Darstellung auszuwählenden Frequenzbereich zu beachten.

Das Modell ist auf PSpice übertragen und anhand eines Versuches aus der Literatur validiert worden. Verschiedene allgemeine Anwendungsfälle sind anschließend anhand der Simulation untersucht worden. Es hat sich unter anderem gezeigt, dass eine beidseitige Auflegung des Schirms mit einem Erdungskondensator niedriger Kapazität die aktive Schirmwirkung gegen induktive Kopplung deutlich verschlechtert. Eine Messung ist durchgeführt und dokumentiert worden, die den größten Teil der untersuchten Sachverhalte bestätigt hat. Zuletzt sind Handlungsempfehlungen, basierend auf den zuvor dokumentierten Simulations- und Messergebnissen, gegeben worden.

In der vorliegenden Arbeit ist der Bezug auf praktische Gegebenheiten zu kurz gekommen. Um die Handlungsempfehlungen weiter ausführen zu können, ist hier noch weitere Arbeit nötig. Die erarbeiteten theoretischen Grundlagen müssen auf Situation, die in der Praxis direkt wiederzufinden sind, angewendet werden.

In 3.1 ist das Problem genannt worden, dass der Betrag der Störgröße in allen Fällen über den betrachteten Frequenzbereich als konstant angenommen worden ist. Es wäre sinnvoll, das tatsächliche Störspektrum verschiedener Störquellen auf die durchgeführten Betrachtungen zu beziehen.

Bezüglich der verschiedenen Auflageverfahren ist eine Messung der tatsächlichen Induktivität eines Pig-Tails interessant, da der in 5.1 bestimmte Wert sehr niedrig ausgefallen ist.

Da die Messung in Kapitel 6 am Ende der Bearbeitungszeit entstanden ist und den Gegebenheiten angepasst werden musste, konnte in der verbliebenen Zeit kein Modell erstellt und untersucht werden, dessen Parameter auf den tatsächlichen Messaufbau abgestimmt sind. Es wäre eine genaue Betrachtung denkbar, in der Messung und Simulation im Detail verglichen werden.

Weiterhin müssen die Auswirkungen eines im Ausgleichsleiter eingeprägten Stromes genauer untersucht werden, da sich hier deutliche Unterschiede zwischen Theorie und Messung ergaben.

9 Literaturverzeichnis

[ART2019] Arthur T. Bradley; Brian J. Yavoich; Shane M. Hodson; Richard F. Godley: Comparison of Analysis, Simulation, and Measurement of Wire-to-Wire Crosstalk, Part 1, 2019.

[CAN2012] Caniggia, Spartaco; Maradei, Francesca: Two-wire shielded cable modeling for the analysis of conducted transient immunity, 2012; S. 1–6.

[GON2005] Gonschorek, Karl-Heinz: EMV für Geräteentwickler und Systemintegratoren. Springer, Berlin, 2005.

[GRO2004] Grover, Frederick W.: Inductance calculations. Working formulas and tables. Dover Publ, Mineola, NY, 2004.

[HAS2016] Hassan, Ahmed Farid Hefny: Modeling of Single and Double-Shielded Cables for EMC Applications, Magdeburg, 2016.

[HEI2019] Heinz Zenkner: Der Mythos „LAN-Übertrager“. https://www.elektronikpraxis.vogel.de/der-mythos-lan-uebertrager-a-817740/, 22.2.2020.

[JIA2012] Jia, Kelin; Thottappillil, Rajeev; Bohlin, Georg: Shielded cable modeling in PSpice for shielding effect analysis: 2012 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility. IEEE, 2012 - 2012; S. 665–668.

[JUM2017] Jumba Ayuba Gin, Dabs Dabo Yakubu, Jimoh Abdulrahman Annivbassa: Investigation of the Effect of Crosstalk on a Shielded Wire Conductor using a Three Line Transmission Model, 2017.

[KAD2006] Kaden, Heinrich: Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik. Springer, Berlin, 2006.

[PAU1979] Paul, Clayton; McKnight, Jack: Prediction of Crosstalk Involving Twisted Pairs of Wires-Part II: A Simplified Low-Frequency Prediction Model. In IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility 2, 1979, Jahrgang EMC-21; S. 105–114.

[PAU1996] Paul, Clayton R.: Decoupling the Multiconductor Transmission Line Equations - Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 1996.

