



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Masterthesis

Tobias Frank Rastetter

Modellierung von passiven Bustopologien im
Automobil für hohe Datenraten

*Fakultät Technik und Informatik
Department Informations- und
Elektrotechnik*

*Faculty of Engineering and Computer Science
Department of Information and
Electrical Engineering*

Tobias Frank Rastetter

Modellierung von passiven Bustopologien im
Automobil für hohe Datenraten

Masterthesis eingereicht im Rahmen der Masterprüfung
im Studiengang Informations- und Kommunikationstechnik
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr.Ing. Lutz Leutelt
Zweitgutachter : Prof. Dr.Ing. Ralf Wendel

Abgegeben am 10. Juni 2016

Tobias Frank Rastetter

Thema der Masterthesis

Modellierung von passiven Bustopologien im Automobil für hohe Datenraten

Stichworte

FlexRay, Leitungstheorie, verdrehte Leitung, Datenkommunikation im Automobil, NI AWR Design Environment

Kurzzusammenfassung

In dieser Masterthesis werden Messungen durchgeführt, auf deren Basis Module für die Modellierung passiver Bustopologien entwickelt und validiert werden. Dazu wird zunächst eine einfache verdrehte Leitung untersucht um später eine Verzweigung zu modellieren. Auf dieser Basis wird schließlich eine aufwendige Topologie modelliert. Diese Thesis legt damit die Grundlage für die Auslegung leitungsgebundener digitaler Übertragungsverfahren.

Tobias Frank Rastetter

Title of the paper

Modeling of passive bus topologies in a car for high data rates

Keywords

FlexRay, Transmission Line Modelling (TLM), Twisted-pair cable, In-vehicle data communication, NI AWR Design Environment

Abstract

As major topic of this thesis modules for modelling a passive bus topology are developed and validated. Therefore, as first step a simple twisted-pair cable is examined to aid the following modelling of a junction. Based on that a complex topologie is modelled afterwards. This thesis is supposed to be the foundation for the development of tethered digital transfer methods.

Inhaltsverzeichnis

Tabellenverzeichnis	6
Abbildungsverzeichnis	7
1. Einführung	9
1.1. Motivation	9
1.2. Ziele des Projekts	10
1.3. Ziele der Arbeit	10
2. Grundlagen	13
2.1. Begriffe	13
2.2. Leitungstheorie	15
2.2.1. Ausbreitungsverhalten von Signalen auf Leitungen	15
2.2.2. Leitungsmodelle für verdrehte Leitungen	21
2.2.3. Modelle für Störungen auf verdrehten Leitungen	22
2.2.4. Eigenschaften verdrehter Leitungen	23
3. Konzept	24
3.1. Allgemeines Vorgehen	24
3.2. Anforderungen Messaufbau	25
4. Messungen	27
4.1. Einfache verdrehte Leitung	28
4.1.1. Vermessung einer einfachen verdrehten Leitung mit $l = 14,4$ cm	28
4.1.2. Vermessung einer einfachen verdrehten Leitung mit $l = 1$ m	34
4.2. Verdrehte Leitung mit Stichleitung	39
4.3. Zusammenfassung der Erkenntnisse aus den Messergebnissen	46
5. Modellierung	48
5.1. Einfache verdrehte Leitung	49
5.1.1. Das verwendete Modell	49
5.1.2. Validierung des Modells	50
5.2. Verdrehte Leitung mit Stichleitung	56
5.2.1. Das verwendete Modell	56
5.2.2. Validierung des Modells	57

5.3.	Beispielhafte Topologie eines Netzwerks im Automobil	57
5.3.1.	Das verwendete Modell	57
5.3.2.	Plausibilität des Modells	59
5.4.	Zusammenfassung der Ergebnisse der Modellierungen	66
6.	Fazit und Ausblick	67
6.1.	Fazit	67
6.2.	Ausblick	68
	Literaturverzeichnis	69
	Anhang	72
A.	Messaufbau mit einer verdrehten Leitung der Länge $l = 1$ m	73
B.	Relative Abweichung von Messungen an einer verdrehten Leitung mit Stichleitung	74
C.	Impedanz der verfügbaren Abschlusswiderstände	80
D.	Amplitudengänge des einfachen Modells mit Parametern auf Basis der Leitung der Länge $l = 1$ m	81
E.	Auszüge aus der Simulation einer verdrehten Leitung mit Stichleitung mit der CST Studio Suite	83
F.	Impulsantwort der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil mit Verzweigungen gemäß Messung	87
G.	Modell einer beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil	88
H.	Anleitung zum Zusammenführen mehrerer 2-Port Dateien zu einer N-Port Touchstone Datei	89
	Abkürzungsverzeichnis	90
	Sympolverzeichnis	91

Tabellenverzeichnis

4.1. Zuordnungen von S-Parametern zu Messungen	30
5.1. Parameter des Modells einer einfachen verdrehten Leitung (Optimiert auf Messung bei $l = 14,4$ cm)	50
5.2. Kenngrößen einer einfachen verdrehten Leitung (FLRY 2x 0.35A, $l = 1$ m) aus [15, S.31]	51
5.3. Parameter des Modells einer einfachen verdrehten Leitung (Optimiert auf Messung bei $l = 1$ m)	54

Abbildungsverzeichnis

1.1.	Beispielhafte Topologie für ein Kommunikationsnetzwerk in einem Fahrzeug	11
2.1.	Ersatzschaltbild einer Leitung	15
2.2.	Ersatzschaltbild zweier benachbarter Leitungen	21
4.1.	Hardware-Modell mit einer üblichen FlexRay-Leitung der Länge $l = 14,4$ cm	29
4.2.	Messergebnisse für die Reflexionen an einer Leitung der Länge $l = 14,4$ cm	31
4.3.	Messergebnisse für die Transmissionen an einer Leitung der Länge $l = 14,4$ cm	32
4.4.	Messergebnisse für die Fernkopplungen an einer Leitung der Länge $l = 14,4$ cm	32
4.5.	Messergebnisse für die Nahkopplungen an einer Leitung der Länge $l = 14,4$ cm	33
4.6.	Messergebnisse für die Reflexionen an einer Leitung der Länge $l = 1$ m	36
4.7.	Messergebnisse für die Transmissionen an einer Leitung der Länge $l = 1$ m	37
4.8.	Messergebnisse für die Fernkopplungen an einer Leitung der Länge $l = 1$ m	38
4.9.	Messergebnisse für die Nahkopplungen an einer Leitung der Länge $l = 1$ m	38
4.10.	Hardware-Modell mit einer üblichen FlexRay-Leitung, an die eine Stichleitung des selben Typs angeschlossen ist	41
4.11.	Messergebnisse für die Reflexionen an einer Leitung mit Stichleitung	42
4.12.	Messergebnisse für die Transmissionen an einer Leitung mit Stichleitung	43
4.13.	Messergebnisse für die Fernkopplungen an einer Leitung mit Stichleitung	44
4.14.	Messergebnisse für die Nahkopplungen an einer Leitung mit Stichleitung	45
5.1.	Physikalisches Modell gekoppelter Leitungen aus NI AWR Design Environment	49
5.2.	Messungen und Simulationen der Transmissionen zu dem bei $l = 14,4$ cm optimierten Parametersatz	53
5.3.	Messungen und Simulationen der Transmissionen zu dem bei $l = 1$ m optimierten Parametersatz	55
5.4.	Modell einer FlexRay-Terminierung	58
5.5.	Modell eines FlexRay-Transmitters	59
5.6.	Modell einer FlexRay-Receiver	60
5.7.	Impulsantwort des längsten Übertragungspfades der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil, ohne Terminierung	61

5.8. Impulsantwort des längsten Übertragungspfades der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil, bei Terminierung aller Knoten gemäß FlexRay-Spezifikation	62
5.9. Frequenzgänge der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil, bei Terminierung aller Knoten mit dem Wellenwiderstand	64
5.10. Frequenzgänge der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil, bei Terminierung aller Knoten gemäß FlexRay-Spezifikation	64
5.11. Frequenzgänge der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil ohne Terminierung	65
5.12. Frequenzgänge der Differenzspannung der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil ohne Terminierung	65

1. Einführung

In dieser Masterthesis werden Module für die Modellierung passiver Bustopologien entwickelt und validiert. Sie legt damit die Basis für die Auslegung leitungsgebundener digitaler Übertragungsverfahren. Diese Übertragungsverfahren werden im Rahmen des Projekts X-by-Wire(less), das Teil des Urban Mobility Lab (UML) an der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg (HAW Hamburg) ist, verwendet. Sie werden genutzt um die aktuellen Möglichkeiten der Datenkommunikation im Automobil zu erweitern.

Als Einstieg in diese Thematik bietet dieses Kapitel eine Motivation des Themas und stellt die Ziele des Projekts und die Ziele dieser Thesis genau vor.

1.1. Motivation

Kaum ein Kraftfahrzeug kommt heute noch ohne Airbags, Antiblockiersystem (ABS) oder Radio aus. Ganz im Gegenteil: moderne Fahrzeuge verfügen über immer mehr Systeme zur Unterhaltung an Bord, zur Verbesserung der Sicherheit und Effizienz, wie in [1] beschrieben ist. Die Anforderungen der Endkunden steigen immer weiter, sodass immer mehr elektronische Systeme an Bord von Fahrzeugen notwendig werden. Dabei gewinnt insbesondere die Rolle von Assistenzsystemen immer mehr an Bedeutung [22]. Die unmittelbare Folge dessen ist, dass die Herausforderungen im Bereich der Bordnetzwerke immer weiter steigen. Die zunehmende Vernetzung im Automobil erfordert zunehmend aufwendigere Kabelbäume. Als Beispiel seien hier die Angaben eines Fahrzeug Herstellers genannt, der angibt in seinen Fahrzeugen aktuell bis zu 60 kg schwere und 3 km lange Kabelbäume zu verbauen [3]. Sie sind damit nicht nur eines der größten, sondern auch eines der schwersten und nicht zuletzt aufwendigsten elektrotechnischen Bauteile im Fahrzeug.

Neue Bussysteme haben schon in der Vergangenheit die Komplexität dieser Netzwerke reduziert und neue Möglichkeiten geschaffen. Doch inzwischen sind diese Kapazitäten nahezu ausgeschöpft durch die Ergänzung immer neuer Funktionalitäten. Daraus ergibt sich ein starkes Interesse der Hersteller an einer neuen Technik, die diese Möglichkeiten übertrifft und aktuelle Kommunikationsnetzwerke ablöst. Das Projekt, in dessen Rahmen diese Masterthesis entstanden ist, hat daher das Ziel, die bisher kabelgebundene Kommunikation im Automobil künftig durch Funktechnik zu ersetzen.

1.2. Ziele des Projekts

Das Projekt X-by-Wire(less) verfolgt primär das Ziel, die heute üblichen Datenkommunikationssysteme in Fahrzeugen durch drahtlose Systeme zu ersetzen. Der Weg dorthin ist in zwei große Schritte untergliedert, die jeweils mit der Prüfung ihrer Machbarkeit begonnen und einer Evaluierung abgeschlossen werden sollen:

1. Entwicklung eines drahtgebundenen Kommunikationsprotokolls auf Basis von digitalen Modulationsverfahren wie sie z. B. im Mobilfunk üblich sind.
2. Entwicklung eines drahtlosen Kommunikationsprotokolls auf Basis der Erkenntnisse aus dem vorherigen Schritt.

Das Projekt orientiert sich dazu an dem aktuell etablierten Bussystem FlexRay [22]. In bereits abgeschlossenen Arbeiten (wie [1]) wurden die Grundlagen für den ersten Schritt geschaffen und beispielsweise Treiberhardware entwickelt. Weitere Arbeiten dazu wurden parallel zu dieser Thesis angefertigt, so auch die Arbeit [4] mit der das Modulationsverfahren eingeführt wurde.

1.3. Ziele der Arbeit

Diese Masterthesis ist Teil des im vorherigen Abschnitt vorgestellten ersten Schrittes des Projekts X-by-Wire(less). Künftige Arbeiten dieses Arbeitsschrittes werden Kenntnisse über den genutzten Kommunikationskanal benötigen. Da dieser in Abhängigkeit vom Kabelbaum des jeweiligen Fahrzeugs unterschiedliche Topologien aufweisen kann, verfolgt diese Thesis primär das Ziel, die Möglichkeiten für die Simulation von großen Topologien zu schaffen. Dadurch sollen möglichst viele Eigenschaften des Kommunikationskanals bestimmt werden können, die zur Auslegung digitaler Übertragungsverfahren (wie digitaler Modulation) genutzt werden können. Konkret folgen daraus diese übergeordneten Ziele:

- Lineare passive Bustopologien sollen hinsichtlich ihres Übertragungsverhaltens charakterisiert und auf Basis dessen durch Modelle beschrieben werden, die zur Auslegung digitaler Übertragungsverfahren wie digitaler Modulation geeignet sind.
- Reale Aufbauten sollen genutzt werden, um Parameter für die Simulation abzuleiten bzw. diese zu validieren.

Der Fokus bei diesen Zielen liegt auf verdrehten 2-Draht-Leitungen mit Abzweigungen und Terminierungen. Die realen Aufbauten sollen keine Leitungstreiber enthalten. Sie werden in der Simulation mit Hilfe von Angaben aus der Literatur modelliert.

Die Simulation soll mithilfe des NI AWR Design Environment [14] und der CST Studio Suite [6] durchgeführt werden.

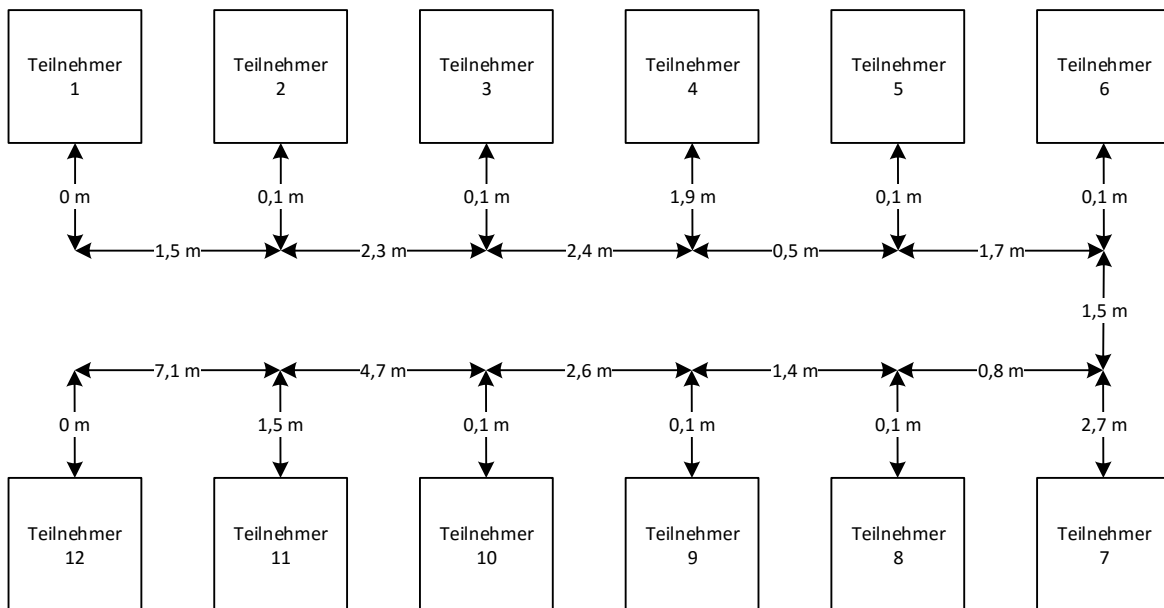


Abbildung 1.1.: Beispielhafte Topologie für ein Kommunikationsnetzwerk in einem Fahrzeug

Die oben genannten Ziele lassen sich in folgende Arbeitsbereiche untergliedern, denen wiederum konkrete Ziele zugeordnet sind:

- Literaturstudie zur Modellierung und dem Übertragungsverhalten
 - Bestehende Erkenntnisse zu verdrehten 2-Draht-Leitungen sollen recherchiert werden. Dabei liegt der Fokus auf Modellen, die sich für die Modellierung von Bussystemen im Automobil eignen.
- Entscheidung für ein Modell
 - Auf dem vorherigen Punkt aufbauend soll ein Modellansatz erstellt werden, der die Ermittlung der theoretischen Grenzen und die Auslegung eines digitalen Übertragungsverfahrens erlaubt.
 - Das Modell soll mittels der oben genannten Simulationswerkzeuge angelegt werden können und mit den an der HAW Hamburg vorhandenen Möglichkeiten zur Messung und Realisierung des Aufbaus kompatibel sein.

- Bestimmung von Modellparametern
 - Die Modellparameter sollen aus Messungen bestimmt werden, die an bereits vorhandenen Messplätzen der HAW Hamburg durchgeführt werden. Dazu sollen geeignete Referenztopologien aufgebaut werden.
- Simulation
 - Das zuvor festgelegte Modell soll in NI AWR Design Environment angelegt werden. Es soll unter Berücksichtigung seiner Eignung zur Auslegung digitaler Übertragungsverfahren geeignet sein, Messungen am Referenzaufbau kritisch zu diskutieren und zu validieren, möglichst uneingeschränkt beliebige Topologien zu simulieren und Möglichkeiten zur Ermittlung einer optimalen Terminierungsstrategie bieten.
 - Die Fähigkeit beliebige Topologien zu simulieren soll exemplarisch mit der in Abbildung 1.1 dargestellten Topologie gezeigt werden.
 - Besonders relevant sind bei der Simulation folgende Aspekte:
 - * Frequenzgang der Topologie
 - * Reflexionen
 - * Impulsantwort
 - * Wellenwiderstand
 - * Verhalten bei Leitungsabschluss
 - * Dämpfung
 - * Rauschen

2. Grundlagen

Dieses Kapitel befasst sich mit den im Rahmen dieser Masterthesis verwendeten Grundlagen. Nach einer kurzen Erläuterung der verwendeten Begriffe werden daher die theoretischen Grundlagen der Leitungstheorie vorgestellt. Ausgehend von einem Unterkapitel über das Ausbreitungsverhalten von Signalen auf Leitungen, wie es verallgemeinert häufig betrachtet wird, werden sich die folgenden Unterkapitel näher mit Modellen und Eigenschaften im Bezug auf verdrehte Leitungen beschäftigen.

2.1. Begriffe

Hier werden im Rahmen dieser Thesis relevante Begriffe mit Hintergrundinformationen vorgestellt, die in den folgenden Grundlagen nicht weiter erklärt oder direkt verwendet werden.

Gegen- und Gleichtakt Diese beiden Begriffe werden in der Elektrotechnik verwendet, um die Polarität eines Signals relativ zu einem Vergleichssignal anzugeben. Bezogen auf die in dieser Thesis genutzten 2-Draht Leitungen bedeutet das, dass im Gegentaktbetrieb auf einer Leitung ein Signal positiver Amplitude übermittelt wird, während auf der zweiten Leitung ein Signal der gleichen Betragsamplitude umgekehrten Vorzeichens übertragen wird. Im Gleichtaktbetrieb wären die Vorzeichen beider Signale gleich. In dem Fall der 2-Drahtleitung sind diese Szenarios von zentraler Bedeutung, da sie maßgeblich bestimmen, wie sich die elektromagnetischen Felder längs der Leiter ausbreiten. So baut sich im Gegentaktbetrieb eine elektrische Wand auf, während im Gleichtaktbetrieb eine magnetische Wand zwischen den Leitern herrscht [15, S.20 ff.]. Daher breitet sich im Gegentaktbetrieb das elektrische Feld auch zwischen den Leitern aus, während es im Gleichtaktbetrieb aus diesem Raum verdrängt wird.

S-Parameter Die sogenannten S-Parameter werden genutzt, um das Verhalten linearer elektrischer Systeme zu beschreiben. Sie sind eine Alternative zu den klassischen Übertragungsfunktionen, da sie auf Basis von wellenförmigen Eingangssignalen das Verhalten aller

Übertragungspfade eines Systems (das als Blackbox betrachtet wird) beschreiben. Einzelne S-Parameter beschreiben die Frequenzgänge der Pfade durch dimensionslose komplexe Zahlen. Um die Pfade unterscheiden zu können wird folgende Notation verwendet: $S(X,Y)$ X steht dabei für die Nummer des Ports an dem gemessen wurde, während Y die Portnummer bezeichnet an der das Signal eingespeist wurde.

Die Messung wird in der Regel mit $50\ \Omega$ Abschlusswiderständen an den Ports durchgeführt. Das ist darauf zurückzuführen, dass die meisten Netzwerkanalysatoren an ihren Ports einen Ausgangswiderstand dementsprechenden Ausgangswiderstand haben. Wird ein Objekt vermessen, das über mehr Ports verfügt als mit dem Messgerät verbunden werden können, müssen mehrere Anschlusskombinationen nacheinander gemessen werden und die nicht verbundenen Ports mit einem Abschlusswiderstand von $50\ \Omega$ mit der Erdung verbunden werden.

Digitale Übertragungsverfahren Diese Thesis wurde erstellt mit Bezug auf digitale Übertragungsverfahren wie digitale Modulation, die im Rahmen des Projekts konkret in Form von Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) und Discrete Multitone Transmission (DMT) Anwendung finden. Beide Verfahren sind sehr ähnlich und die Literatur zieht unterschiedliche Grenzen zwischen ihnen. Um eine konsistente Sprache innerhalb des Projekts zu gewährleisten, wird hier die Definition wie in [4] gewählt: Das OFDM hat komplexe Ausgangssignale, während die des DMT-Verfahrens reell sind.

TDR Die Time Domain Reflectometry (TDR) ist ein Verfahren, mit dem die Laufzeit von Signalen bestimmt werden kann. Dazu werden sehr kurze Rechteckimpulse auf das Messobjekt gegeben. In dieser Masterthesis wird eine virtuelle Form des Verfahrens verwendet, dass die Impulsantwort eines Systems auf Basis einer Analyse im Frequenzbereich und mittels inverser Fourier-Transformation berechnet.

Namen der Signalleitungen gemäß FlexRay Die Namen der Signalleitungen sind gemäß des FlexRay-Standards festgelegt als Bus Minus (BM) und Bus Plus (BP). Auf diesen Leitungen werden die Signale der Kommunikation differentiell und offsetbehaftet übermittelt.

Schlagrate Im Rahmen dieser Thesis wird unter Schlagrate die Anzahl voller Umdrehung der Verdrillung der Leitung bezogen auf eine bestimmte Leitungslänge bezeichnet. Gekoppelt ist dieser Begriff mit der Schlaglänge, die beschreibt wie lang die Strecke einer Verdrillung auf der Leitung ist.

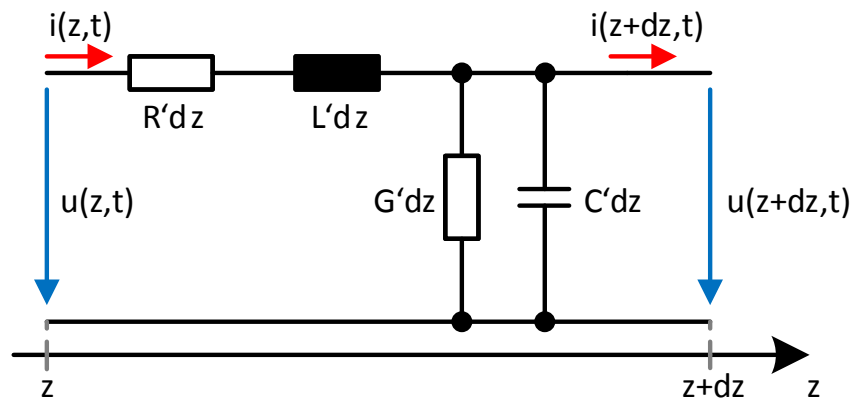


Abbildung 2.1.: Ersatzschaltbild einer Leitung

2.2. Leitungstheorie

2.2.1. Ausbreitungsverhalten von Signalen auf Leitungen

Dieser Abschnitt gibt (auf Basis von [13]) einen Einblick in das Ausbreitungsverhalten von Signalen auf Leitungen und dessen mathematischen Grundlagen. Da das zugrunde liegende Modell (s. Abb. 2.1) Basis der Leitungstheorie ist, wie sie häufig gelehrt wird, folgt hier eine kurze Betrachtung des Themas mit dem Verweis auf weiterführende Literatur [21] und [24].

Leitungen werden in der Praxis für eine Vielzahl von Anwendungen genutzt, die sich grob in Energietransport, Signalübertragung und ihre Nutzung als Schaltelement in der Hochfrequenztechnik gliedern lassen. Die verwendeten Leitungstypen können dabei stark variieren. Neben parallel geführten Drähten werden Koaxialkabel, verdrehte Leitungen und viele weitere genutzt. Jede Ausführung hat ihre individuellen Eigenschaften, die ihre spezifische Eignung für bestimmte Anwendungen ausmachen. Gemeinsam ist allen, dass ihre räumliche Ausdehnung ihr Verhalten maßgeblich bestimmt. Signale breiten sich höchstens mit Lichtgeschwindigkeit aus, sodass jede Leitung Signale nur mit Verzögerung übertragen kann. Bei dieser Übertragung treten in Abhängigkeit von der jeweiligen Leitung weitere Effekte auf, die im folgenden näher betrachtet werden.

Leitungsgleichungen Zunächst wird für Leitungen der in Abbildung 2.1 dargestellte Aufbau angenommen. Das Ersatzschaltbild (ESB) zeigt einen infinitesimal kurzen Leitungsabschnitt, dessen Länge als dz bezeichnet wird. In der Theorie wird angenommen, dass eine

Leitung aus einer Kette unendlicher solcher Abschnitte besteht. Die auf ihr auftretende Ströme und Spannungen werden als Funktionen des Ortes z und der Zeit t angesehen. Eine erste Betrachtung erklärt schon die begrenzte Ausbreitungsgeschwindigkeit von Signalen auf Leitungen: Wird ein Spannungsimpuls auf den Eingang der Leitung gegeben, so muss der Strom zunächst durch die Induktivität getrieben werden, um anschließend die Kapazität des Leitungsabschnitts zu laden. Erst nach diesem Prozess, der Zeit in Anspruch nimmt, erreicht der Impuls das Ende des Leitungsabschnitts, wo er weitere Abschnitte anregen könnte.

Die zu den idealen Bauelementen des ESBs gehörenden Größen unterscheiden sich von denen anderer ESBs, sie werden als Leitungsbeläge bezeichnet und sind durch ein „ $'$ “ gekennzeichnet. Im Unterschied zu herkömmlichen idealen Bauelementen sind sie bezogen auf die räumliche Ausdehnung dz des Leitungsabschnitts. Daher gilt beispielsweise für den Widerstandsbelag Widerstandsbelag einer Leitung (R') die Einheit Ω/m .

Allgemein gelten für den Strom und die Spannung am Ende des Leitungsabschnitts die folgenden Gleichungen:

$$u(z + dz, t) = u(z, t) + \frac{\delta u(z, t)}{\delta z} dz \quad (2.1)$$

$$i(z + dz, t) = i(z, t) + \frac{\delta i(z, t)}{\delta z} dz \quad (2.2)$$

Unter Verwendung der Maschenregel bzw. der Knotenregel und der Näherung

$$u(z + dz, t) = u(z, t)$$

ergeben sich daraus folgende Differentialgleichungen:

$$\frac{\delta u(z, t)}{\delta z} = -(R' + L' \frac{\delta}{\delta t}) i(z, t) \quad (2.3)$$

$$\frac{\delta i(z, t)}{\delta z} = -(G' + C' \frac{\delta}{\delta t}) u(z, t) \quad (2.4)$$

Konstanten einer Leitung Die Lösungen der Gleichungen 2.3 und 2.4 für den eingeschwungenen Zustand führen bei der Kreisfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0$ über die komplexe Ausbreitungskonstante γ und den komplexen Wellenwiderstand \underline{Z} :

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega_0 L')(G' + j\omega_0 C')} = \alpha + j\beta \quad (2.5)$$

$$\underline{Z} = \frac{\gamma}{R' + j\omega_0 L'} = \sqrt{\frac{R' + j\omega_0 L'}{G' + j\omega_0 C'}} \quad (2.6)$$

γ beschreibt das Ausbreitungsverhalten, also die auf einer Leitung auftretende Dämpfung (mit der Dämpfungskonstante α) und Phasendrehung (über die Phasenkonstante β) und \underline{Z} den Widerstand, dem eine Welle auf der Leitung ausgesetzt ist. Wie Gleichung 2.6 zeigt, ist

dieser Widerstand nicht identisch mit dem im Gleichstromfall wirkenden Leiterwiderstand, dessen Formel lautet:

$$R_{\text{Leiter}} = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (2.7)$$

Dabei gilt:

ρ Spezifischer Widerstand eines Mediums

l Länge eines Körpers

A Fläche eines Körpers

Lösung der Differentialgleichungen Mit den oben vorgestellten Leitungskonstanten γ für die komplexe Ausbreitungskonstante einer Leitung bzw. dem komplexen Wellenwiderstand \underline{Z} lassen sich die folgenden Lösungen der Differentialgleichungen ermitteln:

$$\underline{U}(z) = \underline{U}_1 e^{-\gamma z} + \underline{U}_2 e^{+\gamma z} \quad (2.8)$$

$$\underline{I}(z) = \frac{1}{\underline{Z}} (\underline{U}_1 e^{-\gamma z} - \underline{U}_2 e^{+\gamma z}) = \underline{I}_1 e^{-\gamma z} + \underline{I}_2 e^{+\gamma z} \quad (2.9)$$

\underline{U}_1 und \underline{U}_2 bzw. \underline{I}_1 und \underline{I}_2 ergeben sich dabei aus Randbedingungen der Leitung, wie Spannung oder Strom am Anfang oder am Ende der Leitung. So gilt für den Anfang der Leitung beispielsweise:

$$\underline{U}(0) = \underline{U}_a = \underline{U}_1 + \underline{U}_2 \quad (2.10)$$

$$\underline{I}(0) = \underline{I}_a = \frac{1}{\underline{Z}} (\underline{U}_1 - \underline{U}_2) = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 \quad (2.11)$$

Aus den Lösungen lässt sich schließlich unter Verwendung von Umformungen nach Euler der folgende Ausdruck bilden, wobei \underline{U}_a die Spannung am Anfang der Leitung beschreibt:

$$\underline{U}(z) e^{j\omega_0 t} = \frac{1}{2} (\underline{U}_a + \underline{Z} \underline{I}_a) e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} e^{j\omega_0 t} + \frac{1}{2} (\underline{U}_a - \underline{Z} \underline{I}_a) e^{+\alpha z} e^{+j\beta z} e^{j\omega_0 t} \quad (2.12)$$

Berücksichtigt man nun die bis an diese Stelle vernachlässigte Tatsache, dass Ströme und Spannungen üblicher Weise durch ein komplexes Paar rotierender Zeiger beschrieben werden und verwendet die Gleichungen 2.10 und 2.11, so ergibt sich folgende Orts- und Zeitfunktion der Spannung:

$$u(z, t) = 2 \cdot \text{Re} \left\{ \underline{U}(z) e^{j\omega_0 t} \right\} = 2 \cdot \text{Re} \left\{ \underline{U}_1 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} e^{j\omega_0 t} + \underline{U}_2 e^{+\alpha z} e^{+j\beta z} e^{j\omega_0 t} \right\} \quad (2.13)$$

Der Ausdruck zeigt, dass sich auf der Leitung zwei Schwingungen gleicher Frequenz ausbreiten. Während die eine Schwingung mit zunehmenden z exponentiell gedämpft wird,

nimmt die andere exponentiell zu. Letztere weist außerdem gegenüber der ersten eine entgegengesetzte Phasendrehung auf. Diese beiden Schwingungen werden als hin- und rücklaufende Welle bezeichnet. Die Gleichung kann also wie folgt geschrieben werden:

$$u(z, t) = 2 \cdot \operatorname{Re} \left\{ \underline{U}_1 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} e^{j\omega_0 t} + \underline{U}_2 e^{+\alpha z} e^{+j\beta z} e^{j\omega_0 t} \right\} = u_h(z, t) + u_r(z, t) \quad (2.14)$$

Berücksichtigt man die zeitliche Komponente der Funktionen, so kann man über die **hinlaufende Welle** sagen, dass sie mit zunehmendem t von $z = 0$ aus über die Leitung (also die z -Achse) läuft und exponentiell mit α gedämpft wird. Ihre Phasenverschiebung erfolgt relativ zu z mit β .

Die **rücklaufende Welle** breitet sich dagegen mit zunehmendem t vom Ende der Leitung her aus, läuft also $z = 0$ entgegen. Dabei wird sie auf dem Weg in Richtung von $z = 0$ ebenfalls mit α exponentiell gedämpft, während die Phase mit β gedreht wird.

Die Wellenlänge (λ) der Leitung ergibt sich der Gleichung zufolge zu:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.15)$$

Die Phasengeschwindigkeit (v) folgt aus der Betrachtung von zwei Teilwellen gleicher Amplitude, also mit gleichen Winkelthermen:

$$\omega(t_2 - t_1) = \beta(z_2 - z_1) \Rightarrow v = \frac{z_2 - z_1}{t_2 - t_1} = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.16)$$

Alternativ dazu lässt sich die Phasengeschwindigkeit auch mit dem effektiven Brechungsindex n bzw. der effektiven relativen Permittivität ε_r und der effektiven relativen Permeabilität μ_r eines Mediums bestimmen, wobei c_0 der Vakuumlichtgeschwindigkeit entspricht:

$$v = \frac{c_0}{n} = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (2.17)$$

Damit ergibt sich der Verkürzungsfaktor (VKF), der das Verhältnis von tatsächlicher Phasengeschwindigkeit auf einem Medium zur Vakuumlichtgeschwindigkeit beschreibt, wie folgt:

$$VKF = \frac{v}{c_0} = \frac{1}{n} \quad (2.18)$$

Abschluss der Leitung mit beliebiger Impedanz Allgemein gilt für eine Leitung, die am Ende mit einer Impedanz abgeschlossen ist, folgendes:

$$\frac{U_e}{I_e} = Z_e \quad (2.19)$$

Damit ergibt sich für die Leitungsgleichung nach 2.12 vom Ende der Leitung her betrachtet:

$$\underline{U}(z)e^{j\omega_0 t} = \frac{1}{2}(\underline{Z}_e + \underline{Z})e^{-\gamma(z-l)}e^{j\omega_0 t} + \frac{1}{2}(\underline{Z}_e - \underline{Z})e^{+\gamma(z-l)}e^{j\omega_0 t} \quad (2.20)$$

Das Verhältnis von rücklaufender zu hinlaufender Welle kann demnach wie folgt angegeben werden:

$$\frac{\underline{U}_r}{\underline{U}_h} = \frac{\underline{Z}_e - \underline{Z}}{\underline{Z}_e + \underline{Z}}e^{2\gamma(z-l)} \quad (2.21)$$

Daraus ergibt sich der Reflexionsfaktor (\underline{r}) am Ende der Leitung (also bei $z = l$):

$$\underline{r} = \frac{\underline{Z}_e - \underline{Z}}{\underline{Z}_e + \underline{Z}} \quad (2.22)$$

Aus der Betrachtung von \underline{r} ergeben sich Sonderfälle die später mit anderen, die sich direkt aus der Leitungsgleichung 2.12 ergeben, vorgestellt werden.

Eingangsimpedanz der Leitung Die Eingangsimpedanz einer Leitung kann wie folgt bestimmt werden:

$$\underline{Z}_a = \frac{\underline{U}(0)}{\underline{I}(0)} = \underline{Z} \frac{\underline{Z}_e + \underline{Z} \tanh(\gamma l)}{\underline{Z} + \underline{Z}_e \tanh(\gamma l)} \quad (2.23)$$

Auch hier können Sonderfälle ermittelt werden, die unten vorgestellt werden.

Sonderfall lange Leitung Gilt $\alpha \cdot l \gg 1$, so wird das hinlaufende Signal so stark gedämpft, dass näherungsweise keine rücklaufende Welle entsteht. Daher gelten in diesem Fall folgende Gleichungen:

$$\underline{U}(z) = \underline{U}_a e^{-\gamma z} \quad (2.24)$$

$$\underline{I}(z) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{Z}} e^{-\gamma z} \quad (2.25)$$

Außerdem lässt sich für die Eingangsimpedanz der Leitung folgende Näherung aufstellen:

$$\underline{Z}_a \approx \underline{Z} \quad (2.26)$$

Sonderfall verlustlose Leitung Ist $\alpha = 0$, so ergibt sich für die Eingangsimpedanz der Leitung die folgende Vereinfachung:

$$\underline{Z}_a = \underline{Z} \frac{\underline{Z}_e + j\underline{Z} \tan(\beta l)}{\underline{Z} + j\underline{Z}_e \tan(\beta l)} \quad (2.27)$$

Zudem gilt für die Phasengeschwindigkeit:

$$v \approx \frac{1}{\sqrt{L'C'}} \quad (2.28)$$

Sonderfall Anpassung Wenn für die Spannung am Ende der Leitung $\underline{Z}_e = \underline{Z}$ gilt, also die Leitung mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen ist, treten ebenfalls keine Reflexionen auf. Hier ist dafür \underline{r} verantwortlich, da wegen der Anpassung $\underline{r} = 0$ gilt. Die Gleichungen 2.24 und 2.25 treffen also auch an dieser Stelle zu. Hinzu kommt, dass auch hier für die Eingangsimpedanz $\underline{Z}_a \approx \underline{Z}$ gilt. Bei leichten Fehlanpassungen kann folgende Gleichung verwendet werden:

$$\underline{Z}_a = \underline{Z} \left(1 + \frac{\Delta \underline{Z}}{\underline{Z}} e^{-2\gamma l} \right) \quad (2.29)$$

Sonderfall Leerlauf Falls $\underline{Z}_e \rightarrow \infty$ gilt, die Leitung also am Ende offen ist, dann gilt $\underline{r} = 1$. Die ankommende und die reflektierte Welle befinden sich also in Phase. Außerdem ist $\underline{I}_e = 0$.

Sonderfall Kurzschluss Wenn $\underline{Z}_e = 0$, also ein Kurzschluss am Leitungsende vorliegt, gilt $\underline{r} = -1$ und $\underline{U}_e = 0$. Die ankommende und die reflektierte Welle sind also um 180° verschoben.

Sonderfall $\lambda/4$ -Transformator Ist $l = \frac{1}{4}\lambda$, so erhält man mit Gleichung 2.23 für die Eingangsimpedanz der verlustfreien Leitung folgenden Ausdruck, weshalb mit einer Leitung dieser Länge Impedanzen transformiert werden können:

$$\underline{Z}_a = \frac{\underline{Z}^2}{\underline{Z}_e} \quad (2.30)$$

Sonderfall $\lambda/2$ -Transformator Hat die Leitung eine Länge von $l = \frac{1}{2}\lambda$ gilt $\beta l = \pi$, sodass sich mit Gleichung 2.23 folgendes ergibt:

$$\underline{Z}_a = \underline{Z}_e \quad (2.31)$$

Die Leitung hat hier also keine Auswirkungen auf die Eingangsimpedanz.

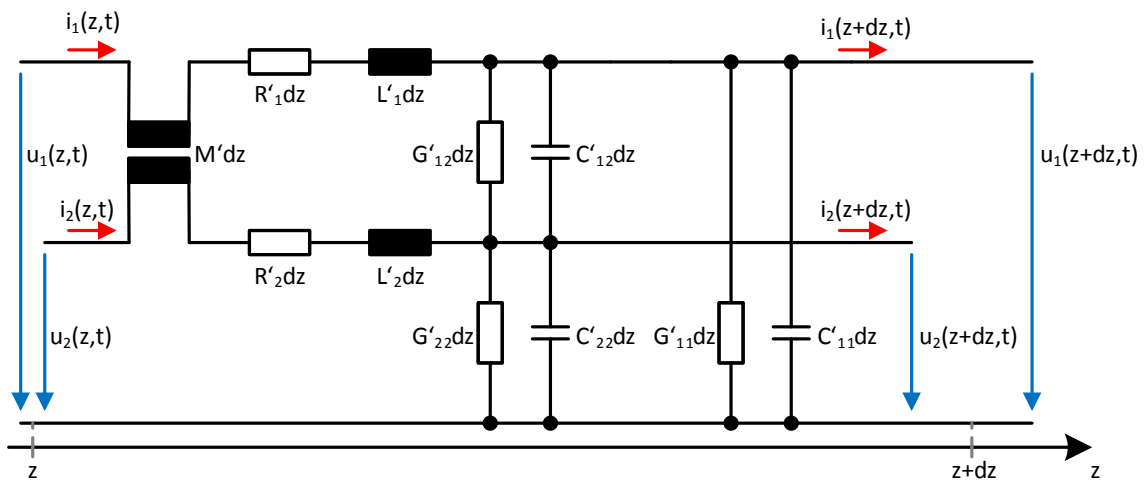


Abbildung 2.2.: Ersatzschaltbild zweier benachbarter Leitungen

2.2.2. Leitungsmodelle für verdrehte Leitungen

Da diese Arbeit ihren Fokus auf der Untersuchung und Modellierung verdrehter Leitungen hat, wird in diesem Abschnitt näher auf theoretische Untersuchungen dieser Art Leitung eingegangen. Auch daraus resultierende Herangehensweisen zur Modellierung werden hier vorgestellt. Grundlage dafür ist in weiten Teilen der vorherige Abschnitt 2.2.1.

Die Literatur kennt eine Vielzahl an Herangehensweisen, um Modelle für verdrehte Leitungen zu gewinnen. Grund dafür ist, dass zwar generell die oben vorgestellte Theorie gilt, aber ihre Erweiterung auf zwei parallele Leitungen mit Bezug zur Erdung mehrere Wege erlaubt. Da die Literatur Untersuchungen in der Richtung häufig vor dem Hintergrund der Implementierung von Simulationen durchführt, liegt der Fokus bei solchen Arbeiten oft auf der Optimierung von Algorithmen und Teilaspekten des Themas (s. beispielsweise [5]). Die dadurch entstehenden unterschiedlichen Ansätze sind vor allem relevant für die Implementierung von Simulatoren, sodass für diese Thesis ausschließlich ihre Schnittmenge relevant ist. Gemeinsam ist den meisten Arbeiten der Ausgangspunkt in Form des in Abb. 2.2 dargestellten ESBs.

Das ESB basiert auf dem aus Abbildung 2.1 und enthält ebenfalls keine direkten Dimensionierungen von Bauelementen, sondern Beläge. Außerdem wird auch an dieser Stelle ein infinitesimal kurzes Leitungsstück betrachtet. Neu eingeführt wurde eine zweite Leitung und ihre Beziehungen zur ersten und dem Bezugspotenzial. Auch der Aufbau beider Leitung entspricht weitestgehend dem mit Abbildung 2.1 eingeführten. Hinzu gekommen sind eine Gegeninduktivität (oder induktive Kopplung) zwischen beiden Leitungen, gekennzeichnet durch $M'dz$, eine kapazitive Kopplung ($C'_{12}dz$) und ein Leitwertbelag ($G'_{12}dz$), die den gegenseitigen Einfluss der Leitungen aufeinander abbilden. Das allgemeine Leitungsverhalten, wie es unter 2.2.1 beschrieben wurde, bleibt also erhalten und wird um Merkmale

erweitert, die parallel geführte Leitungen auszeichnen. Wie aus Abbildung 2.2 ersichtlich wird, ist eine zentrale Eigenschaft solcher Leitungen die Kopplung zwischen beiden. Auf eine genaue mathematische Analyse des ESBs wird hier verzichtet, da die Berechnungen eine spezifische Ergänzung der im vorherigen Abschnitt durchgeführten Untersuchung wäre. Zudem werden diese Ergänzungen im Rahmen dieser Thesis durch einen Simulator berechnet.

Ein wesentlicher Grund dafür ist, dass verdrehte Leitungen als inhomogen betrachtet werden müssen. Im Gegensatz zu einem flach geführten Paralleldraht verändert sich bei einer verdrehten Leitung, wegen ihrer Verdrehung, der Abstand beider Leiter zum Bezugspotenzial bei jedem differentiellen Abschnitt. Eine Technik, zur Simulation verdrehter Leitungen, ist daher Matrizen anzulegen, die für eine ideale Abbildung der Leitung unendlich viele der differentiellen Abschnitte mit ihren Belägen aufnehmen müssten [12].

2.2.3. Modelle für Störungen auf verdrehten Leitungen

Bei jeder Übermittlung von Signalen ist das auf dem Kommunikationskanal herrschende Rauschen ausschlaggebend für die Güte der Kommunikation. Für die Anwendung des OFDM bzw. DMT ist das Rauschen besonders relevant, da es dort in Form des Signal-to-noise ratio (SNR) von vornherein für die Auslegung des Verfahrens genutzt wird. Da das OFDM bzw. DMT im Rahmen des Projekts (s. Abschnitt 1) verwendet werden soll, wird in diesem Kapitel kurz auf Literatur zu dem Thema eingegangen.

Weil Verfahren wie OFDM und DMT im Fahrzeug bisher nicht für die interne leitungsgebundene Kommunikation verwendet werden, müssen Erkenntnisse dazu aus der Literatur in vergleichbarem Kontext gewonnen werden. Dazu bietet sich insbesondere die Digital subscriber line (DSL) an, da dort ebenfalls mit DMT und verdrehten Zweidrahtleitungen gearbeitet wird [2].

Störungen durch Radiosender Wie Quelle [2] erläutert, ist DSL Einkopplungen durch Radiosender ausgesetzt, die dort schwerpunktmäßig untersucht werden. Diese Störquellen arbeiten in Frequenzbereichen zwischen 560 kHz und 30 MHz. Weitere häufige Störquellen sind bei DSL das Übersprechen von anderen Leitungen und Impulse (z. B. Blitzschlag). Alle diese Störungen können auch bei Fahrzeugen auftreten. Sie sind zwar räumlich nicht so ausgedehnt wie DSL-Netze, aber bewegen sich durch eben die Störfelder, denen DSL-Leitungen ausgesetzt sind. Für die Einkopplungen von Radiosendern stellt die Quelle analytische Näherungen dar, die auf der allgemeinen Leitungstheorie (s. Abschnitt 2.2.1) aufbauen. Das vorgestellte Modell erlaubt die Berücksichtigung mehrerer verdrehter Leitungen und die numerische Simulation des Szenarios, ohne die Fixierung auf ein Worst-Case Szenario. Dadurch können diverse Situationen der Einkopplung simuliert werden.