[PAU2006] Paul, Clayton R.: Introduction to Electromagnetic Compatibility. Wiley, Hoboken, NJ, 2006.

[PRO2018] PROFIBUS Nutzerorganisation e.V.: Funktionspotentialausgleich und Schirmung von PROFIBUS und PROFINET. Guideline for PROFIBUS and PROFINET, 2018.

[ROO2007] Einführung in die EMV. http://rooijen.de/studium/emv/emv.htm, 25.2.2020.

[SCH1934] Schelkunoff, S. A.: The Electromagnetic Theory of Coaxial Transmission Lines and Cylindrical Shields. In Bell System Technical Journal 4, 1934, Jahrgang 13; S. 532–579.

[SCH2017] Schmolke, Herbert: EMV-gerechte Errichtung von Niederspannungsanlagen. Planung und Errichtung unter Berücksichtigung der Elektromagnetischen

Verträglichkeit gemäß DIN VDE 0100, DIN EN 50310 (VDE 0800-2-310) und DIN EN 50174-2 (VDE 0800-174-2) u. a. VDE Verlag GmbH, Berlin, Offenbach, 2017.

[STO1976] Stoll, Dieter: EMC - Elektromagnetische Verträglichkeit. Elitera, Berlin, 1976.

[WHI2016] Whitlock, Bill: UNDERSTANDING, FINDING, & ELIMINATING GROUND LOOPS. CEDIA Class EST016, 2016.

10 Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1: Beeinflussungsmodell ... 3
Abbildung 2.2: Querschnitt PROFINET-Kabel, Bild: LEONI Datenblatt ... 4
Abbildung 2.3: galvanische Kopplung, zwei Kreise mit gleichem Rückleiter ... 4
Abbildung 2.4: kapazitive Kopplung zwischen zwei Leitern ... 5
Abbildung 2.5: selbstinduzierter magnetischer Fluss, Bild: Software „CONCEPT 2“ .. 6
Abbildung 2.6: magnetischer Fluss durch Schleife 2 induziert Spannung, Bild: „CONCEPT 2“ ... 7
Abbildung 2.7: Transformator-Darstellung der induktiven Kopplung ... 8
Abbildung 2.8: Zwei-Leiter-Transmission-Line ... 9
Abbildung 2.9: Ersatzschaltbild eines elektrisch kurzen Kabelsegments ... 9
Abbildung 2.10: Auswirkungen von Flussänderung zwischen Adern ... 10
Abbildung 2.11: Auswirkungen von Flussänderung zwischen Kabel und Ausgleichsleiter ... 11
Abbildung 2.12: hochimpedante Verbindung zwischen Innenleiter und Gehäuse ... 12
Abbildung 2.13: Gleichtaktstörung erzeugt durch galvanische Kopplung ... 12
Abbildung 2.14: Symmetrische Schnittstelle mit zwei verbundenen Geräten ... 13
Abbildung 2.15: Typischer Aufbau einer Ethernet-Schnittstelle, Bild: Würth Elektronik ... 14
Abbildung 2.16: induzierte Störung auf zwei verdrillte Adern ... 15
Abbildung 2.17: Wirkung des nicht aufgelegten Schirms ... 16
Abbildung 2.18: Wirkung des einseitig aufgelegten Schirms ... 17
Abbildung 2.19: Aktive Schirmwirkung gegen induktive Kopplung ... 18
Abbildung 3.1: zusammengefasste Selbstinduktivität (links), partielle Induktivitäten (rechts) ... 20
Abbildung 3.2: Darstellung von Abbildung 3.1 in PSpice ... 21
Abbildung 3.3: Modelldarstellung für Untersuchung der induktiven Kopplung ... 23
Abbildung 3.4: Einseitige Auflage des Schirmes am Far-End ... 25
Abbildung 4.1: seitliche Ansicht des Versuchsaufbaus aus [PAU2006] ... 28
Abbildung 4.2: Querschnitt des Versuchsaufbaus aus [PAU2006] ... 28
Abbildung 4.3: Modell mit zusammengefassten Induktivitäten, $\mathrm{R} = 1\ \mathrm{k}\Omega$ ... 29
Abbildung 4.4: Modell mit partiellen Induktivitäten, $\mathrm{R} = 1\ \mathrm{k}\Omega$ ... 29
Abbildung 4.5: Simulationsergebnisse für $\mathrm{R} = 50\ \Omega$ ... 31
Abbildung 4.6: Simulationsergebnisse für $\mathrm{R} = 1\ \mathrm{k}\Omega$ ... 31