Störungen durch Übersprechen Ein Modell für das Übersprechen mit Bezug auf verdrehte Leitungen wird in [17] und [18] detailliert vorgestellt. Die Arbeit umfasst ein Modell für das Übersprechen zu oder von einer verdrehten Leitung, das vor allem für niederfrequente Anregungen gilt. Damit könnten Einkopplungen von benachbarten Leitungen, die mit der verdrehten Leitung im Kabelbaum eines Fahrzeugs liegen, simuliert werden.

Statistische Modellierung Eine gänzlich andere Herangehensweise an die Modellierung von Rauschen ist die Beschreibung der Leitung und ihres Umfelds mittels stochastischer Methoden.

Die Veröffentlichungen [19] und [10] stellen so ein Modell vor, das nicht nur eine statistische Modellierung des elektromagnetischen Umfelds beschreibt, sondern auch die Leitung selbst statistisch modelliert. Dazu werden stochastische Methoden im Zusammenhang mit der klassischen Leitungstheorie (s. 2.2.1) angewendet. So wird es möglich, das Verhalten von Systemen zu bestimmen, die selbst nicht genau bekannt sind und deren Umfeld ebenfalls nicht exakt bekannt ist. Das hat den großen Vorteil, dass weder der genaue Aufbau der Leitung, noch ein genaues Vorwissen über ihr Umfeld notwendig sind, um ihr Verhalten, inklusive des auf ihr auftretenden Rauschens, zu simulieren. Einzige Voraussetzung für die Simulation wären Anhaltspunkte, die als Stichproben in das Modell einfließen würden.

2.2.4. Eigenschaften verdrehter Leitungen

Neben der Entwicklung von Modellen lassen sich in der Literatur auch Beschreibungen des Verhaltens finden, das verdrehte Leitungen ausmacht.

So haben zufällige Änderungen an der Struktur einer verdrehten Übertragungsleitung primär Auswirkungen auf die Eingangsimpedanz der Leitung. Verglichen damit sind die Auswirkungen auf die Dämpfung des übertragenen Signals vernachlässigbar [20].

Die zentrale Eigenschaft verdrehter Leitungen ist jedoch, dass ihre Drehung die induktive Kopplung von und zu anderen Leitern reduziert. Diese Kopplung und die ohnehin geringe kapazitive Kopplung zwischen den Leitern wird auch durch Asymmetrien zwischen den beiden Leitern der verdrehten Leitung nur gering beeinflusst [17], [18]. Die Auswirkung der Drehrate der Leitung auf das Übersprechen zwischen der verdrehten Leitung und einem anderen Leiter nimmt bei großen Lasten an den Leitungsenden ab [16].

Da für die Entwicklung von Kommunikationssystemen die maximal möglichen Datenraten von Interesse sind, wird hier auch auf die Quelle [23] verwiesen, in der die theoretisch maximal erreichbaren Datenraten mehrerer Leitungstypen ermittelt wurden.

3. Konzept

In diesem Kapitel wird das Vorgehen vorgestellt, mit dem die Ziele dieser Thesis aus Abschnitt 1.3 erreicht werden sollen. Dazu wird zunächst das allgemeine Vorgehen beleuchtet, um anschließend detaillierter auf wesentliche Schritte einzugehen und die an den Messaufbau gestellten Anforderungen vorzustellen.

3.1. Allgemeines Vorgehen

Das allgemeine Vorgehen ergibt sich direkt aus den Zielen dieser Masterthesis (s. Abschnitt 1.3). So sollen die folgenden Punkte in der angegebenen Reihenfolge abgearbeitet werden:

1. Aktueller Stand der Technik
2. Entscheidung für ein Modell
3. Bestimmung von Modellparametern
4. Simulation

Aktueller Stand der Technik und Entscheidung für ein Modell An der HAW Hamburg gab es wenige Vorerfahrungen zu Untersuchungen an verdrehten Leitungen mit Stichleitungen. Daher soll die Studie besonderes Augenmerk auf Literatur haben, in der Treiber und Leitungen für FlexRay modelliert werden. Die Entscheidung für ein Modell ist nach der Literaturstudie der nächste wichtige Schritt, dessen Ergebnis sich direkt aus der Literaturstudie und den unter 1.3 gestellten Rahmenbedingungen ergeben sollte.

Bestimmung von Modellparametern Die Bestimmung der Modellparameter ist ein Prozess, der maßgeblich von der für die Simulation verwendeten Software, dem Modellierungsansatz und den zur Verfügung stehenden Messgeräten abhängt. Da die beiden verfügbaren Simulationswerkzeuge (NI AWR Design Environment und CST Studio Suite) und Netzwerkanalysatoren (die zur Messung verwendet werden können) den Austausch von Messdaten in Form von S-Parametern unterstützen, sollen diese für die Messung genutzt werden.

Die Simulationswerkzeuge erlauben die Bestimmung der Parameter implementierter Modelle auf Basis dieser S-Parameter.

Der zu messende Frequenzbereich orientiert sich an den Rahmenbedingungen des Projekts und der Messung. So soll die minimale Frequenz so niedrig wie möglich liegen, damit das Verhalten der Leitung auch im niederfrequenten Bereich abgebildet werden kann. Die maximale Frequenz soll bei 200 MHz liegen. Damit wäre sie deutlich über der maximal zu übermittelnden Frequenz von 100 MHz bei einer Datenrate von 50 Mbit/s, auf die das Bus-system zunächst ausgelegt werden soll.

Die Übertragung der Messungen auf das Modell soll iterativ erfolgen. Ausgehend von einem Minimalbeispiel, einer sehr kurzen Leitung, mit dem der genaue Ablauf der Bestimmung der Modellparameter evaluiert werden soll, wird sich so einer großen Topologie genähert. Auch der Aufbau des Messobjekts kann so schrittweise verbessert werden. Beginnend mit kleinen Aufbauten einer einfachen verdrehten Leitung, können so Eigenschaften größerer Aufbauten simuliert werden, die später anhand eines entsprechenden Messaufbaus validiert werden. Zeigen die Simulationen gute Übereinstimmungen mit den Messungen, kann der nächste Schritt hin zu einer großen Topologie gegangen werden: Der reale Aufbau einer Kreuzung mit kurzen verdrehten Leitungsstücken soll dann vermessen werden, um das Verhalten von Kreuzungen auf Basis der Messungen in Simulationen wiederzugeben.

Simulation Grundsätzlich richtet sich auch die Simulation nach den oben beschriebenen iterativen Schritten. Dabei soll zunächst mithilfe von numerischer Optimierung, auf Basis der gemessenen S-Parameter, eine Näherung der Parameter des implementierten Modells ermittelt werden.

Das Ziel soll eine Reihe von möglichst frei konfigurierbaren Modulen sein, die den flexiblen Aufbau verschiedener Topologien erlaubt. Diese Fähigkeit soll mit dem in Abbildung 1.1 dargestellten Aufbau gezeigt werden. Die dort abgebildete Topologie soll außerdem die unter Abschnitt 1.3 vorgestellten Ziele erfüllen und die Untersuchung der dort geforderten Aspekte erlauben.

3.2. Anforderungen Messaufbau

Die Messaufbauten sind Ausgangspunkt der Modellierung und daher von besonderer Bedeutung. Sie müssen bestimmte Anforderungen erfüllen, um für die anschließende Nutzung im Simulator geeignet zu sein. Daher sollen bei ihrer Anfertigung, neben Anforderungen, die bei der Minimierung von Kosten helfen, auch messtechnische Spezifikationen befolgt werden:

- Der Messaufbau soll kostengünstig sein.
- Der Messaufbau soll einem realistischen Szenario entsprechen.

- Der Messaufbau soll möglichst robust sein, damit Messungen auch bei mehrfacher Nutzung wiederholbar sind.
- Der Messaufbau soll mit den verfügbaren Messgeräten kompatibel sein.
- Der Messaufbau soll über ein Bezugspotenzial in Form einer Grundplatte verfügen, dass möglichst simpel mit dem Messgerät verbunden werden kann.
- Der Messaufbau soll einen definierten Abstand zwischen Grundplatte und Leitung haben, der mit möglichst einheitlichem Material geschaffen wird.

4. Messungen

Dieses Kapitel widmet sich den Messungen, die für diese Masterthesis durchgeführt wurden. Zeitlich waren sie eng mit den jeweiligen Simulationen verwoben. So wechselten sich bei der Arbeit die Messungen jeweils im zeitlichen Ablauf mit den zugehörigen Simulationen ab. Zu Gunsten einer einfacheren Darstellung sollen hier jedoch zunächst Erkenntnisse aus den Messungen vorgestellt werden und in einem anschließenden Kapitel die Simulationsergebnisse.

Im Wesentlichen wurden zwei Messreihen durchgeführt: Die eine mit einer einfachen verdrehten Leitungen und die andere mit einer verdrehten Leitung, die mit einer Stichleitung (ebenfalls verdreht) versehen ist. Wie im vorherigen Kapitel 3 bereits beschrieben wurde, verfolgten die Messreihen jeweils ein iteratives Konzept, weswegen sie wiederum aus einer Reihe von Messungen bestehen. Dieses Kapitel beschreibt in den jeweiligen Unterkapiteln den genauen Messaufbau, die an die Messung gestellten Erwartungen, die wesentlichen Messergebnisse und die daraus gewonnenen Erkenntnisse der Messreihen. Lediglich die Messung mit der die Machbarkeit der Optimierung eines Modells auf eine Messung gezeigt werden sollte, ist hier nicht weiter berücksichtigt. Ihre Ergebnisse brachten, abgesehen von dem auf die folgenden Messungen angewendeten Vorgehen, keinen wesentlichen Erkenntnisgewinn.

Verwendete Messgeräte Für alle Messungen wurden Messgeräte des gleichen Typs verwendet: Ein Netzwerkanalysator der ROHDE & SCHWARZ GmbH & Co. KG vom Typ „VECTOR NETWORK ANALYZER 10 Hz / 9 kHz - 4 GHz ZVR“. Ausgehend von den Möglichkeiten die dieses Gerät bietet wurde der Messbereich auf 10 kHz bis 200 MHz festgelegt.

Messaufbau Der Messaufbau wurde bei allen Messungen möglichst ähnlich gestaltet, so dass gewisse Merkmale allen gemein sind. Ausgehend von den in Abschnitt 3.2 gestellten Anforderungen sind die gemeinsamen Merkmale folgende:

- Der Messaufbau baut auf Grundplatten auf, die mindestens 15 cm breit sind und aus Hartpapier bestehen, das mit Kupfer beschichtet ist.
- Alle Grundplatten eines Aufbaus sind leitend miteinander verbunden.
- Auf die Grundplatten ist eine ca. 15 mm dicke Holzplatte geschraubt.

- Die Schrauben halten zur Leitung einen Abstand von $5 \pm 0,5$ cm ein.
- Die Leitung ist auf dem Aufbau mit Kabelbindern so fixiert, dass sie sich nur mit deutlichem Kraftaufwand bewegen lässt.
- An den Leitungsenden sind die Adern der Leitung mit SMA-Buchsen versehen deren Gehäuse jeweils mit der Kupferplatte leitend verbunden ist.

Die Leitung selbst ist bei allen Messungen eine übliche FlexRay-Leitung vom Typ „FLR09YHYW 2x0,35sn-A“ [9].

4.1. Einfache verdrehte Leitung

Gliederung der Messergebnisse Die Messergebnisse werden in diesem Unterkapitel in Form von S-Parametern, jeweils gemäß ihrer Übertragungspfade, untergliedert in vier Kategorien dargestellt:

- Reflexionen
 - S(1,1), S(2,2), S(3,3), S(4,4)
- Transmissionen
 - S(1,3), S(2,4), S(3,1), S(4,2)
- Fernkopplungen
 - S(1,4), S(2,3), S(3,2), S(4,1)
- Nahkopplungen
 - S(1,2), S(2,1), S(3,4), S(4,3)

4.1.1. Vermessung einer einfachen verdrehten Leitung mit $l = 14,4$ cm

Messaufbau

Der für diese Messung verwendete Aufbau ist in Abbildung 4.1 dargestellt und besteht aus einer Leitung der Länge $l = 14,4$ cm, die gemäß den zu Beginn dieses Kapitels vorgestellten Bestimmungen montiert wurde. Die hier verwendete Grundplatte besteht aus einem Stück. Das darauf montierte Holz hat eine Dicke von $d = 15$ mm.

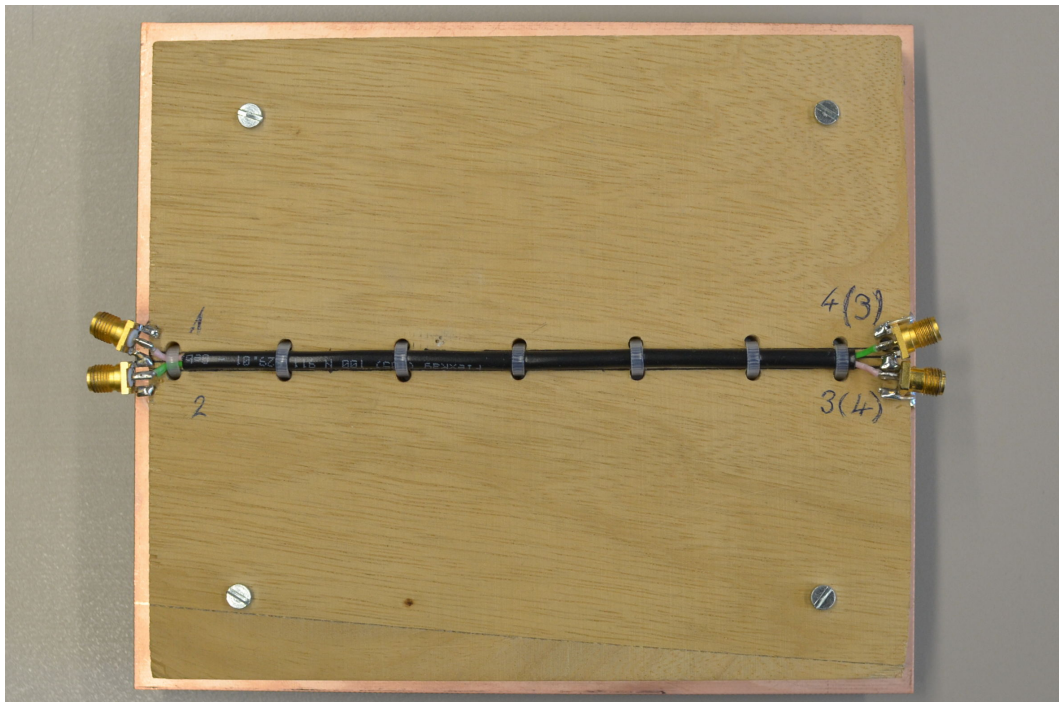


Abbildung 4.1.: Hardware-Modell mit einer üblichen FlexRay-Leitung der Länge $l = 14,4$ cm

Erwartungen an die Messergebnisse

An die durchgeführten Messungen wurden die folgenden Erwartungen gestellt:

- Die Messergebnisse sollen reproduzierbar sein.
- Die Messergebnisse der vier vorgestellten Kategorien sollen wegen der Symmetrie des Messaufbaus jeweils gut übereinstimmen.
- Die Transmission soll gegenüber den anderen Übertragungspfaden der Pfad mit der geringsten Dämpfung sein.
- Die Transmissionen sollen Tiefpasscharakter haben.
- Die Reflexionen sollen Hochpasscharakter haben.
- Die Kopplungen zwischen den Leitungen sollen Hochpasscharakter haben.

Die Erwartungen ergeben sich größtenteils aus dem bereits oben vorgestellten ESB in Abbildung 2.2. Die Leitungsbeläge zeigen, dass die Leitung selbst induktiv belegt ist, während die Kopplung durch kapazitive Beläge abgebildet wird. Aus den induktiven Belägen längs der Leitung ergibt sich die Erwartung eines Übertragungsverhaltens mit Tiefpasscharakteristik. Umgekehrt analog dazu sollten die Reflexionen den Charakter eines Hochpassfilters

haben. Die kapazitiven Kopplungsbeläge lassen ein Hochpassverhalten der Kopplung zwischen den Leitungen erwarten.

Besondere Erwartungen aufgrund des Messverfahrens Aufgrund der Symmetrie des Aufbaus wurden bei dieser Versuchsreihe einige S-Parameter aus Zeitgründen nicht gemessen und später durch symmetriebedingt äquivalente Messungen ersetzt. Hinzu kommt, dass das Messobjekt mehr Ports hat, als das verfügbare Messgerät messen kann. Daher wurden mehrere Messreihen in eine zusammengeführt. In der folgenden Tabelle folgt die Notation der S-Parameter Messungen daher Syntax: 13/S(1,1). Dabei stehen die ersten beiden Ziffern für die mit dem Messgerät verbundenen Ports: Die erste Stelle beschreibt den mit Port 1 des Messgeräts verbundenen Port des Messobjekts (hier Port 1) und die zweite Stelle den mit Port 2 verbundenen Port des Messobjekts (hier Port 3). Die folgende Tabelle 4.1 zeigt welche S-Parameter mit welchen Messungen ermittelt wurden:

Tabelle 4.1.: Zuordnungen von S-Parametern zu Messungen

S-Parameter	Messung
S(1,1)	13/S(1,1)
S(2,1)	12/S(2,1)
S(3,1)	13/S(3,1)
S(4,1)	14/S(4,1)
S(1,2)	12/S(1,2)
S(2,2)	13/S(1,1)
S(3,2)	14/S(4,1)
S(4,2)	13/S(3,1)
S(1,3)	13/S(1,3)
S(2,3)	14/S(1,4)
S(3,3)	13/S(3,3)
S(4,3)	12/S(2,1)
S(1,4)	14/S(1,4)
S(2,4)	13/S(1,3)
S(3,4)	12/S(1,2)
S(4,4)	14/S(4,4)

Die in der Tabelle 4.1 gezeigten Zusammenhänge werden auch in den unten vorgestellten Messergebnissen erwartet, da die zugrunde liegenden Daten ihnen gemäß angelegt wurden. Sie werden daher nicht näher untersucht.

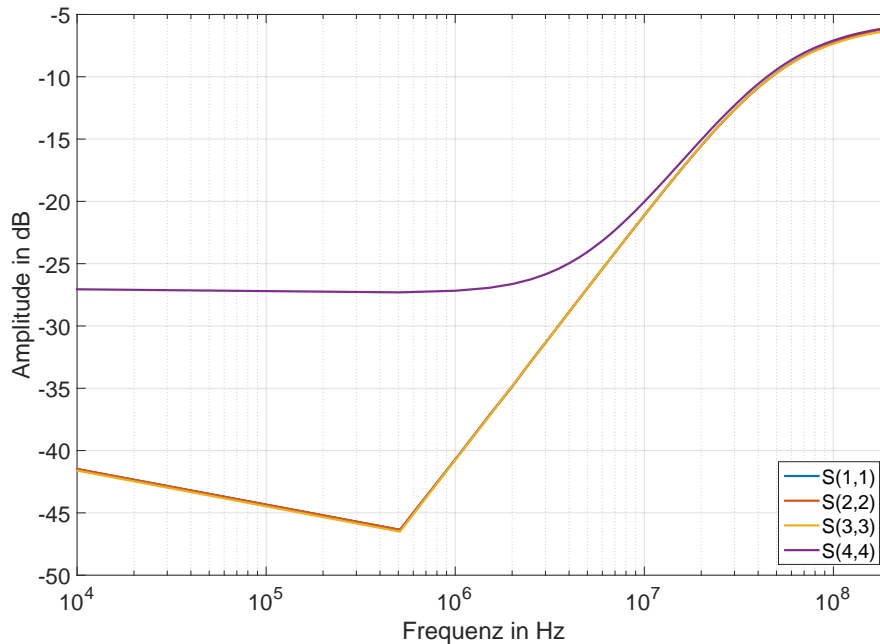


Abbildung 4.2.: Messergebnisse für die Reflexionen an einer Leitung der Länge $l = 14,4$ cm

Messergebnisse

Reflexionen Abbildung 4.2 zeigt die zu den S-Parametern der Reflexionen gehörigen Amplitudengänge. Es fällt auf, dass in dieser Grafik die Amplitudengänge aller S-Parameter von dem zu S(4,4) im unteren Frequenzbereich stark abweichen. Diese Abweichung ist zwar reproduzierbar, liegt jedoch in einem Bereich wo die Amplitude kleiner als -20 dB ist und ist damit vernachlässigbar klein (Hier werden lediglich Kopplungen zwischen Teilen einer zusammenhängenden Leitung betrachtet, sodass eine Amplitude von $\frac{1}{100}$ tel des Eingangswertes, was -20 dB entspricht, als vernachlässigbar betrachtet werden kann.). Oberhalb dieser -20 dB-Grenze ist die Übereinstimmung zwischen den Messungen gut gegeben. Abgesehen davon basiert der betroffene untere Frequenzbereich auf vergleichsweise wenigen Messpunkten, da mit linearer Frequenzskalierung gemessen wurde (eine andere Skalierung hätte Messfehler begünstigt s. Abschnitt 4.2). Auch die erwartete Hochpasscharakteristik ist in der Abbildung ersichtlich. Im Maximum hat die Messung eine Amplitude von $-6,0$ dB.

Transmissionen Wie Abbildung 4.3 zeigt stimmen auch die Messungen der Transmissionen gut miteinander überein. Auch die hier erwartete Tiefpasscharakteristik zeigt sich in der Grafik. Die Grenzfrequenz liegt bei etwa 120 MHz. Im Durchlassbereich werden näherungsweise $0,0$ dB erreicht.

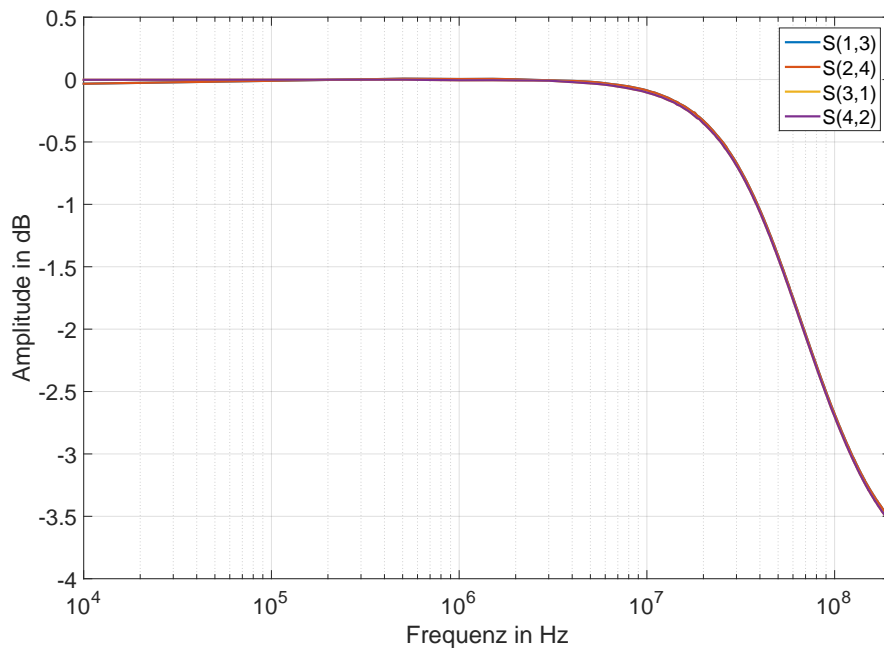


Abbildung 4.3.: Messergebnisse für die Transmissionen an einer Leitung der Länge $l = 14,4$ cm

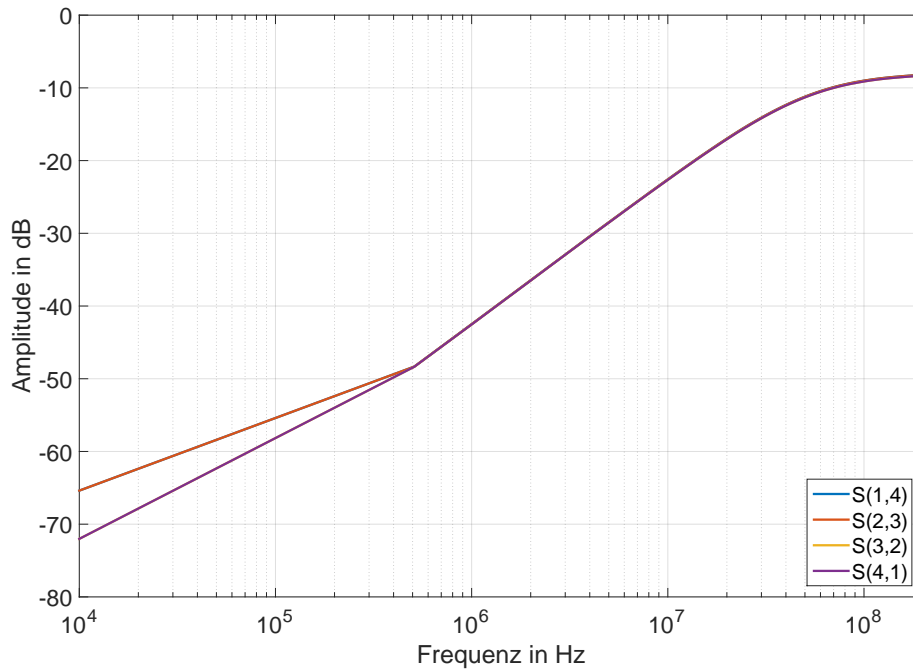


Abbildung 4.4.: Messergebnisse für die Fernkopplungen an einer Leitung der Länge $l = 14,4$ cm

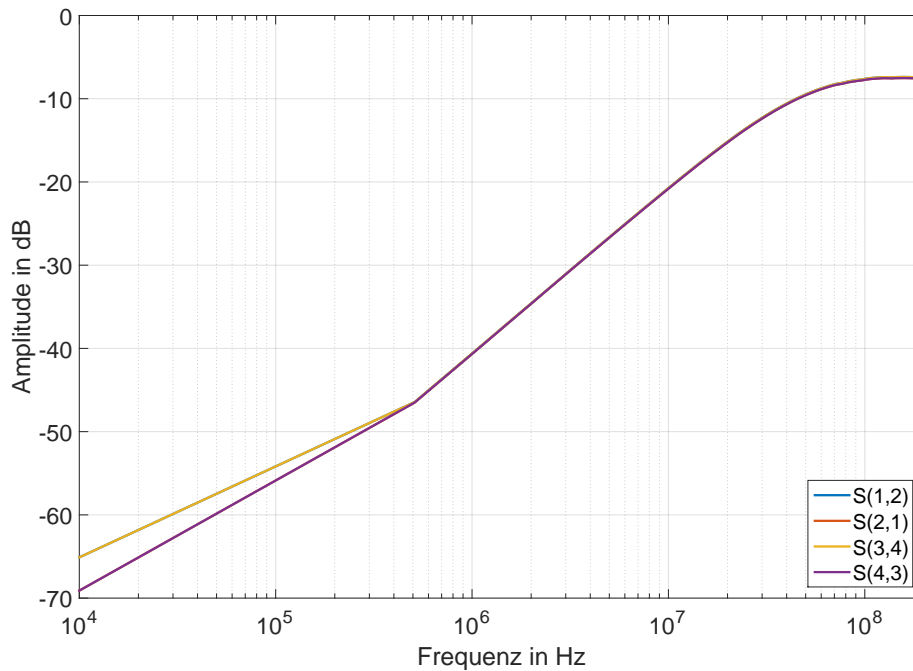


Abbildung 4.5.: Messergebnisse für die Nahkopplungen an einer Leitung der Länge $l = 14,4$ cm

Fernkopplungen In Abbildung 4.4 zeigen die gemessenen Fernkopplungen ein ähnliches Bild wie schon die Reflexionen. Auch hier liegen die Messungen im unteren Frequenzbereich weit auseinander. Aber wie schon bei den Reflexionen liegt diese Abweichung unterhalb der kritischen Grenze von -20 dB. Zudem ist gerade an dieser Stelle deutlich sichtbar, dass die Amplitudengänge nur in einem Frequenzpunkt abweichen. Das erwartete Hochpassverhalten ist in diesem Fall bei allen Messungen erkennbar. Die Amplitude überschreitet dabei nicht $-8,0$ dB.

Nahkopplungen Die in Abbildung 4.5 dargestellten Nahkopplungen entsprechen den bei den Fernkopplungen festgestellten Eigenschaften: Im unteren Frequenzbereich liegen sie in einem Messpunkt auseinander, wobei der Pegel weit unter der kritischen Grenze (-20 dB) liegt. Auch hier liegt das erwartete Hochpassverhalten vor. Das Maximum liegt dabei etwas höher bei $-7,5$ dB.

Erkenntnisse aus den Messergebnissen

Die Beobachtungen aus fast allen Messungen stimmen in einem Punkt überein: Sie zeigen Abweichungen im unteren Frequenzbereich. Die Vermutung liegt nahe, dass dies auf die

Messausrüstung zurückzuführen ist. Ein Hinweis darauf ist der Umfang des Messbereichs der Messgeräte, der für eine Bandbreite von 9 kHz bis 4 GHz angegeben ist. Ob die Ungenauigkeiten dieser Messungen darauf zurückzuführen sind, müssen Messungen an weiteren Messobjekten (siehe unten) zeigen. Bei dieser Messreihe sind die Abweichungen vertretbar, da sie durchgehend in Bereichen unter -20 dB liegen.

Außerdem zeigen die Messungen eine Abstufung der unterschiedlichen Übertragungspfade. Dabei hat die Transmission die geringste Dämpfung, gefolgt von den Reflexionen. Die Dämpfung der Nahkopplungen ist noch stärker als die der Reflexionen während die Fernkopplungen am stärksten gedämpft sind.

Diese Aussagen lassen sich in diesen Kategorien treffen, da die Erwartung, dass die Messungen aufgrund von Symmetrieeigenschaften des Messaufbaus in vier Kategorien (Reflexionen, Transmissionen, Fernkopplungen und Nahkopplungen) gegliedert werden können, in den Messergebnissen erfüllt wurde. Alle Messungen der Kategorien zeigten untereinander gute Übereinstimmungen.

Zusammenfassend kann also über die Messungen gesagt werden, dass sie die Erwartungen in gewissen Grenzen erfüllen und dadurch für die Erstellung eines Simulationsmodells (s. Abschnitt 5.1) geeignet sind. Am Rande der Messungen hat sich zudem gezeigt, dass die Lötstellen zwischen den Ports empfindlich sind. Bei den folgenden Messaufbauten wird diese Schwachstelle daher verhindert.

4.1.2. Vermessung einer einfachen verdrehten Leitung mit $l = 1$ m

Da eine Messung an einem realen Objekt zwar für die Erstellung eines Modells genügt, nicht aber für die Validierung des Modells, ist eine zweiter Messaufbau nötig gewesen. Dieser Messaufbau sollte möglichst in allen Punkten, außer der Länge, mit dem ersten übereinstimmen. Die Differenz in der Länge sollte groß genug sein, um deutliche Unterschiede in den Messergebnissen gegenüber den ersten Messungen (s. Abschnitt 4.1.1) beobachten zu können. Gleichzeitig musste die Länge des Aufbaus mit den verfügbaren Messgeräten vereinbar sein. Auf Basis von Simulationen, die unter Abschnitt 5.1 näher betrachtet werden, wurde sich gemäß dieser Kriterien für eine Länge von $l = 1$ m entschieden.

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der Messreihe, die an dieser längeren Leitung durchgeführt wurde.

Messaufbau

Das hier verwendete Hardware-Modell (Bild s. Anhang A) entspricht in weiten Teilen dem aus Abschnitt 4.1.1. Auch in diesem Fall wurde es gemäß den Bestimmungen zu Beginn dieses Kapitels angelegt. Die an dieser Stelle verwendete Holzplatte hat eine Dicke von $d = 19$ mm und ist auf leitend verbundenen Grundplatten montiert. Die aufgebrachte Leitung hat eine Länge von $l = 1$ m. Auf Basis der Erfahrungen, die bei den Messungen unter

Abschnitt 4.1.1 gemacht wurden, sind bei diesem Aufbau die Buchsen an einer Aluminiumplatte montiert.

Erwartungen an die Messergebnisse

Da sich der hier verwendete Messaufbau nur in der Länge wesentlich von dem unter Abschnitt 4.1.1 unterscheidet, sind auch die Erwartungen sehr ähnlich:

- Die Messergebnisse sollen reproduzierbar sein.
- Die Messergebnisse der vier vorgestellten Kategorien sollen wegen der Symmetrie des Messaufbaus jeweils gut übereinstimmen.
- Die Transmission soll gegenüber den anderen Übertragungspfaden der Pfad mit der geringsten Dämpfung sein.
- Die Transmissionen sollen Tiefpasscharakter haben.
- Die Reflexionen sollen Hochpasscharakter haben.
- Die Kopplungen zwischen den Leitungen sollen Hochpasscharakter haben.
- Die Amplitudengänge der Transmissionen sollen, gegenüber denen an der Leitung mit $l = 14,4$ cm gemessenen, stärker gedämpft sein.
- Bei einer Frequenz zwischen 100 MHz und 150 MHz sollen die Transmissionen besonders schwach und die Kopplungen besonders stark gedämpft sein.

Die letzten beiden Punkte sind Ergänzungen und ergeben sich aus den Grundlagen der Leitungstheorie (s. Abschnitt 2.2.1).

Wie aus Gleichung 2.13 hervorgeht, ist das Signal auf einer Leitung exponentiell gedämpft. Daher wird erwartet, dass bei einer deutlichen Verlängerung der Leitung eine stärkere Dämpfung bei der Transmission auftritt. Für die anderen Übertragungspfade kann so eine Aussage nicht getroffen werden, da Signale mit zunehmender Länge zwar stärker gedämpft werden, aber auch die Kopplung zwischen den Leitern zunimmt.

Der letzte Punkt bezieht sich auf den Sonderfall des $\lambda/2$ -Transformators, bei dem die Leitung am Eingang nicht in Erscheinung tritt. Somit würde elektrotechnisch betrachtet näherungsweise ein Kurzschluss zwischen den beiden Ports des Messgeräts vorliegen. Die entsprechende Frequenz ergibt sich unter Berücksichtigung der Gleichungen 2.16 und 2.17 gemäß folgender Gleichung:

$$f_{\lambda/2} = v \cdot \frac{1}{2 \cdot l} = \frac{c_0}{n} \cdot \frac{1}{2 \cdot l} = c_0 \cdot \frac{VKF}{2 \cdot l} \quad (4.1)$$

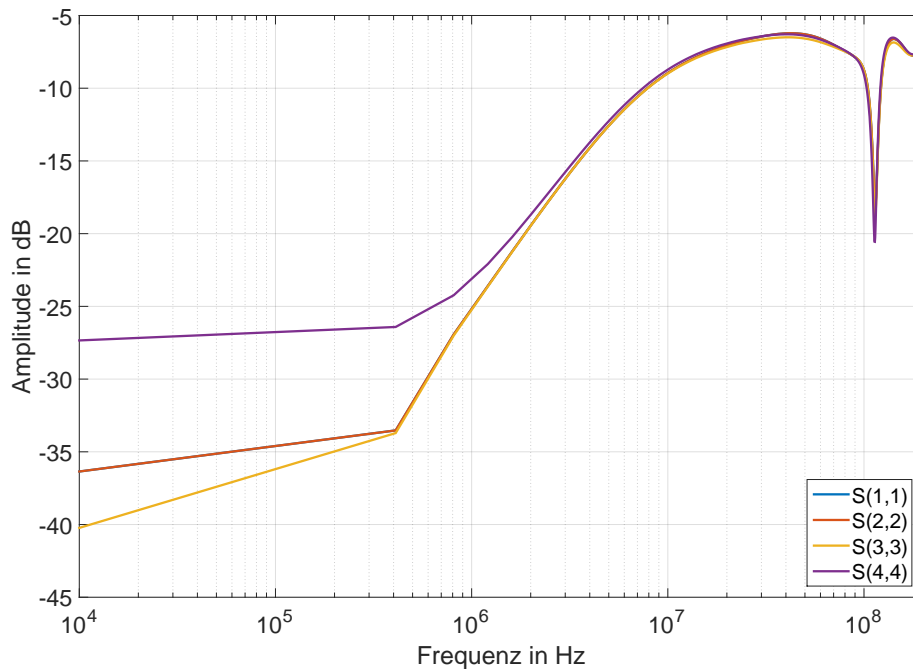


Abbildung 4.6.: Messergebnisse für die Reflexionen an einer Leitung der Länge $l = 1$ m

Da n vor der Messung nicht bekannt ist, wird eine Schätzung in Form eines Bereichs angegeben. So wird erwartet, dass der Verkürzungsfaktor der Leitung zwischen maximal $VKF = 1$ und $VKF = \frac{2}{3}$ liegt. Der letzte Wert basiert auf empirischen Erfahrungen.

Messergebnisse

Reflexionen Zunächst fällt in Abbildung 4.6 auf, dass die Pegel im unteren Frequenzbereich auseinanderliegen. Die Abweichungen liegen allerdings unterhalb von -20 dB und sind damit vernachlässigbar klein. Oberhalb dieser Grenze fallen die Abweichungen deutlich geringer aus, sodass von einer guten Übereinstimmung der S-Parameter gesprochen werden kann. Hinzu kommt, dass die großen Abweichungen bei vergleichsweise wenigen Frequenzpunkten auftreten. Grund dafür ist die lineare Skalierung der Frequenzpunkte bei der Messung. Insgesamt betrachtet liegt der erwartete Hochpass-Charakter vor. Maximal erreicht der Pegel dabei $-6,3$ dB. Ein lokales Minimum findet sich bei dem Amplitudengang bei 114 MHz und liegt damit innerhalb des erwarteten Bereichs.

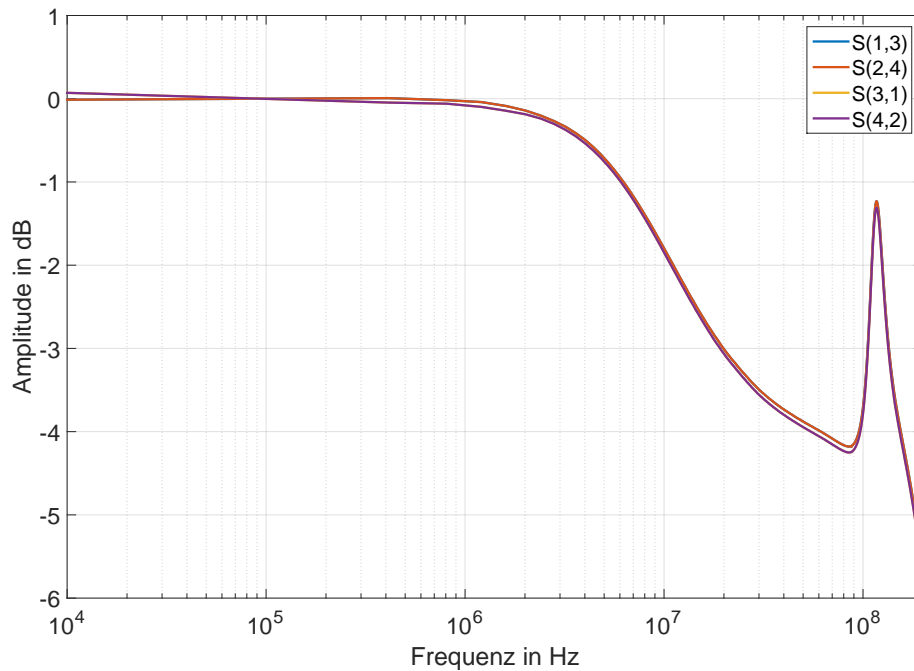
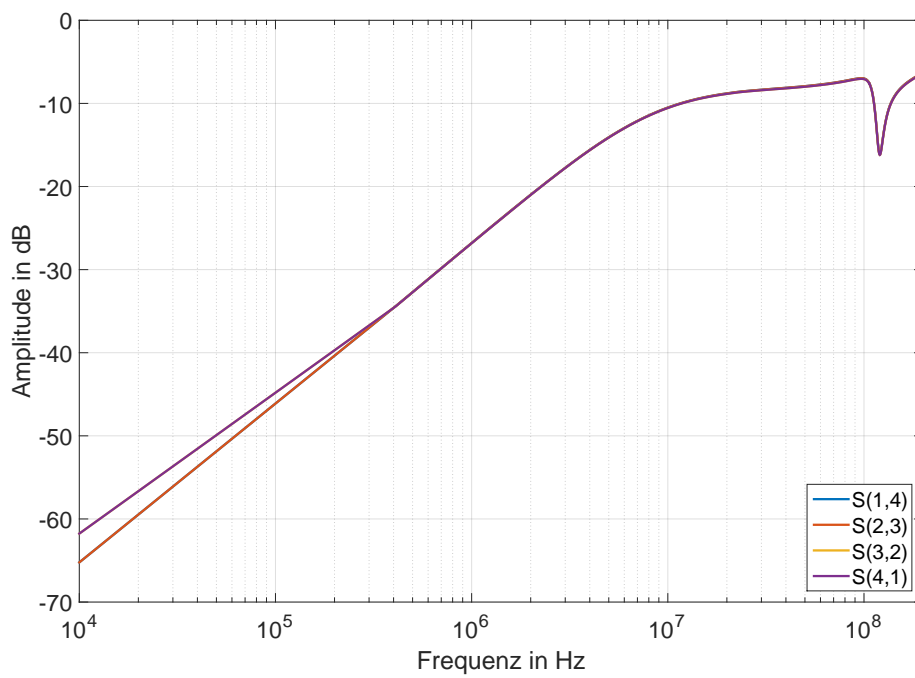
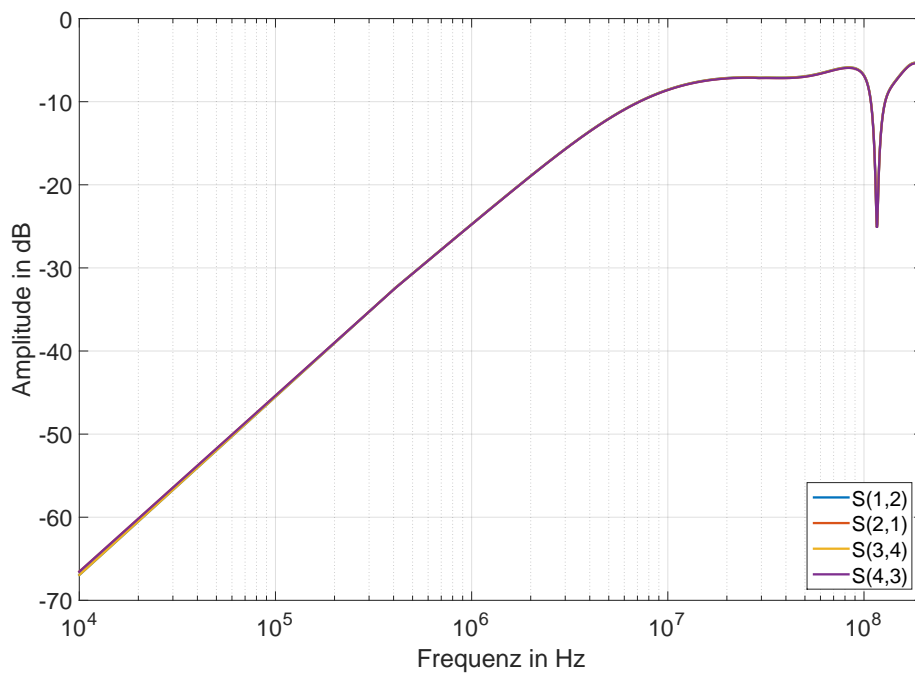


Abbildung 4.7.: Messergebnisse für die Transmissionen an einer Leitung der Länge $l = 1$ m

Transmissionen Insgesamt zeigen die Amplitudengänge der Transmissionen in Abbildung 4.7 gute Übereinstimmungen. Es fällt allerdings auf, dass $S(3,1)$ und $S(4,2)$ im unteren Frequenzbereich 0 dB überschreiten. Die Abweichung liegt dort zwar bei weniger als $0,1$ dB, deutet aber dennoch auf einen Messfehler hin. Die Abweichung der beiden S-Parameter bleibt zwar gering, erstreckt sich jedoch über den gesamten Messbereich. Weil die Abweichungen gering genug sind, können die Messungen trotzdem als gut nutzbar für die Modellierung bezeichnet werden. Das liegt auch daran, dass andere Erwartungen ohne weiteres erfüllt wurden: Die erwartete Tiefpasscharakteristik liegt ebenso vor wie ein lokales Maximum bei 117 MHz. Die Grenzfrequenz des Tiefpasses liegt bei 20 MHz und damit niedriger als die der in Abschnitt 4.1.1 gemessenen Transmissionen. Dadurch ist auch die Erwartung an die Dämpfung der Transmissionen erfüllt.

Fernkopplungen Die in Abbildung 4.8 gezeigten Amplitudengänge der Fernkopplungen zeigen wie die der Reflexionen im unteren Frequenzbereich Abweichungen, die auf wenigen Frequenzpunkten beruhen und unterhalb von -20 dB liegen. Im weiteren Verlauf stimmen die Amplitudengänge jedoch gut überein und zeigen den erwarteten Charakter eines Hochpasses. Dieser erreicht im Messbereich bis zu $-6,2$ dB und scheint außerhalb dessen mit zunehmender Frequenz noch zu steigen. Das erwartete lokale Minimum liegt hier bei 120 MHz.