Abbildung 4.7: Messergebnisse für $\mathrm{R} = 50\ \Omega$, Bild: [PAU2006] 32

Abbildung 4.8: Messergebnisse für $\mathrm{R} = 1\ \mathrm{k}\Omega$, Bild: [PAU2006] 32

Abbildung 5.1: simulierter Aufbau (Sicht von oben), beidseitige flächige Schirmauflage 33

Abbildung 5.2: simulierter Aufbau (Querschnitt) 34

Abbildung 5.3: Simulationsmodell zur Untersuchung des Schirmauflageverfahrens . 36

Abbildung 5.4: Simulationsergebnisse für beid- und einseitige Schirmauflage 37

Abbildung 5.5: beidseitige Auflage mit verschiedenen Kapazitäten am Near End 38

Abbildung 5.6: beidseitige Auflage mit Pig-Tail am Near End 38

Abbildung 5.7: Störspannung bei unterschiedlichen Abständen des Ausgleichsleiters 40

Abbildung 5.8: Störspannung bei unterschiedlichen Querschnitten des Ausgleichsleiters 41

Abbildung 5.9: Simulationsmodell zur Untersuchung des Stromflusses im Ausgleichsleiter 42

Abbildung 5.10: auf Ausgleichsleiter eingeprägter Strom bei beidseitiger Auflage 43

Abbildung 5.11: Störspannung bei Stromfluss im Ausgleichsleiter 43

Abbildung 6.1: Schematische Darstellung des ersten Versuchsaufbaus, beidseitige Auflage 45

Abbildung 6.2: Messung des frequenzabhängigen Störstroms IG 45

Abbildung 6.3: Messung von Störspannung bei verschiedenen Schirmauflageverfahren 46

Abbildung 6.4: Schematische Darstellung des zweiten Versuchaufbaus, beidseitige Auflage 47

Abbildung 6.5: Messung des frequenzabhängigen Störstroms $\mathrm{I0}$ 48

Abbildung 6.6: Messung der Störspannung bei Stromfluss im Ausgleichsleiter 48

11 Tabellenverzeichnis

Tabelle 1.1: verwendete Formelzeichen VI
Tabelle 1.2: verwendete Indizes VI
Tabelle 2.1: Frequenzspektrum von möglichen Störquellen aus [SCH2017] 3
Tabelle 5.1: Querschnitt und Radius der verwendeten Kabel 34
Tabelle 5.2: Eigenfrequenz des Schwingkreises bei verschiedenen Kapazitäten 39
Tabelle 6.1: in Versuchen verwendete Geräte, Bauteile und Kabel 44

12 Anhang A

Alle Ordner und Dateien des Anhanges befinden sich auf der beigefügten CD.

Tabelle A.1: Inhalt der CD

Ordnerver-zeichnis	Dateien	Beschreibung
\Bachelorar-beit	Bachelorarbeit-Otten_1400411_V02.pdf	Die Bachelorarbeit im Portable Document Format (PDF)
	Bachelorarbeit-Otten_1400411_V02.docx	Die Bachelorarbeit im Microsoft Word Format
\Messungen	Messung_Leoni.xlsx	Quelle: Firma Leoni, Messung der Leitungsbeläge vom PROFINET-Kabel
	Messung_Weidmüller.xls	Vollständige Messreihen der Versuche aus Kapitel 6
	Versuch1_Aufbau.jpg, Versuch2_Aufbau.jpg	Fotos der Versuchsaufbauten aus Kapitel 6
\Simulations-ergebnisse	Ergebnisse_Auflage.xlsx	Ergebnisse von 5.2.1
	Ergebnisse_Abstand.xlsx, Ergebnisse_Querschnitt.xlsx	Ergebnisse von 5.2.2
	Ergebnisse_eing_Strom.xlsx	Ergebnisse von 5.2.3
\Simulations-modelle	Modell_1, Modell_2	PSpice-Files der Modelle aus Kapitel 5.2
	Modell_val_1, Modell_val_2	PSpice-Files der Modelle aus Kapitel 4
\Sonstige	Skizzen.pptx	Dokument mit den in der Bachelorarbeit verwendeten Skizzen
	Use-Case_Parameter.xlsx	Arbeitsmappe zur schnellen Berechnung der in Kapitel 5 verwendeten Parameter