Abbildung 4.8.: Messergebnisse für die Fernkopplungen an einer Leitung der Länge $l = 1$ mAbbildung 4.9.: Messergebnisse für die Nahkopplungen an einer Leitung der Länge $l = 1$ m

Nahkopplungen Die Abweichungen bei den Messungen der Nahkopplungen, wie sie in Abbildung 4.9 abgebildet sind, zeigen sich durchgehend gering. Zudem liegt der erwartete Hochpasscharakter mit einem maximalen Pegel von $-5,4$ dB vor. Auch das erwartete lokale Minimum ist sichtbar und liegt bei 116 MHz.

Erkenntnisse aus den Messergebnissen

Wie auch schon bei den Messungen unter Abschnitt 4.1.1 zeigen die meisten Messungen in diesem Fall im unteren Frequenzbereich Abweichungen. Damit ist sicher, dass die Abweichungen nicht auf den spezifischen Messaufbau zurückzuführen sind. Die hier betrachteten Messungen zeigen jedoch auch Messfehler außerhalb des unteren Teils der Bandbreite (10 kHz bis 200 MHz) des verwendeten Netzwerkanalysators. Somit muss noch ein weiterer Faktor die Messungenauigkeiten verursachen. In Betracht kämen dafür die verwendeten Abschlusswiderstände. Da die Messungen in ihrer vorliegenden Form aber die gestellten Erwartungen an ihre Genauigkeit in ihren Grenzen erfüllen, eignen sie sich auch trotz der Messfehler für die Erstellung von Modellen. Die nähere Untersuchung der Messfehler muss also nicht an dieser Stelle erfolgen und wird erst unter Abschnitt 4.2 fortgeführt.

Die erwartete Abstufung der S-Parameter der Übertragungspfade in ihrer Dämpfung zeigt sich auch bei dieser Messreihe. Die Abweichungen der jeweiligen Amplitudengänge untereinander sind gering, sodass die Kategorisierung (nach Reflexionen, Transmissionen, Fernkopplungen und Nahkopplungen) wie erwartet vorgenommen werden kann.

Die Transmission ist dabei wieder der Pfad mit der geringsten Dämpfung. Gegenüber der Messungen an der Leitung der Länge $l = 1$ m ist die nächst geringere Dämpfung nicht bei den Reflexionen, sondern bei den Nahkopplungen zu finden. Gefolgt wird sich von den etwas stärker gedämpften Fernkopplungen, während die Reflexionen am stärksten gedämpft werden.

Die an dieser Stelle gemachten Messungen können schließlich genauso wie die aus Abschnitt 4.1.1 als geeignet für die Erstellung von Modellen bezeichnet werden, auch wenn hier der Genauigkeit ebenfalls Grenzen gesetzt sind.

4.2. Verdrillte Leitung mit Stichleitung

In diesem Unterkapitel wird eine Messreihe vorgestellt, die an verdrillten Leitungen mit Stichleitungen durchgeführt wurde. Die Messung baut auf den Erfahrungen aus Abschnitt 4.1 auf und verwendet daher einen Messaufbau, der dem dort vorgestellten sehr ähnlich ist. Dadurch ist insbesondere die Vergleichbarkeit der Messungen gegeben.

Im Unterschied zu den bisher durchgeführten Messungen wird an dieser Stelle kein Leitungsmodell gesucht, sondern das Modell einer Leitungsverzweigung. Daher besteht der genutzte Messaufbau aus einer einfachen verdrillten Leitung, von der eine andere verdrillte

Leitung abzweigt.

Weil hier wesentlich mehr S-Parameter vermessen und untersucht werden mussten, als im vorherigen Unterkapitel, wurden zur Untersuchung die mittleren Abweichungen der S-Parameter in den unten vorgestellten Kategorien untereinander ermittelt. Die Ergebnisse der Untersuchung befinden sich in Anhang B.

Gliederung der Messergebnisse Die Messergebnisse werden in diesem Unterkapitel ebenfalls in Form von S-Parametern jeweils gemäß ihrer Übertragungspfade untergliedert in vier Kategorien dargestellt:

- Reflexionen
 - $S(1,1)$, $S(2,2)$, $S(3,3)$, $S(4,4)$, $S(5,5)$, $S(6,6)$
- Transmissionen
 - $S(1,3)$, $S(1,5)$, $S(2,4)$, $S(2,6)$, $S(3,1)$, $S(3,5)$, $S(4,2)$, $S(4,6)$, $S(5,1)$, $S(5,3)$, $S(6,2)$, $S(6,4)$
- Fernkopplungen
 - $S(1,4)$, $S(1,6)$, $S(2,3)$, $S(2,5)$, $S(3,2)$, $S(3,6)$, $S(4,1)$, $S(4,5)$, $S(5,2)$, $S(5,4)$, $S(6,1)$, $S(6,3)$
- Nahkopplungen
 - $S(1,2)$, $S(2,1)$, $S(3,4)$, $S(4,3)$, $S(5,6)$, $S(6,5)$

Messaufbau

Hier wurde ein Hardware-Modell genutzt, das aus drei Leitungen, je einer Länge von 10 cm besteht. Diese Leitungen sind so verlötet und montiert, dass eine einfache verdrehte Leitung entsteht, von der in ihrer Mitte eine Stichleitung in einem Winkel von 90° abzweigt. Der daher T-förmige Aufbau ist in Abbildung 4.10 dargestellt.

Wie auch in Abschnitt 4.1.2 ist die Leitung hier so auf eine Holzplatte der Dicke $d = 19$ mm und den darunter liegenden Grundplatten montiert, dass die Anforderungen, wie zu Beginn dieses Kapitels vorgestellt, erfüllt werden.

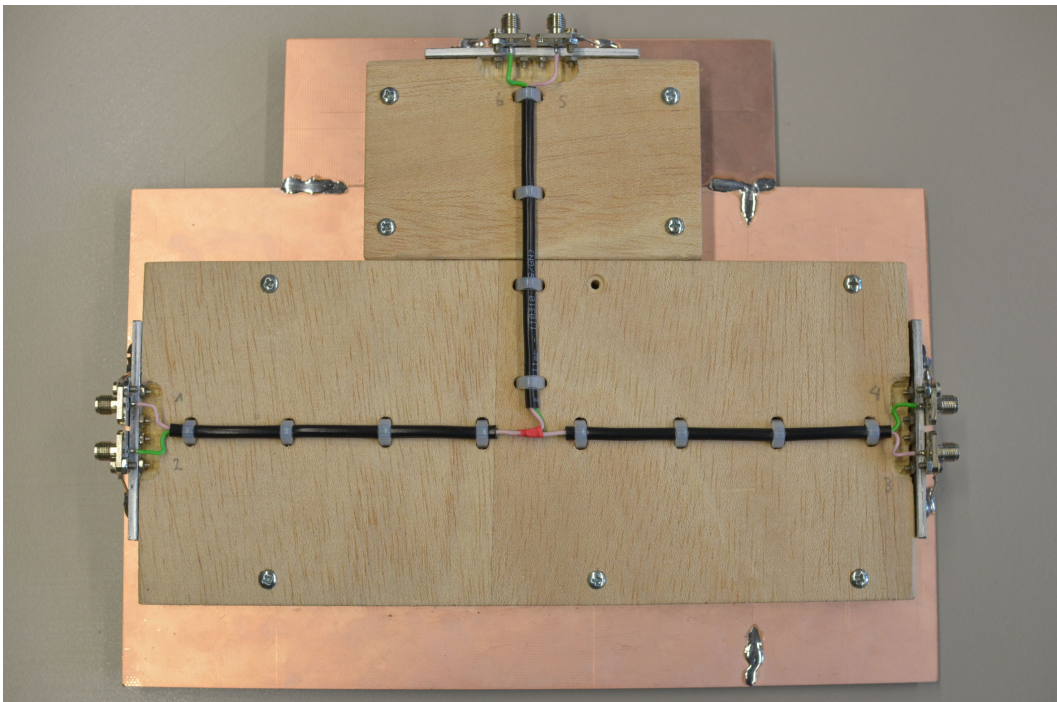


Abbildung 4.10.: Hardware-Modell mit einer üblichen FlexRay-Leitung, an die eine Stichleitung des selben Typs angeschlossen ist

Erwartungen an die Messergebnisse

Auch wenn in diesem Fall der Messaufbau erweitert wurde, so gelten dennoch fast die gleichen Erwartungen wie schon in Abschnitt 4.1.1. Zwar ergibt sich aus dem T-förmigen Aufbau eine geometrische Asymmetrie, die Auswirkung, der in den Leitungen verursachten elektromagnetischen Felder, wird jedoch aufgrund der geringen Frequenzen so gering eingeschätzt, dass sie an dieser Stelle vernachlässigt wird.

- Die Messergebnisse sollen reproduzierbar sein.
- Die Messergebnisse, der vier vorgestellten Kategorien, sollen wegen der Symmetrie des Messaufbaus jeweils gut übereinstimmen.
- Die Transmission soll gegenüber den anderen Übertragungspfaden der Pfad mit der geringsten Dämpfung sein.
- Die Transmissionen sollen Tiefpasscharakter haben und mindestens um 3,5 dB gedämpft sein.
- Die Reflexionen sollen Hochpasscharakter haben.
- Die Kopplungen zwischen den Leitungen sollen Hochpasscharakter haben.

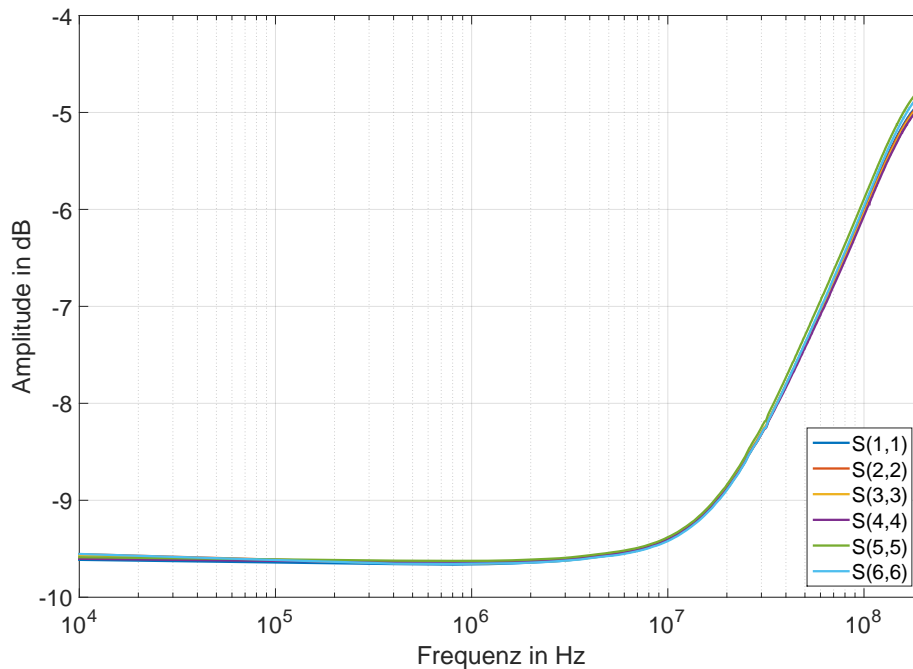


Abbildung 4.11.: Messergebnisse für die Reflexionen an einer Leitung mit Stichleitung

Einzige Änderung ist die bei den Transmissionen erwartete Dämpfung. Sie basiert auf der Schaltung, die aus den Abschlusswiderständen des Messaufbaus und seiner Verzweigung entsteht. Die Schaltung, bei der ein Abschlusswiderstand am Generator zwei entsprechenden Abschlusswiderständen gegenübersteht, erzeugt ohne Berücksichtigung der Leitung an den beiden Abschlusswiderständen gegenüber dem Generator eine Spannung von $\frac{2}{3}$ der Generatorspannung. Das entspricht einer Dämpfung von 3,5 dB.

Messergebnisse

Reflexionen Die Abbildung 4.11 zeigt neben dem erwarteten Hochpassverhalten der Reflexionen auch einen maximalen Pegel von $-4,7$ dB. Dabei ist die Übereinstimmung zwischen den S-Parametern gut, da die relative Abweichung unter 3% liegt. Auffällig ist ein kurzer leichter Einbruch aller Pegel bei etwa 30 MHz.

Transmissionen Wie Abbildung 4.12 zeigt, verhalten sich die Transmissionen den Erwartungen entsprechend wie ein Tiefpass. Der maximale Pegel liegt erwartungsgemäß bei $-3,5$ dB während die Grenzfrequenz bei etwa 82 MHz liegt. Die Übereinstimmung der Kurven ist auch hier gut und liegt unter 3%. Im unteren Frequenzbereich divergieren die Amplituden leicht. Diese Abweichung beruht allerdings (wegen der linearen Skalierung der

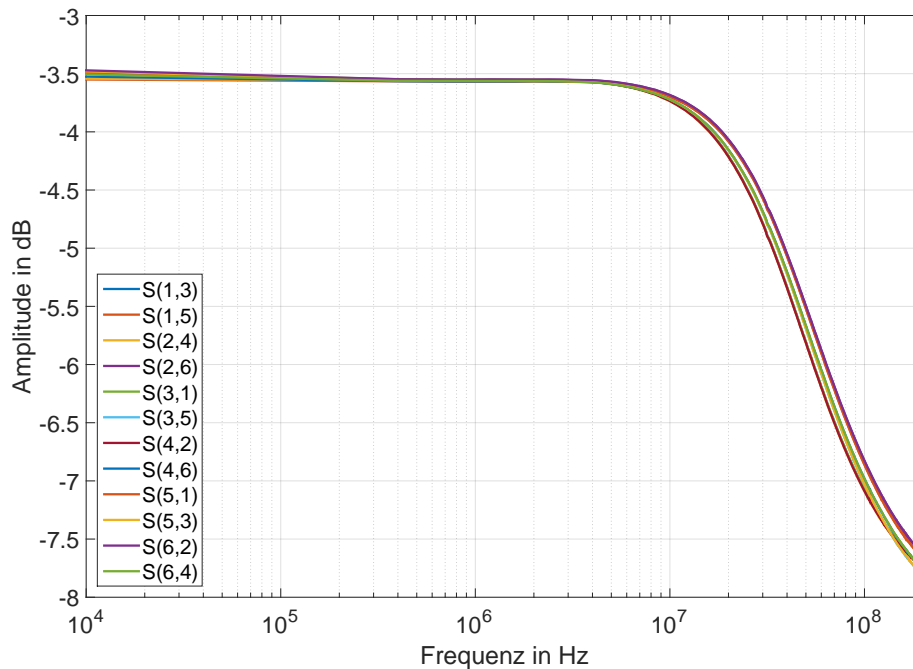


Abbildung 4.12.: Messergebnisse für die Transmissionen an einer Leitung mit Stichleitung

Frequenzpunkte bei der Messung) nur auf wenigen Messpunkten und ist sehr gering. Der Übergangsbereich zeigt Gruppen von Amplitudengängen, die sich leicht voneinander separieren. Sie lassen sich auf die möglichen Pfade des Messaufbaus (wie er in Abbildung 4.10 dargestellt ist) zurückführen:

- Die einfache gerade Leitung
- Von der linken Seite der geraden Leitung durch die Stichleitung
- Von der rechten Seite der geraden Leitung durch die Stichleitung

Wie schon bei den Reflexionen fällt auch an dieser Stelle ein kurzer leichter Einbruch aller Pegel bei etwa 30 MHz auf.

Fernkopplungen Die Fernkopplungen aus Abbildung 4.13 zeigen die erwartete Hochpass-Charakteristik und erreichen einen Pegel von maximal -12 dB. Insgesamt ist eine gute Übereinstimmung der Kurvenverläufe sichtbar, wobei die bereits bei den Transmissionen beobachteten Gruppen auftreten. Diese sind in diesem Fall durchgehend so deutlich von einander getrennt, dass Abweichungen von bis zu 10 % auftreten. Diese besonders starken Abweichungen treten bei dem Vergleich des Pfades, der über die einfache gerade Leitung führt, mit dem, der von der linken Seite der geraden Leitung durch die Stichleitung führt, auf. Die Amplitudengänge dieser beiden Gruppen liegen am

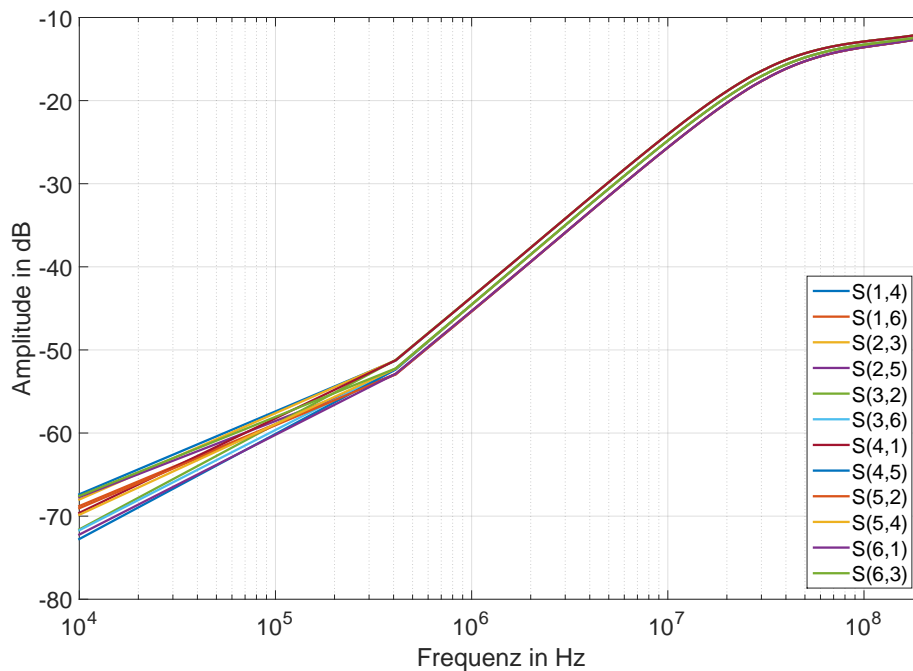


Abbildung 4.13.: Messergebnisse für die Fernkopplungen an einer Leitung mit Stichleitung

weitesten auseinander. Im unteren Frequenzbereich divergieren die Messungen in einem Frequenzpunkt. Der Pegel liegt dort aber weit unter den kritischen -20 dB.

Nahkopplungen Abbildung 4.14 zeigt das erwartete Hochpass-Verhalten der Nahkopplungen. Die Amplituden erreichen dabei nicht mehr als $-6,1$ dB und stimmen insgesamt gut überein, sodass die Abweichung zwischen ihnen nicht über 3% liegt. Im unteren Frequenzbereich sind zwar deutliche Abweichungen erkennbar, sie liegen aber in nur einem Messpunkt und auch hier weit unter der kritischen Grenze von -20 dB.

Erkenntnisse aus den Messergebnissen

Insgesamt zeigen alle Messungen Abweichungen, die gering genug sind, um die Einordnung in die Kategorien Reflexionen, Transmissionen, Fernkopplungen und Nahkopplungen zu erlauben. Von einer vollständigen Symmetrie kann jedoch nicht gesprochen werden, da dazu beispielsweise die Fernkopplungen untereinander zu deutliche Abweichungen zeigen. Dadurch darf für eine Simulation nicht ein Amplitudengang einer Kategorie für alle anderen der Kategorie ersetzen, um symmetrische Ergebnisse zu erzielen.

Die erwartete Dominanz der Transmission hinsichtlich ihres Pegels hat sich in den Messungen bewahrheitet. Ihre Amplituden liegen über denen der Reflexion, die wiederum stärker

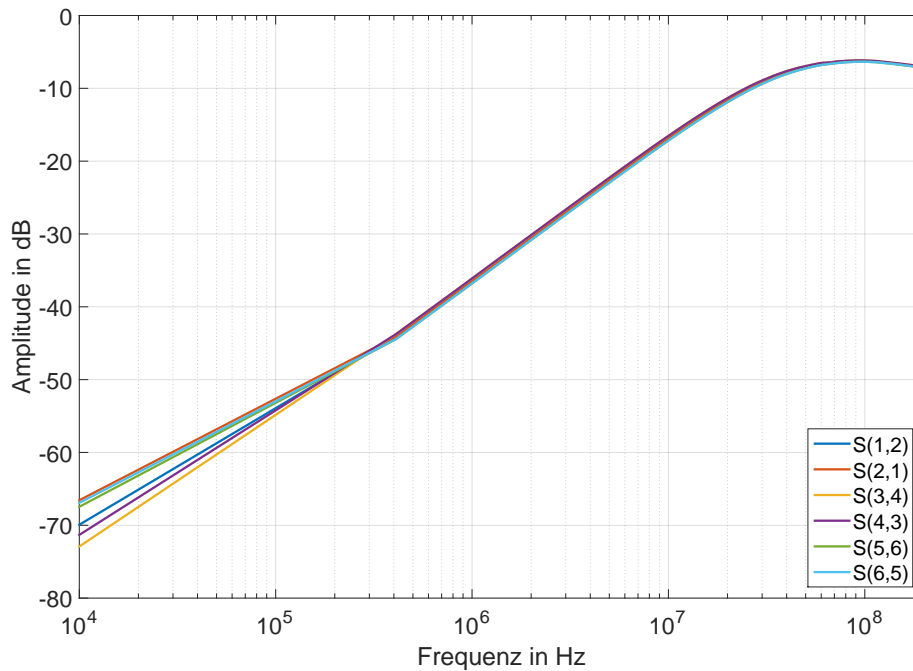


Abbildung 4.14.: Messergebnisse für die Nahkopplungen an einer Leitung mit Stichleitung

ausgeprägt sind als die Nahkopplungen. Am stärksten gedämpft sind die Fernkopplungen. Anhand der Messungen wurde mehrfach festgestellt, dass innerhalb der genannten Kategorien Gruppierungen von Amplitudengängen auftreten. Es liegt die Vermutung nahe, dass dies auf die Geometrie des Aufbaus zurückzuführen ist, da die Gruppen auf sie zurückgeführt werden können. Diese Vermutung konnte mit den Simulationen aus Anhang E visualisiert und untermauert werden. Die in dem Rahmen ermittelten S-Parameter zeigen im oberen Frequenzbereich (ab 10 MHz) Übereinstimmungen mit den Messungen. Im unteren Frequenzbereich liegen Abweichungen vor, da die gezeigte Simulation die Verdrillung der Leitungen vernachlässigt.

Um die Ergebnisse in dieser Form zu erzielen, wurden die im vorherigen Unterkapitel 4.1 beobachteten Abweichungen, die sich über den gesamten Messbereich erstreckten, genauer untersucht. Grund dafür war, dass an dieser Stelle die Widerstände während der Messungen nicht nur öfter durchgetauscht werden mussten, sondern auch mehr Widerstände gleichzeitig den Aufbau terminieren mussten. Dadurch vielen die bisherigen vernachlässigbaren Abweichungen stärker ins Gewicht und beeinträchtigten die Reproduzierbarkeit der Messungen. Um sie zu untersuchen, wurden alle verfügbaren Abschlusswiderstände vermessen (s. Anhang C). Es zeigte sich, dass die beiden, bei den ersten Messungen verwendeten Widerstände (hier R_5 und R_6), stark von den benötigten 50Ω abweichen. Daher wurden bei den in diesem Unterkapitel gezeigten Messungen die verbleibenden Widerstände genutzt. Ihre Genauigkeit wurde ebenfalls mithilfe der mittleren Abweichung (s. Anhang B) bestimmt. Dabei wurde festgestellt, dass sie $0,5 \%$ nicht überschreitet und somit gut für diese Messrei-

hen geeignet sind.

Die Ungenauigkeiten im unteren Frequenzbereich, die in den meisten Messungen zu beobachten waren, wurden in diesem Fall ebenfalls näher untersucht. Mit logarithmischen Messungen wurde die Auflösung im unteren Frequenzbereich erhöht und so in Kombination mit den Simulationen aus Abschnitt 5.2 und Vergleichsmessungen an mehreren Geräten festgestellt, dass im unteren Frequenzbereich Fehler auftreten, die vom Messgerät herrühren, dass an der unteren Grenze seiner Bandbreite betrieben wurde. Die ebenfalls beobachteten Unregelmäßigkeiten im Bereich von 30 MHz sind im Rahmen dieser Untersuchungen auch als vom Messgerät verursachter Fehler identifiziert worden. Die in diesem Unterkapitel gezeigten Messungen bauen auf diesen Erkenntnissen auf und enthalten dadurch möglichst geringe Messfehler.

Mit den genannten Einschränkungen sind die hier gemachten Messungen folglich für die Modellierung verwendbar.

4.3. Zusammenfassung der Erkenntnisse aus den Messergebnissen

In diesem Kapitel wurde zunächst eine kurze Leitung der Länge $l = 14,4$ cm vermessen. Dabei wurden erste konkrete Erkenntnisse über das Verhalten einer verdrehten Leitung gewonnen. Um auszuschließen, dass beobachtetes Verhalten auf den spezifischen Aufbau beschränkt ist und um eine Vergleichsmessung für die folgende Modellierung zu schaffen, wurden anschließend Messungen an einer größeren Leitung mit $l = 1$ m durchgeführt. Der Messaufbau baute dazu auf den vorher gesammelten Erkenntnissen auf. So konnte die Reproduzierbarkeit der Messungen einerseits verbessert und bereits gemachte Beobachtungen andererseits untermauert werden. Im Anschluss daran wurde ein Aufbau mit einer Leitungsverzweigung vermessen. Aufbauend auf den bis zu dem Zeitpunkt gesammelten Erkenntnissen wurde so das besondere Verhalten von Verzweigungen untersucht.

Die Messungen erfüllten die gestellten Erwartungen in Grenzen, sodass die folgenden Erkenntnisse gewonnen werden konnten:

- Alle Messungen zeigten insbesondere im unteren Frequenzbereich noch akzeptable Ungenauigkeiten. Diese konnten darauf zurückgeführt werden, dass teils ungenaue Abschlusswiderstände verwendet und die Messgeräte an der Grenze ihrer Nutzbarkeit betrieben wurden.
- Alle Messungen zeigten, dass sich die Übertragungspfade in folgende Kategorien untergliedern lassen:
 - Reflexionen
 - Transmissionen
 - Fernkopplungen
 - Nahkopplungen
- Auch innerhalb der obigen Kategorien kann es Unterschiede geben. Sie können beispielsweise durch die Geometrie einer Abzweigung entstehen, die einzelne Übertragungspfade innerhalb der Kategorien trennt.
- Die Transmissionen einer leitungsbasierten Topologie haben Tiefpasscharakter. Die Grenzfrequenz nimmt dabei mit zunehmender Leitungslänge ab.
- Kopplungen und Reflexionen haben Hochpasscharakter.
- Hinsichtlich ihres Pegels sind die Transmissionen dominant gegenüber den anderen Übertragungspfaden. Die Reflexionen werden mit zunehmender Leitungslänge stärker gedämpft, während die Amplituden der Kopplungen wachsen.

5. Modellierung

Im Kern dieses Kapitels werden drei Simulationen (die einer einfachen verdrehten Leitung, die einer verdrehten Leitung mit Stichleitung und die der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil) betrachtet, die auf den im vorherigen Kapitel 4 vorgestellten Messungen beruhen. Der Weg zu diesen Simulationen war eng verzahnt mit den Messungen. Jede Messung wurde genutzt, um die Modellierung einen Schritt weiter zu bringen, indem sie zur Bestimmung der Modellparameter genutzt wurde. Dazu wurde hier, wie auch schon bei den Messungen, iterativ vorgegangen, wobei dieses Kapitel jeweils lediglich den letzten Schritt genauer beleuchtet.

Gemäß dem unter Kapitel 3 vorgestellten Konzept, ist das Ziel aller an dieser Stelle gezeigten Simulationen die Modellierung der eingangs dargestellten Topologie aus Abbildung 1.1. Weiterhin werden gemäß Abschnitt 1.3 besonders folgende Merkmale der simulierten Schaltungen betrachtet:

- Frequenzgang der Topologie
- Reflexionen
- Impulsantwort
- Wellenwiderstand
- Verhalten bei Leitungsabschluss
- Dämpfung

Um diese Ziele zu erreichen, wurden mehrere Modelle angelegt. Einige dieser Modelle basieren direkt auf den mittels Anhang H zusammengeführten Messungen aus Kapitel 4. Die zugehörigen Parameter wurden in den meisten Fällen mithilfe von Optimierern ermittelt, andere stammen direkt aus verarbeiteten Messungen oder aus der Literatur. Dazu wurden die Möglichkeiten des NI AWR Design Environment genutzt. Weitere Simulationen wurden parallel in der CST Studio Suite angefertigt, um in diesem Zusammenhang aufgestellte Thesen zu prüfen.

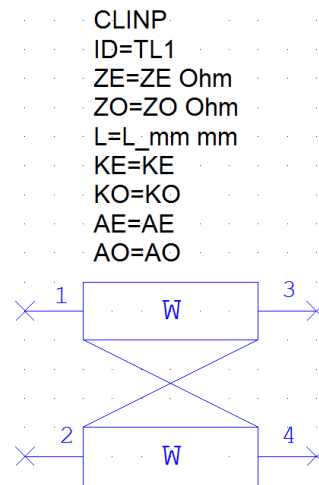


Abbildung 5.1.: Physikalisches Modell gekoppelter Leitungen aus NI AWR Design Environment

5.1. Einfache verdrehte Leitung

Dieses Unterkapitel beschreibt die Modellierung einer verdrehten Leitung basierend auf den Messungen aus Abschnitt 4.1. Ziel dabei ist die Schaffung eines Leitungsmodells gewesen, dass flexibel auf verschiedene Leitungslängen angewendet werden kann. Dazu wurden Messungen verschieden langer Leitungen genutzt. Die erste Leitung diente zunächst der ersten Erstellung eines Parametersatzes. Dieser sollte anschließend genutzt werden, um das Verhalten der zweiten Leitung zu simulieren. Diese Simulation sollte daraufhin mit einer Messung der zweiten Leitung validiert und gegebenenfalls mit Hilfe der Messung dieser weiter optimiert werden.

5.1.1. Das verwendete Modell

Zur Modellierung einer einfachen verdrehten Leitung wurde das in Abbildung 5.1 dargestellte Modell aus NI AWR Design Environment genutzt. Grund dafür ist, dass dieses Modell alle notwendigen physikalischen Parameter von zwei symmetrischen Leitungen und ihren Kopplungen enthält. Das ist insofern günstig, als diese auch über der Frequenz konstant sind. Die Beläge des unter Abschnitt 2.2 vorgestellten Modells ändern sich in der Praxis in Abhängigkeit von der Frequenz durch Effekte, die in den Gleichungen noch nicht berücksichtigt wurden [13, S.11] und sind daher deutlich aufwendiger zu modellieren.

Das ausgewählte Modell konnte mittels der in NI AWR Design Environment verfügbaren Werkzeuge auf die Messungen optimiert werden. Dazu wurden die gemessenen S-Parameter

denen des Modells gegenübergestellt. Die physikalischen Parameter wurden bei der Optimierung so dimensioniert, dass die S-Parameter möglichst gut übereinstimmen. Die einzelnen Parameter haben dabei folgende Bedeutungen:

ZE: Gleichtakt Wellenwiderstand

ZO: Gegentakt Wellenwiderstand

L: Länge l der Leitung

KE: Effektive relative Permittivität im Gleichtaktfall

KO: Effektive relative Permittivität im Gegentaktfall

AE: Dämpfung im Gleichtaktfall

AO: Dämpfung im Gegentaktfall

5.1.2. Validierung des Modells

Dieser Abschnitt befasst sich mit der Validierung des oben vorgestellten Modells. Dazu werden die zwei wesentlichen Validierungen mit Parametersätzen, die auf jeweils unterschiedliche Messungen optimiert wurden, vorgestellt.

Validierung des Modells mit Parametern auf Basis der Leitung der Länge $l = 14,4$ cm

Auf Basis der Messungen aus Abschnitt 4.1.1 wurde zunächst folgender Parametersatz ermittelt:

Tabelle 5.1.: Parameter des Modells einer einfachen verdrillten Leitung (Optimiert auf Messung bei $l = 14,4$ cm)

Parameter	Wert
ZE	317,017865600586 Ω
ZO	55,0908935165405 Ω
KE	3,97042406082153
KO	3,10094845962524
AE	0,34887900352478 dB/m
AO	0,000156192504800856 dB/m

Untersuchung der Parameter Die Untersuchung der einzelnen Parameter stützt sich zunächst auf [15], wo ähnliche Messungen durchgeführt wurden. Dort wurden die folgenden Kenngrößen an einer ungeschirmten verdrehten Leitung des Typs FLRY 2x 0.35A der Länge $l = 1$ m gemessen:

Tabelle 5.2.: Kenngrößen einer einfachen verdrehten Leitung (FLRY 2x 0.35A, $l = 1$ m) aus [15, S.31]

Kenngröße	Wert
Z	70 Ω
ZE	120 Ω
ZO	45 Ω
KE	1,395
KO	2,02
k_L	0,378
k_C	0,525
C'_0	32,83 pF/m
C'_{12}	36,25 pF/m
L'_0	0,3431 μ H/m
L'_{12}	0,1297 μ H/m

Wie der Vergleich der Tabellen 5.1 und 5.2 zeigt, liegen die hier ermittelten Leitungsparameter deutlich neben denen aus der Literatur. Wie allerdings schon der abweichende Wellenwiderstand der hier verwendeten Leitung von etwa $Z = 100 \Omega$ (gemäß dem Datenblatt einer sehr ähnlichen Leitung [11]) zeigt, können die Werte nur begrenzt miteinander verglichen werden. Hinzu kommt, dass die Leitung dort eine Schlaglänge von 20 mm (im Gegensatz zu 30 mm hier [9]) hat und näher an der Grundplatte montiert ist. Daher wird hier zur genaueren Abschätzung der Plausibilität der Parameter auf folgende Gleichungen aus [15, S.26] zurückgegriffen:

$$Z_{even} = Z \sqrt{\frac{1 + k_L}{1 - k_C}} \quad (5.1)$$

$$Z_{odd} = Z \sqrt{\frac{1 - k_L}{1 + k_C}} \quad (5.2)$$

Wobei für die Kopplungsfaktoren gemäß [15, S.25] mit $C'_0 = C'_{11} = C'_{22}$ und $L'_0 = L'_1 = L'_2$ unter der Annahme von Symmetrie der Leitungen gilt:

$$k_L = \frac{M'}{L'_0} \quad (5.3)$$

$$k_C = \frac{C'_{12}}{C'_0 + C'_{12}} \quad (5.4)$$

Da die größte Veränderung zu den Messungen aus der Literatur vor allem in der Schlaglänge, dem Wellenwiderstand und der Entfernung d der Leitung zur Grundplatte [15, S.29] besteht, können an dieser Stelle für eine Schätzung k_L und C'_{12} aus der Literatur übernommen werden. Die Schätzung der Kapazität zwischen Grundplatte und Leitung erfolgt mit der Gleichung, die üblicher Weise für die Berechnung der Kapazität verwendet wird:

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d} \quad (5.5)$$

In einer ersten Näherung kann angenommen werden, dass sich aufgrund der Ähnlichkeit der Leitungen primär der Abstand d in dieser Formel gegenüber dem aus der Literatur geändert hat. So kann die an dieser Stelle vorliegende Kapazität wie folgt bestimmt werden:

$$C'_0 \approx \frac{C'_{0,Diaz}}{d_1} \cdot d_{Diaz} = \frac{32,83 \text{ pF/m}}{15 \text{ mm}} \cdot 2 \text{ mm} = 4,38 \text{ pF/m} \quad (5.6)$$

Diese Näherung berücksichtigt weder die Unterschiede in der Schlaglänge noch eventuelle Unterschiede im Dielektrikum, erlaubt aber unter Verwendung der Gleichungen 5.1, 5.2 und 5.4 folgende Schätzungen:

$$Z_{even} = ZE \approx Z \sqrt{\frac{1 + k_{L,Diaz}}{1 - \frac{C'_{12,Diaz}}{C'_0 + C'_{12,Diaz}}}} = 358 \Omega \quad (5.7)$$

$$Z_{odd} = ZO \approx Z \sqrt{\frac{1 - k_{L,Diaz}}{1 + \frac{C'_{12,Diaz}}{C'_0 + C'_{12,Diaz}}}} = 57,3 \Omega \quad (5.8)$$

Der Parameter ZE ist hierbei folglich der Literatur entsprechend größer als ZO . Der zugrunde liegende Effekt ist auch in Anhang E visualisiert. Dort zeigt sich, dass das elektromagnetische Feld im Gleichtaktbetrieb deutlich stärker außerhalb der Leitung auftritt als im Gegentaktbetrieb. Das ist darauf zurückzuführen, dass das Feld im Gleichtaktbetrieb regelrecht aus der Leitung getrieben wird, da in diesem Fall eine magnetische Wand zwischen den Leitern wirkt [15, S. 22].

Da die Ergebnisse der Schätzungen um weniger als 15 %) von den Optimierungsergebnissen abweichen, kann unter Berücksichtigung der Grenzen dieser Schätzung gesagt werden, dass beide Parameter plausibel sind.

Auch die anderen Parameter der Simulation liegen in einem Bereich, der realistisch erscheint.

Untersuchung der Amplitudengänge Da die Parameter der Simulation akzeptabel sind werden hier nun Amplitudengänge untersucht, die mit dem obigen Parametersatz erzeugt

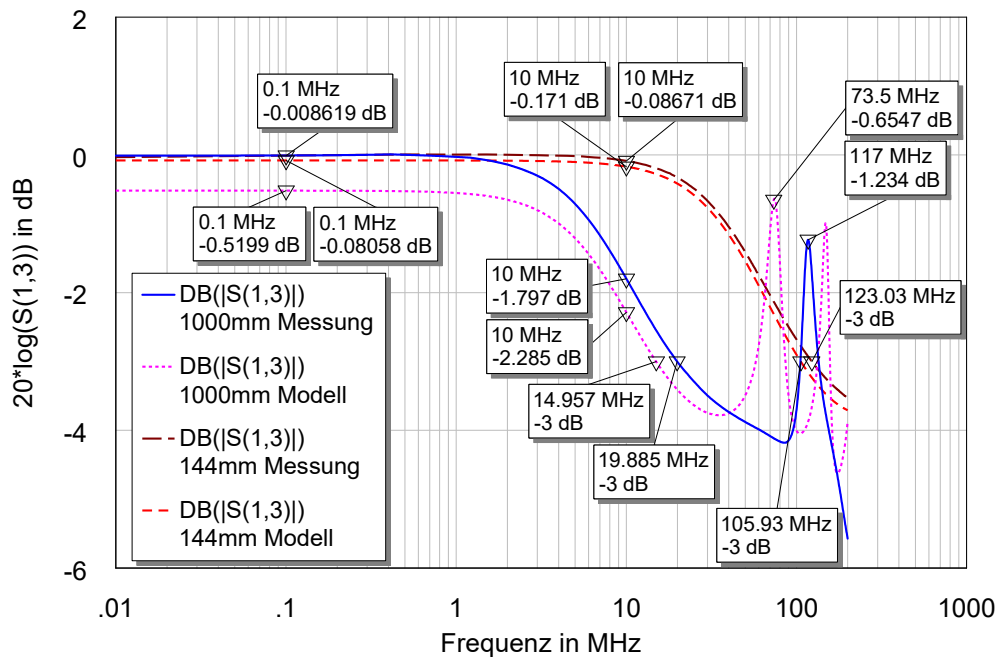


Abbildung 5.2.: Messungen und Simulationen der Transmissionen zu dem bei $l = 14,4$ cm optimierten Parametersatz

wurden. Dazu wurden in Abbildung 5.2 jeweils Messung und Simulation zweier Leitungslängen eingebunden. Dabei zeigt sich, dass die Simulation für eine Leitungslänge von $l = 14,4$ cm die Messung gut trifft. Das entspricht den minimalen Anforderungen an den Parametersatz, da er auf Messungen bei dieser Leitungslänge optimiert wurde.

Die Simulation zu der Leitungslänge $l = 1$ m trifft die Messung aber nur bedingt. Die Dämpfung im unteren Frequenzbereich ist deutlich stärker als in der Realität. Zudem sind mehrere Maxima im oberen Frequenzbereich zu sehen, die in der Messung so nicht erscheinen.

Damit ist dieser Parametersatz für Simulationen anderer Leitungslängen als $l = 14,4$ cm nicht geeignet. Aus diesem Grund wurde anschließend ein neuer Parametersatz erzeugt, der auf Basis der Messungen der Leitung mit $l = 1$ m sowie der an dieser Stelle gewonnenen Erkenntnisse erstellt wurde und im folgenden Abschnitt vorgestellt wird.

Validierung des Modells mit Parametern auf Basis der Leitung der Länge $l = 1$ m

Die an diesem Punkt vorgestellten Parameter wurden mithilfe der Messungen aus Abschnitt 4.1.2 erzeugt. Besonders war dabei, dass eine logarithmische Verteilung der Stützstellen im Frequenzbereich gewählt wurde. Damit wurde verhindert, dass die lineare Verteilung der Messpunkte eine vergleichsweise starke Gewichtung des oberen Frequenzbereichs verur-

sacht. Dieses Verhalten bedingt hier deutliche Abweichungen in der Optimierung, fiel aber vorher noch nicht ins Gewicht.

Tabelle 5.3.: Parameter des Modells einer einfachen verdrehten Leitung (Optimiert auf Messung bei $l = 1$ m)

Parameter	Wert
ZE	418,815576703063 Ω
ZO	50,8737566114737 Ω
KE	1,74404150893081
KO	2,4517457007456
AE	0,00563939702816462 dB/m
AO	$1,00001172660394 \cdot 10^{-6}$ dB/m

Untersuchung der Parameter Der Wellenwiderstand, der sich als Optimierungsergebnis ergab (s. Tabelle 5.3), wird mit den oben bereits vorgestellten Untersuchungen auf Plausibilität geprüft. Dazu wird im Vergleich mit Tabelle 5.2 auch hier festgestellt, dass Abweichungen zur Literatur vorliegen. Im Vergleich mit den Parametern für $l = 14,4$ cm fällt außerdem auf, dass ZE größer und ZO kleiner geworden ist, zudem sind die Werte der Dämpfungen und Permittivitäten gefallen. Da diese Größen unabhängig von der Leitungslänge sind, kann davon ausgegangen werden, dass die Veränderungen entweder mit der hier etwas erhöhten Distanz zwischen Leitung und Grundplatte (vorher 15 mm jetzt 19 mm) oder der veränderten Optimierungsweise zusammenhängen. Um dies näher zu untersuchen wird zunächst der Wellenwiderstand untersucht. Dazu werden die oben gezeigten Formeln 5.6, 5.7 und 5.8 verwendet:

$$C'_0 \approx \frac{C'_{0,Diaz}}{d_2} \cdot d_{Diaz} = \frac{32,83 \text{ pF/m}}{19 \text{ mm}} \cdot 2 \text{ mm} = 3,46 \text{ pF/m}$$

$$Z_{even} = ZE \approx Z \sqrt{\frac{1 + k_{L,Diaz}}{1 - \frac{C'_{12,Diaz}}{C'_0 + C'_{12,Diaz}}}} = 398 \Omega$$

$$Z_{odd} = ZO \approx Z \sqrt{\frac{1 - k_{L,Diaz}}{1 + \frac{C'_{12,Diaz}}{C'_0 + C'_{12,Diaz}}}} = 57,0 \Omega$$

Die in diesem Zusammenhang gezeigten Schätzungen stimmen mit einer Abweichung von weniger als 15 %) mit den Ergebnissen der Optimierung überein. Daher kann im Rahmen der Grenzen der Schätzung auch hier die Plausibilität der Parameter bestätigt werden.

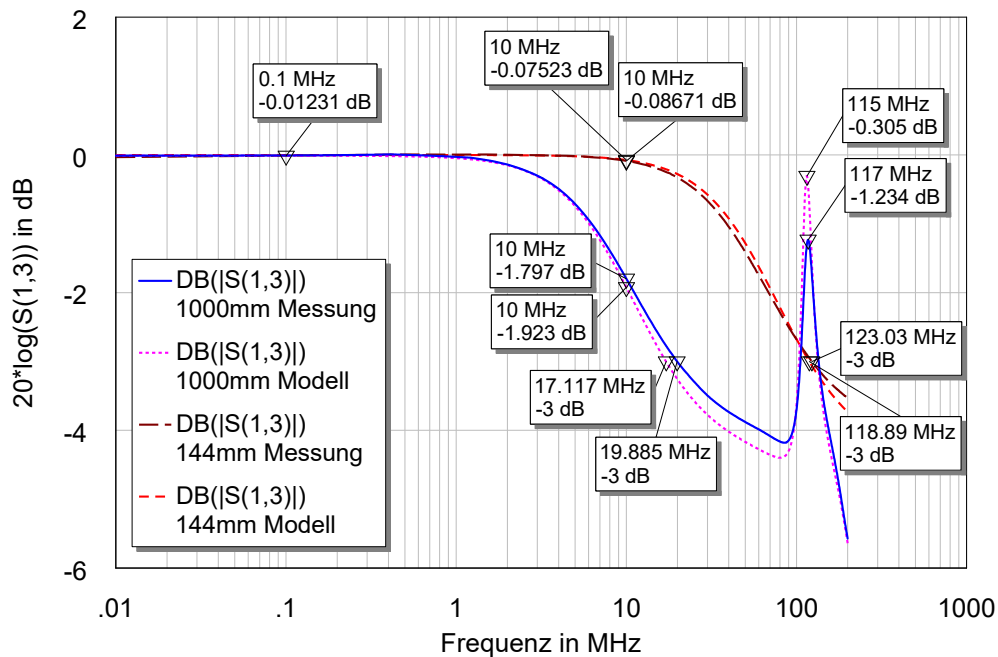


Abbildung 5.3.: Messungen und Simulationen der Transmissionen zu dem bei $l = 1$ m optimierten Parametersatz

Die bestimmten Permittivitäten stimmen gut mit denen aus der Literatur überein und sind daher auch plausibel. Die Dämpfung wird im Folgenden grafisch überprüft.

Untersuchung der Amplitudengänge Auf Basis der oben akzeptierten Parameter wurden Simulationen durchgeführt, mit denen u. a. die in Abbildung 5.3 dargestellten Amplitudengänge der Transmissionen erstellt wurden. Die Abbildung zeigt die Simulationen des Parametersatzes für eine Leitungslänge von $l = 14,4$ cm und $l = 1$ m mit den entsprechenden Simulationen.

Wie die Abbildung zeigt stimmen beide Simulationen mit den Messungen weitestgehend überein. Bei einer Leitungslänge von $l = 14,4$ cm können nur sehr geringfügige Abweichungen im Übergangsbereich beobachtet werden, sodass die Grenzfrequenzen mit 123,03 MHz und 118,89 MHz nur wenig differieren.

Bei einer Leitungslänge von $l = 1$ m sind ab einer Frequenz von 5 MHz Abweichungen in der Dämpfung erkennbar. Allerdings sind auch diese so gering, dass die Grenzfrequenzen mit 17,117 MHz und 19,885 MHz nicht übermäßig abweichen. Das lokale Maximum im oberen Frequenzbereich liegt mit seiner Amplitude zwar deutlich über den Messungen, aber die Frequenzen weichen nur marginal ab (115 MHz und 117 MHz). Die Frequenz dieses Punktes ist dabei besonders relevant, da in ihr Informationen über die Länge der Leitung liegen (s. Abschnitt 2.2.1 Sonderfall $\lambda/2$ -Transformator). Dass die guten Übereinstimmun-

gen nicht nur auf die Transmissionen, sondern auf alle Übertragungspfade zutreffen, lässt sich den Grafiken aus Anhang D entnehmen.

Somit lässt sich für den an dieser Stelle vorgestellten Parametersatz, in Verbindung mit dem verwendeten Modell, der Schluss ziehen, dass er für zwei verschiedenen Leitungslängen gute Übereinstimmungen mit den Messungen erbringt. Daraus wird gefolgert, dass die Simulationen weiterer Leitungslängen damit möglich ist.

5.2. Verdrillte Leitung mit Stichleitung

Dieses Unterkapitel beschäftigt sich mit der Modellierung einer verdrillten Leitung mit Stichleitung. Die zu modellierende Verzweigung besteht aus einer geraden Leitung und einer davon in einem Winkel von 90° abgehenden Stichleitung. Der zugrunde liegende Aufbau wurde unter Abschnitt 4.2 bereits genauer vorgestellt.

Das Ziel der hier durchgeführten Modellierung ist die Schaffung des Modells einer Leitungsverzweigung, dass in dem folgenden Unterkapitel für die Umsetzung einer größeren Topologie genutzt werden kann. Die unter Abschnitt 4.2 vorgestellten Messungen wurden dabei als Grundlage verwendet.

5.2.1. Das verwendete Modell

Die Entscheidung für das Modell fiel an dieser Stelle auf eine überarbeitete Form der gemessenen S-Parameter. Sie werden als Block mit 6 Ports direkt in die Simulationsumgebung eingebunden. Die Überarbeitung der S-Parameter hatte das Ziel, ein symmetrisches Modell zu schaffen. Dadurch sollte die Simulation möglichst idealer Umstände ermöglicht werden, ohne die Einstreuung von Fehlern aus Messaufbau und Messung.

Alternative Varianten wurden verworfen: Eine punktförmige Realisierung der Verzweigung hätte zwar Vorteile in der Konstruktion gehabt, aber wäre ungeeignet zur Realisierung des Modells, da die Kopplungen, die das Verhalten der Verzweigung maßgeblich beeinflussen, erst durch räumliche Ausbreitung entstehen (s. Anhang E).

Ein Modell, dass nur auf dem oben vorgestellten Modell beruht, also aus drei einfachen verbundenen verdrillten Leitungen besteht, zeigt nur bis 10 MHz gute Ergebnisse. Darüber hinaus weicht sein Verhalten stark von dem aus der Messung ab.

So wurde schließlich eine geeignete Mittlung aller Messungen einer Kategorie von Übertragungspfaden genutzt, um ein vollständiges S-Parameter-Modell der Verzweigung zu erzeugen und in die Simulationsumgebung NI AWR Design Environment zu integrieren.

5.2.2. Validierung des Modells

Da die Validierung dieses Modells, das nahezu direkt aus gemessenen S-Parametern gewonnen wurde, für sich genommen ein Vergleich mit ebendiesen S-Parametern wäre, musste ein alternativer Weg gefunden werden. So wurde das Modell später in die große Topologie aus dem folgenden Unterkapitel 5.3 eingebunden und überprüft. Dazu wurden mittels virtuellem TDR in zwei Szenarios die Impulsantworten der Topologie an dem Knoten bestimmt, der am weitesten vom Sender entfernt ist. Das eine Szenario enthielt dabei nur Verzweigungen mit den originalen S-Parametersätzen (s. Anhang F), während die des anderen Szenarios (s. Abbildung 5.7 aus dem nächsten Kapitel) nur aus den oben genannten Mittlungen bestehen. Der Vergleich der beiden Grafiken zeigt nur minimale Unterschiede in dem Maximum der Impulsantworten ($4,8 \mu\text{V}$ bei $122,78 \text{ ns}$ und $4,9 \mu\text{V}$ bei $122,9 \text{ ns}$), sodass das Modell für die Simulation als geeignet bezeichnet werden kann.

5.3. Beispielhafte Topologie eines Netzwerks im Automobil

Dieses Unterkapitel greift Abbildung 1.1 aus der Einleitung dieser Thesis auf und setzt sie im NI AWR Design Environment um. Dazu wird auf alle bisher durchgeführten Modellierungen zurückgegriffen. Sie alle haben gemeinsam, dass sie mit dem Ziel entwickelt wurden, in der hier durchgeführten Modellierung verwendet zu werden.

Das in diesem Unterkapitel erstellte Modell wird schließlich in Teilen auf Plausibilität geprüft. Vergleichsmessungen sind wegen der Größe des notwendigen Aufbaus, im Rahmen dieser Thesis, nicht möglich gewesen. Die Funktionalität der einzelnen Bestandteile des Aufbaus wurde in den vorherigen Unterkapiteln bereits validiert. Dadurch ist neben der Prüfung der Plausibilität der Komponenten in ihrem Zusammenwirken, die Erfüllung der Anforderungen, die eingangs in diesem Kapitel gestellt wurden, Kern dieses Kapitels.

5.3.1. Das verwendete Modell

Das Modell mit dem die Topologie aus Abbildung 1.1 umgesetzt wurde, besteht aus modularen Bausteinen, die teils im Vorwege entwickelt wurden. Die bei ihrer Entwicklung getroffenen Entscheidungen beeinflussten die Entwicklung dieses Modells daher maßgeblich.

Die vollständige Topologie ist in Anhang G dargestellt und umfasst insgesamt fünf verschiedene Module, die mehrfach eingesetzt, die große Topologie formen. So wurden die oben eingeführten Modelle als Leitung (s. Abschnitt 5.1) und Verzweigung (s. Abschnitt 5.2) gemeinsam eingesetzt. Zusätzlich wurden Modelle für die Leitungsterminierung und Treiber aus der Literatur bezogen.

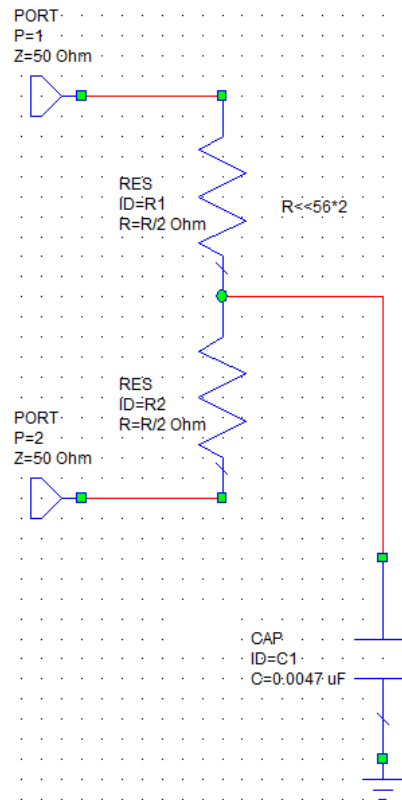


Abbildung 5.4.: Modell einer FlexRay-Terminierung

Besondere Herausforderungen ergaben sich in diesem Rahmen aus Eigenschaften der Simulationsumgebung. So müssen die Ports der Module mit definierten Widerständen versehen sein, auch wenn sie bei der Simulation ignoriert werden. Anderenfalls kann unerwartetes Verhalten der Simulation auftreten.

Das Vorgehen für die Ermittlung einer optimalen Terminierungsstrategie wurde hier ebenfalls geprüft. Dabei hat sich herausgestellt, dass der Ansatz, mittels Optimierer die S-Parameter der Reflexionen zu minimieren und die Transmissionen zu maximieren, Erfolg verspricht, wenn das Modell dem Vorgehen angepasst wurde. Dazu müssen alle Treiber mit Ports versehen werden, die das Abnehmen bzw. Einspeisen der Signale, wie sie erzeugt bzw. ausgelesen werden, erlauben.

Terminierung

Das Modell für die Terminierung (s. Abbildung 5.4) wurde gemäß den Vorgaben aus [8] angelegt. Der Widerstand der Terminierung ist hierbei als Parameter angelegt, um später flexibel angepasst werden zu können.

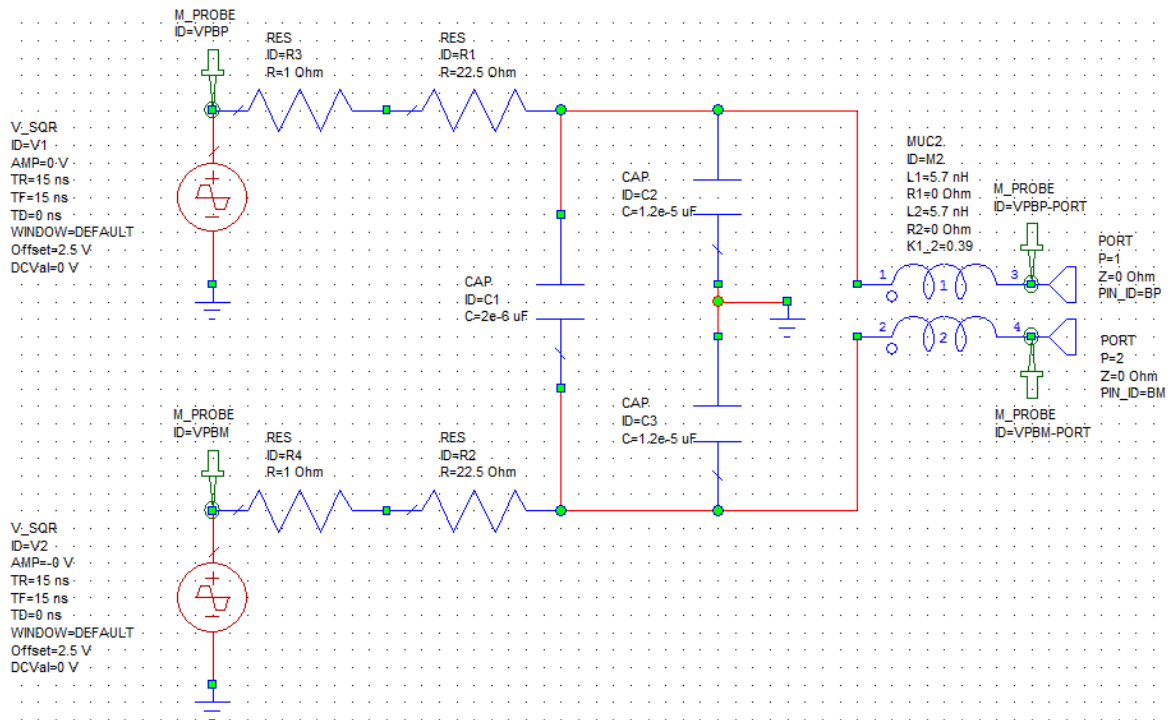


Abbildung 5.5.: Modell eines FlexRay-Transmitters

Treiber

Die Treiber bauen auf den Modellen aus [15, S. 139 und 142] auf. Abbildung 5.5 zeigt den FlexRay Sender, der auf die Möglichkeiten vom NI AWR Design Environment angepasst wurde. Der Empfänger aus Abbildung 5.6 ist gegenüber der Quelle, gemäß den Empfehlungen aus [8], um eine handelsübliche FlexRay Drossel erweitert.

5.3.2. Plausibilität des Modells

In diesem Unterkapitel wird die Plausibilität der Modellierung des beispielhaften Netzwerks im Automobil geprüft. Weil auf Messungen verzichtet werden musste, finden hier Prüfungen des Verhaltens auch auf Konsistenz statt. Dazu werden Impulsantworten mehrerer Szenarien untereinander und mit den entsprechenden Frequenzgängen verglichen, sowie ihre Übereinstimmung mit theoretischen Erwartungen geprüft.

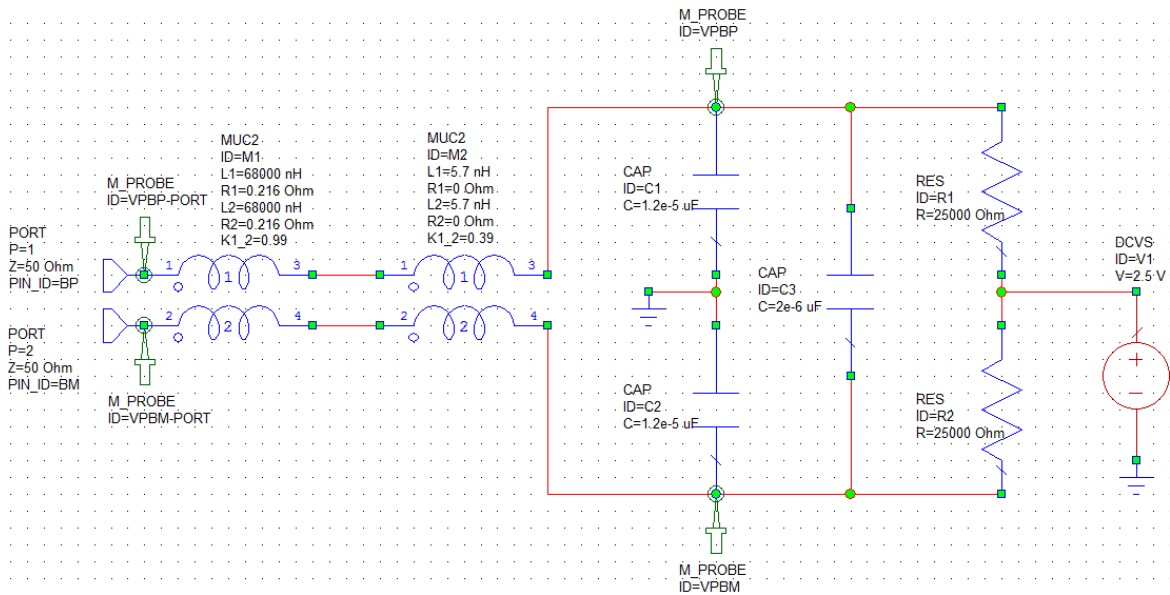


Abbildung 5.6.: Modell einer FlexRay-Receiver

Untersuchung der Impulsantworten

Von allen Impulsantworten wird erwartet, dass ihr Maximum nicht schneller eintritt, als es unter Berücksichtigung von c_0 möglich wäre. Da die Topologie vom Sender zum entferntesten Empfänger eine Länge von $l = 26,5$ m hat, bedeutet dies, dass Impulse am Empfänger nicht früher ankommen dürfen als:

$$t_{Imp, Verz\ddot{u}gerung, Min} = \frac{l}{c_0} = 88,4 \text{ ns} \quad (5.9)$$

Unter Berücksichtigung des VKF, der schon in Abschnitt 4.1.2 erfahrungsgemäß mit $VKF = \frac{2}{3}$ angegeben wurde, ergibt sich daraus mit Gleichung 2.17 die Erwartung an die maximale Verzögerung gemäß:

$$t_{Imp, Verz\ddot{u}gerung, Max} = \frac{l}{c_0 \cdot VKF} = 132,6 \text{ ns} \quad (5.10)$$

Dabei ist an dieser Stelle wichtig, dass sich je nach Belastung des Kanals die Übertragungseigenschaften ändern. Die Erhöhung der Abschlusswiderstände kommt dabei einer Vergrößerung des Widerstands eines Tiefpassfilters gleich, wodurch sich die Verzögerung des Kanals erhöht. Dementsprechend sind die oben definierten Zeiten nur für Topologien ohne Terminierung gültig und erhöhen sich, sobald Terminierungen verwendet werden. Weil eine Terminierte Topologie weniger Reflexionen aufweist wird außerdem erwartet, dass die Impulsantwort in diesem Fall kürzer ausfällt.

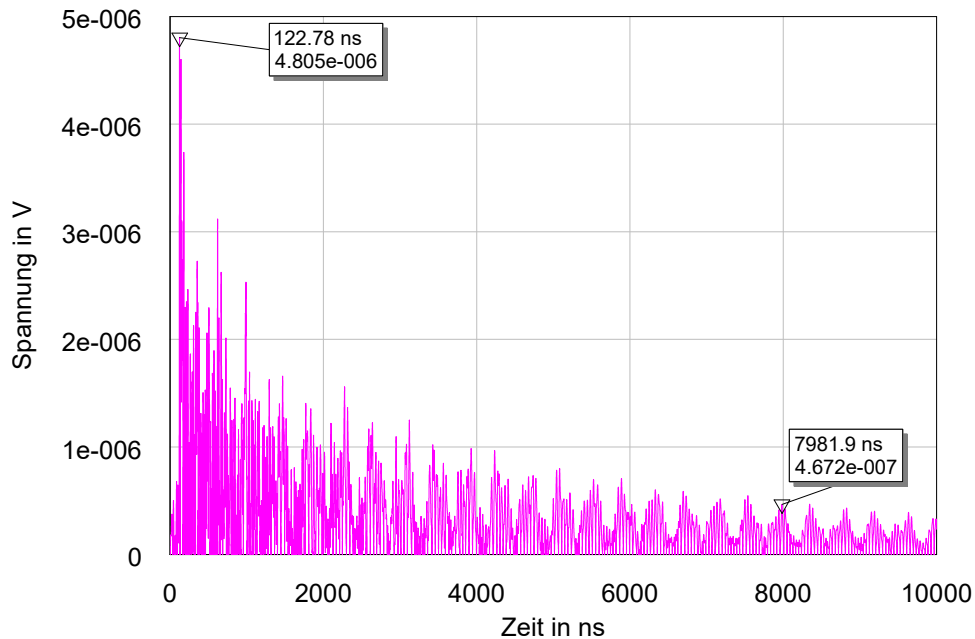


Abbildung 5.7.: Impulsantwort des längsten Übertragungspfades der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil, ohne Terminierung

Impulsantwort ohne Terminierung Wie Abbildung 5.7 zeigt, wird die geforderte Verzögerung hier eingehalten. Wenn angenommen wird, dass die Impulsantwort als abgeklungen bezeichnet werden kann, sobald 10 % ihres Maximums nicht mehr überschritten werden, dann hat die dargestellte Impulsantwort eine Länge von $7,98 \mu\text{s}$.

Impulsantwort bei Terminierung gemäß Spezifikation In Abbildung 5.8 wird die Impulsantwort der Topologie bei Anwendung der FlexRay spezifischen Terminierungsstrategie [7, S.15] dargestellt. Das Maximum stellt sich erwartungsgemäß später ein, als bei Abbildung 5.7. Dennoch klingt die Impulsantwort mit einer Dauer von $0,655 \mu\text{s}$ deutlich eher ab.

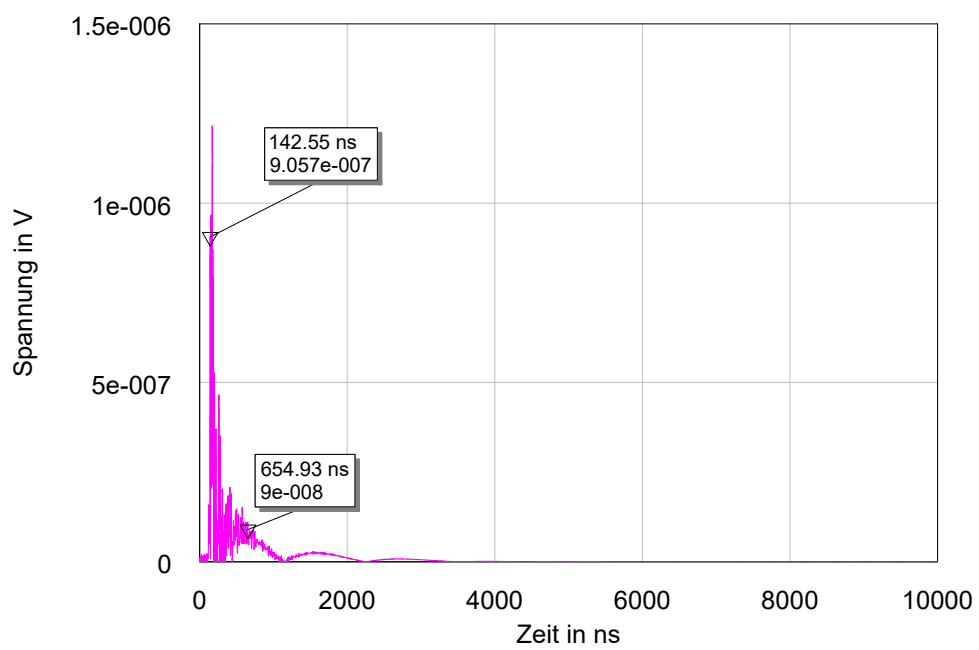


Abbildung 5.8.: Impulsantwort des längsten Übertragungspfades der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil, bei Terminierung aller Knoten gemäß FlexRay-Spezifikation

Untersuchung der Amplitudengänge

Die hier betrachteten Amplitudengänge sind Transmissionen von einem Sender zu verschiedenen Knoten, die hier mit Subcircuit [X] benannt sind. Das X steht dabei für die Nummer des Knotens. Je höher sie ist, desto weiter ist er vom Sender entfernt. Hier wird geprüft, ob die Amplitudengänge theoretische Erwartungen erfüllen und ob sie konsistentes Verhalten zeigen.

Gemäß den Erwartungen, die schon oben bei den Impulsantworten erfüllt wurden, wird hierbei erwartet, dass bei einer terminierten Topologie weniger Reflexionen auftreten. Die Pegel der Amplitudengänge sollten also bei Terminierung niedriger liegen als ohne. Das ist darauf zurückzuführen, dass die empfangenden Treiber hochohmig sind und somit näherungsweise ein Leerlauf vorliegt. Daher addieren sich hinlaufende und rücklaufende Welle am Empfänger auf (siehe Abschnitt 2.2.1 Sonderfall Leerlauf). Im Umkehrschluss wird daher erwartet, dass sich die Reflexionen ohne Terminierung aufschwingen und das Signal verstärken. Dadurch können Amplituden an Empfängern auftreten, die die Amplitude am Sender überschreiten. Aufgrund dieser Reflexionen und wegen der mehrfach auftretenden Leitungstransformationen bei höheren Frequenzen, die von der komplexen Topologie verursacht werden, wird erwartet, dass im oberen Frequenzbereich vielschichtige Überlagerungen auftreten.

Die zwei vorliegenden Terminierungsstrategien (durchgehende Terminierung mit dem Wellenwiderstand und Terminierung gemäß der FlexRay-Spezifikation) sollen sich in ihrer Dämpfung unterscheiden. Da der Bus bei einheitlicher Terminierung mit dem Wellenwiderstand sehr stark belastet wird, ist hier die Erwartung, dass die Pegel niedriger liegen, als bei Terminierung gemäß der Spezifikation.

Amplitudengänge bei einheitlicher Terminierung Die Amplitudengänge, die bei einheitlicher Terminierung entstanden (siehe Abbildung 5.9), sind im unteren Frequenzbereich zumeist deutlich gedämpft. Im Bereich ab 1 MHz zeigt sich das Tiefpass-Verhalten der Leitungen bei den meisten Knoten deutlich. Je weiter die Knoten vom Sender entfernt sind, umso niedriger ihr Pegel. Die Sendeleistung kann nicht übermittelt werden und verbleibt daher bei den ersten Knoten. Dieser zeigt dadurch eher Hochpassverhalten. Eine vielschichtige Überlagerung von Signalen ist ab etwa 40 MHz erkennbar.

Amplitudengänge bei Terminierung gemäß Spezifikation Die gemäß FlexRay-Spezifikation verringerte Last zeigt sich in Abbildung 5.10 deutlich, da die Dämpfung insgesamt wesentlich geringer ausfällt, als in Abbildung 5.9. Hier wird erst ab 10 MHz ersichtlich, dass die Wirkung des Tiefpasses der Leitung mit ihrer Länge zunimmt. Ab dieser Grenze sind auch Überlagerungen von Effekten sichtbar.

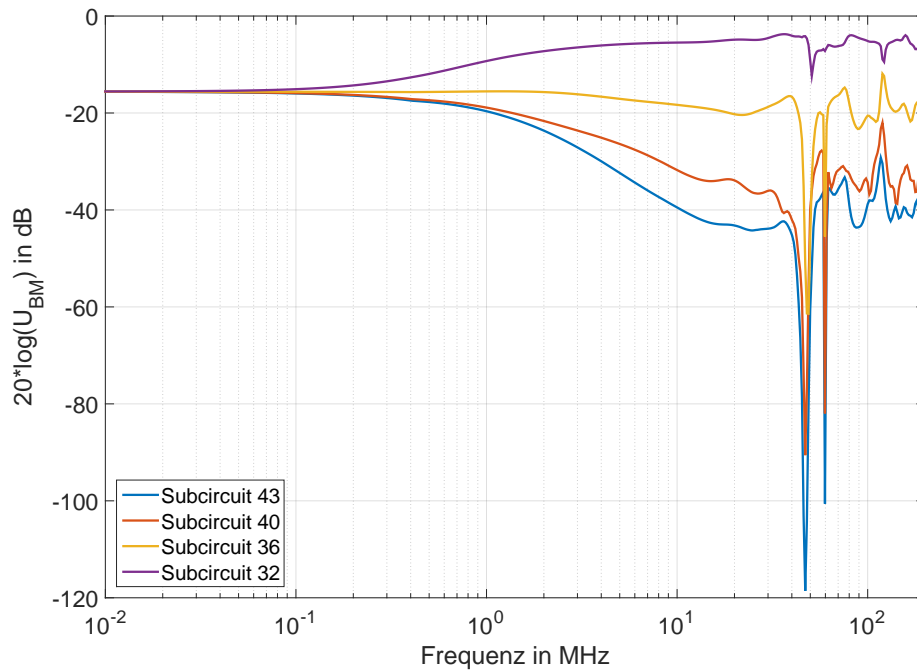


Abbildung 5.9.: Frequenzgänge der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil, bei Terminierung aller Knoten mit dem Wellenwiderstand

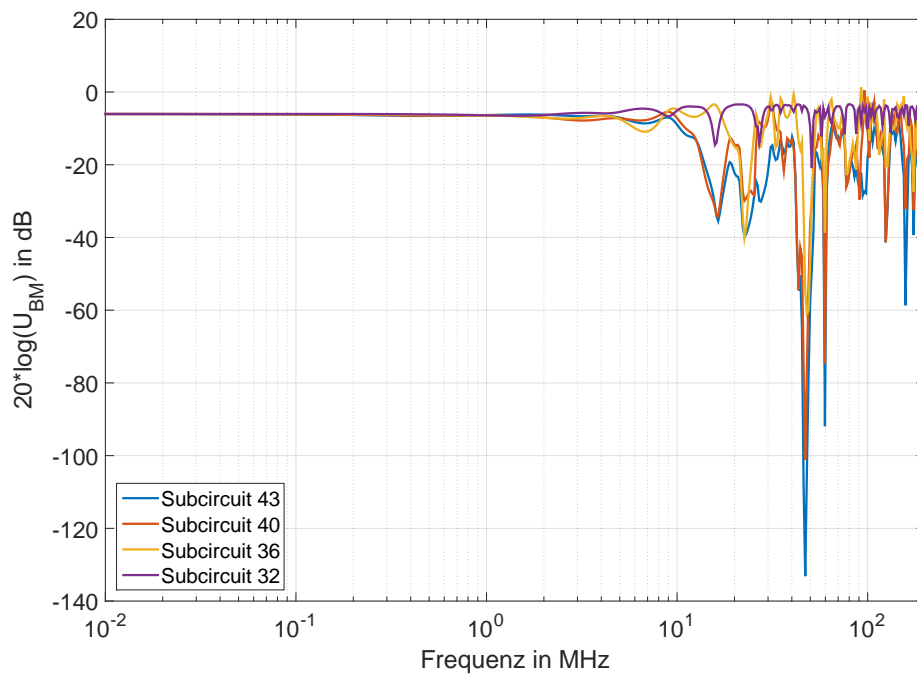


Abbildung 5.10.: Frequenzgänge der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil, bei Terminierung aller Knoten gemäß FlexRay-Spezifikation

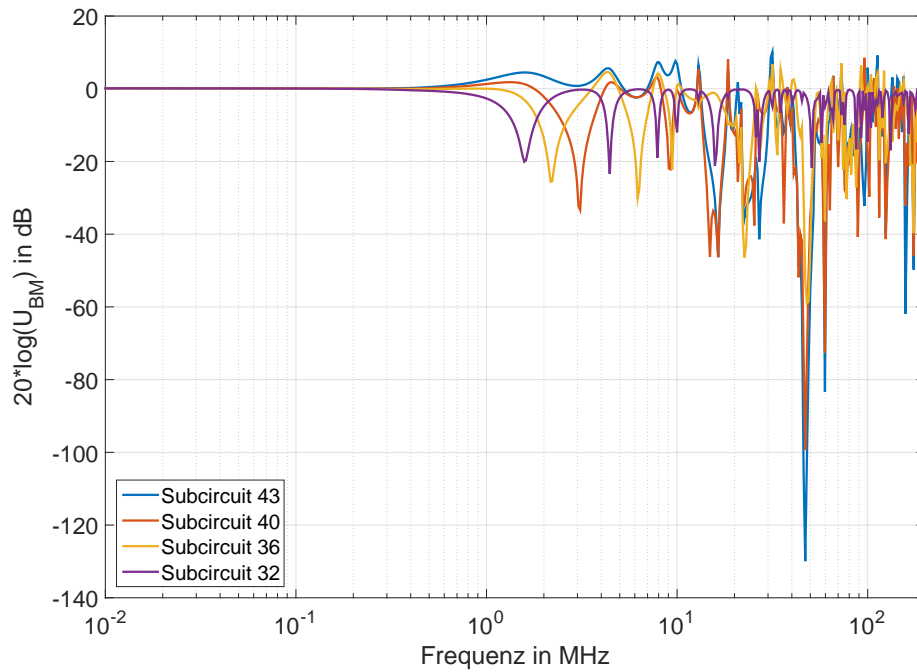


Abbildung 5.11.: Frequenzgänge der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil ohne Terminierung

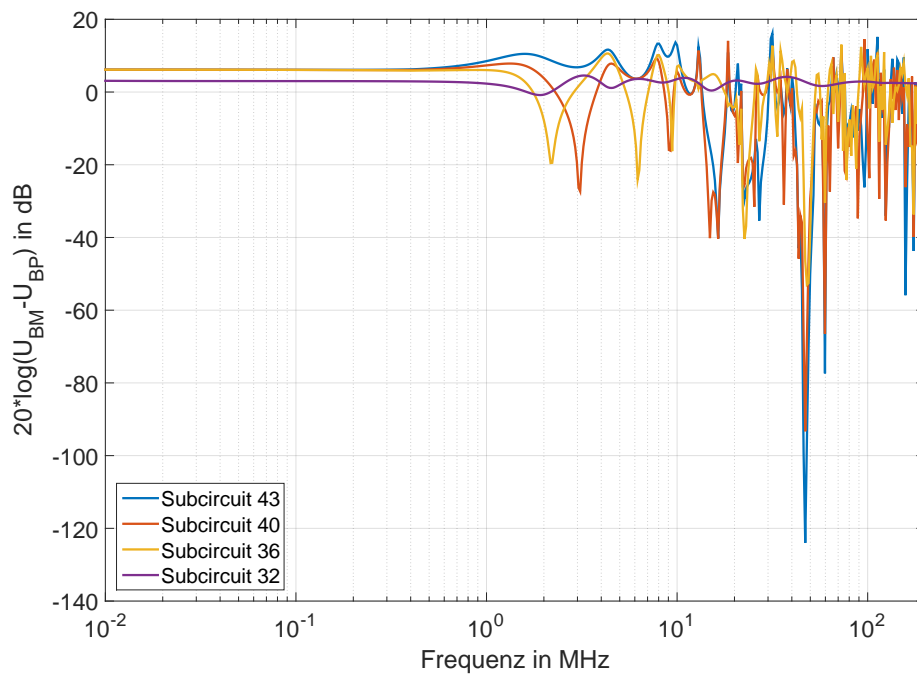


Abbildung 5.12.: Frequenzgänge der Differenzspannung der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil ohne Terminierung

Amplitudengänge ohne Terminierung Nahezu keine Dämpfung zeigt Abbildung 5.11 im unteren Frequenzbereich. Dafür beginnen die vielschichtigen Überlagerungen von Signalen bei 1 MHz deutlich früher, als bei allen anderen Terminierungsstrategien. Ein Übergang ins Tiefpassverhalten der Leitung ist dagegen nicht ersichtlich. Deutlich erkennbar ist aber die Amplitude des am weitesten entfernten Knoten. Sie liegt erwartungsgemäß im oberen Frequenzbereich, häufig über den Amplituden der anderen Knoten.

Abbildung 5.12 zeigt, dass auch die Betrachtung der Differenz der Buspegel nur begrenzt Verbesserung bringt. Die Pegel werden zwar insgesamt angehoben, aber das Verhalten, aufgrund von Überlagerungen im oberen Frequenzbereich an den entferntesten Knoten, kann damit nicht verbessert werden.

5.4. Zusammenfassung der Ergebnisse der Modellierungen

In diesem Kapitel wurden, ausgehend von einer einfachen verdrehten Leitung, Modelle für leitungsbasierte Topologien entwickelt. Dazu wurde zunächst mit dem Modell einer einfachen verdrehten Leitung, auf Basis von zwei Messaufbauten, eine Grundlage geschaffen. Darauf aufbauend wurde anschließend das Modell einer verdrehten Leitung, mit verdrehter Stichleitung erstellt. Dieses Modell ist notwendig, um Kreuzungen in Topologien zu modellieren. Die schließlich modellierte beispielhafte Topologie baute auf den vorherigen Modellen und auf solchen aus der Literatur auf. Sie war das Ziel aller bisherigen Messungen und Modellierungen.

Die erzeugten Modelle zeigten in ihrer finalen Variante ausschließlich plausible Parameter und plausibles Verhalten. So konnte schließlich die beispielhafte Topologie eines Netzwerks im Automobil im Modell implementiert werden. Als schließlich alle Eigenheiten der Simulationsumgebung ausreichend berücksichtigt wurden, konnten alle eingangs geforderten Untersuchungen an der Topologie durchgeführt werden:

- Frequenzgang der Topologie
- Reflexionen
- Impulsantwort
- Wellenwiderstand
- Verhalten bei Leitungsabschluss
- Dämpfung

Zudem konnte ein Ansatz für die Entwicklung einer optimalen Terminierungsstrategie erfolgreich geprüft werden.

6. Fazit und Ausblick

6.1. Fazit

Primäres Ziel dieser Thesis war die Charakterisierung passiver linearer Bustopologien mit verdrehten Leitungen hinsichtlich ihres Übertragungsverhaltens und ihre Beschreibung in Modellen. Diese sollten zur Auslegung von digitalen Übertragungsverfahren wie digitaler Modulation geeignet sein. Dabei sollten reale Aufbauten zur Ermittlung und Validierung von Parametern genutzt werden.

Dazu wurde zunächst ein Konzept erarbeitet, demzufolge erst der aktuelle Stand der Technik untersucht wurde, um anschließend eine Entscheidung für ein Modell treffen zu können, das im Weiteren genutzt werden sollte. Daraufhin wurden die Parameter des Modells iterativ aus Messungen bestimmt, für die realistische Aufbauten verwendet wurden. In anschließenden Simulationen wurden die Parameter und Modelle validiert und auf ihre Nutzbarkeit geprüft.

Erkenntnisse aus den Messergebnissen Eine der zentralen Erkenntnisse aus den Messergebnissen ist, dass die möglichen Übertragungspfade an den Messaufbauten, soweit diese ausreichend symmetrisch sind, kategorisiert werden können (in Reflexionen, Transmissionen, Fernkopplungen und Nahkopplungen). Die Transmissionen zeigen Tiefpasscharakteristik, deren Grenzfrequenz mit steigender Leitungslänge abnimmt. Die Reflexionen zeigen Hochpasscharakter und haben mit zunehmender Länge der Leitung sinkende Pegel. Auch die Kopplungen zeigen Hochpassverhalten, ihre Pegel nehmen jedoch mit steigender Leitungslänge zu.

Ergebnisse der Modellierung Wichtigstes Ergebnis der Modellierung ist, dass die Parameter und das Verhalten der entwickelten Modelle plausibel sind. Das hat die Implementierung einer beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil ermöglicht, mit der die Ziele dieser Masterthesis erst erfüllt werden konnten. Dank dieser Topologie konnte unter Einschränkungen gezeigt werden, dass die entwickelten Modelle für die Auslegung digitaler Übertragungsverfahren geeignet sind, da entsprechende Merkmale der Topologie untersucht werden konnten. Dabei wurden alle entsprechenden Ziele dieser Masterarbeit, bis auf die Untersuchungen der Auswirkungen von Rauschen, erfüllt. Zudem konnte ein Ansatz für

die Ermittlung einer optimalen Terminierungsstrategie vorgestellt und erfolgreich geprüft werden.

Zusammenfassung Im Rahmen dieser Masterthesis wurden fast alle Ziele vollständig erreicht. Es verbleiben Themen für weitere Untersuchungen, die unten im Ausblick näher vorgestellt werden. Zusammenfassend kann aber gesagt werden, dass in dieser Masterthesis, auf Basis eines erfolgreichen Konzepts, umfassende Erkenntnisse über Topologien mit verdrehten Leitungen und ihre Modellierung gesammelt wurden.

6.2. Ausblick

Die Masterthesis konnte Fragen beantworten, sodass sie Erkenntnisse liefert, von denen beispielsweise die Auslegung digitaler Übertragungsverfahren auf Topologien mit verdrehten Leitungen profitieren wird. Andererseits sind Fragen offen geblieben oder konnten konkretisiert werden. Beides wird im Folgenden kurz vorgestellt.

Offene Punkte Die Ermittlung einer optimalen Terminierungsstrategie erscheint mit den genutzten Mitteln und insbesondere mit NI AWR Design Environment möglich. Die untersuchte Herangehensweise nutzt dafür die Optimierung der S-Parameter einer Topologie, bei der die Minimierung der Reflexionen und die Maximierung der Transmissionen das Ziel ist. Dieser Ansatz erscheint für eine weitere Arbeit in diesem Bereich sinnvoll.

Ein weiterer offener Punkt ist die Einkopplungen von Störungen oder Rauschen in Topologien. Dazu wurden hier Modelle recherchiert, die in Zukunft für die Untersuchung verwendet werden können. Wichtig ist dabei, dass nicht nur die Einkopplung von Signalen in Leitungen eine zentrale Rolle inne hat, sondern auch die Ermittlung belastbarer Modelle für das Rauschen. Standards erscheinen dafür ungeeignet, da sie stets von den schlechtesten Umständen ausgehen.

Nutzen der gewonnenen Erkenntnisse Die gesammelten Erkenntnisse umfassen sowohl notwendige Informationen für die Auslegung von digitalen Übertragungsverfahren, als auch Erfahrungen im Umgang mit Simulationssoftware. So hat diese Masterthesis die notwendigen Grundlagen geschaffen, um Topologien verdrehter Leitungen in NI AWR Design Environment zu simulieren und ihr spezifisches Verhalten in geeigneter Weise zu untersuchen, um eine solche Auslegung zu unterstützen.

Literaturverzeichnis

- [1] ADLER, Frederic Alexander H.: *Entwicklung einer Evaluierungsplattform für drahtlose und drahtgebundene FlexRay-Datenkommunikation im Automobil*. Hamburg, Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, Bachelorthesis, 2015
- [2] ARMENTA, Roberto B. ; SARRIS, Costas D.: Efficient Evaluation of the Terminal Response of a Twisted-Wire Pair Excited by a Plane-Wave Electromagnetic Field. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* IEEE (Veranst.), 2007, S. 698 – 707. – DOI:10.1109/TEM.2007.902177
- [3] BMW AG: *BMW Techniklexikon - Kabelbaum*. 2016. – URL http://www.bmw.com/com/de/insights/technology/technology_guide/articles/wiring_harness.html?source=categories&article=wiring_harness. – Zugriffsdatum: 03.06.2016
- [4] BRÖHAN, Tim: *FPGA Based Development of an Orthogonal Frequency Division Multiplexing System for Automotive Communication Networks*. Hamburg, Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, Masterthesis, 2016
- [5] CHRISTOPOULOS, Professor C. ; HERRING, J.L. ; SCARAMUZZA, R.A.: ELECTROMAGNETIC SIMULATION USING TRANSMISSION-LINE MODELLING. In: *Transmission Line Matrix Modelling - TLM* IET (Veranst.), 1991, S. 5/1 – 5/4. – INSPEC Accession Nr.:4068337
- [6] CST - COMPUTER SIMULATION TECHNOLOGY: *CST STUDIO SUITE*, 2016. – URL <https://www.cst.com/Content/Articles/article909/CST-STUDIO-SUITE-2016.pdf>. – Zugriffsdatum: 03.06.2016
- [7] FlexRay Consortium (Veranst.): *FlexRay Communications System Electrical Physical Layer Application Notes*. Version 2.1 Revision B. 2006
- [8] FlexRay Consortium (Veranst.): *FlexRay Communications System Physical Layer EMC Specification*. 3.0.1. 2013
- [9] GEBAUER & GRILLER KABELWERKE GMBH: *Datenblatt FlexRay Datenleitung Typ FLR09YHYW 2x0,35sn-A. D7*, 2011. – Sachnummer: 110310

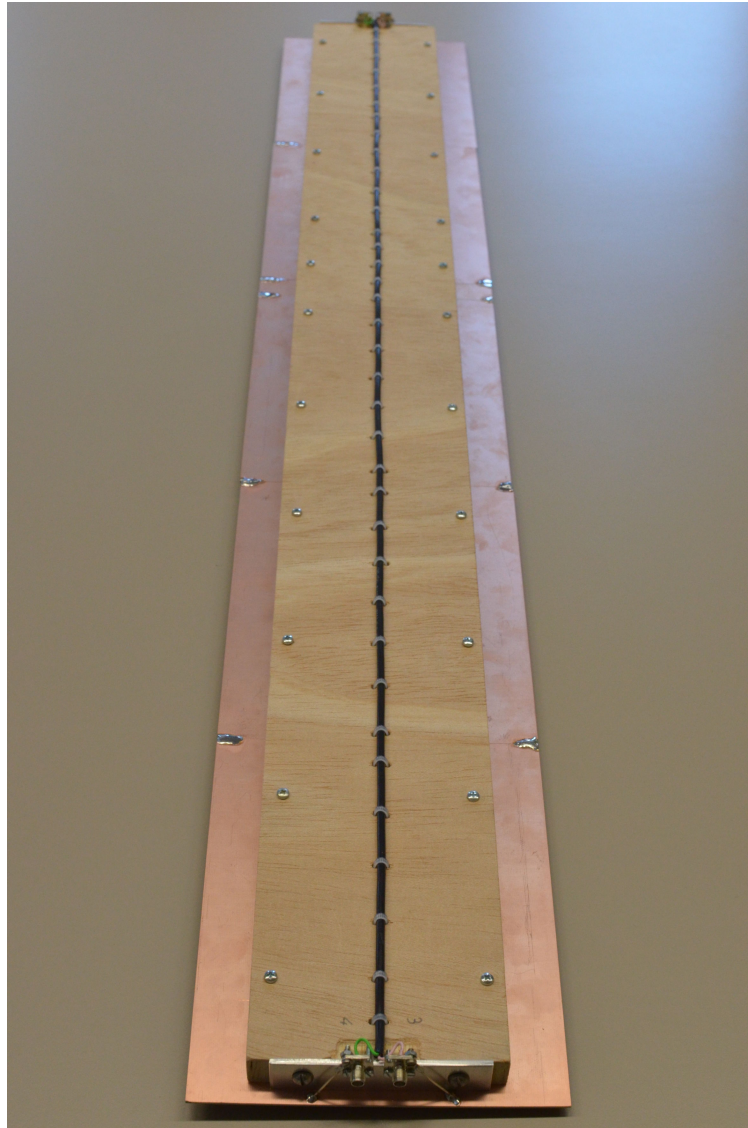
- [10] JENNINGS, P. ; TING, C-M.: System EMC assessment using transmission line theory. In: *Electromagnetic Compatibility* IEEE (Veranst.), 1998, S. 596 – 601. – DOI:10.1109/ISEMC.1998.750163
- [11] KROMBERG & SCHUBERT GMBH: *Datenblatt FlexRay Datenleitung Typ FLR09YS-YW 2x0,35 mm²-SN*. 6, 2010. – Nummer: 64993245
- [12] MAKI, Masahiro ; SHIBATA, Osamu ; HASAKO, Satoshi ; TOKUDA, Masamitsu: Transmission characteristics of a twisted-pair cable for broadband communications. In: *Consumer Communications and Networking Conference* IEEE (Veranst.), 2004, S. 651 – 653. – DOI:10.1109/CCNC.2004.1286944
- [13] MICHEEL, Hans J.: *Leitungstheorie*. 2009. – Vorlesungsskript
- [14] NATIONAL INSTRUMENTS: *User Guide - NI AWR Design Environment v12 Edition*, 2016. – URL https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/Users_Guide/Users_Guide.htm. – Zugriffsdatum: 03.06.2016
- [15] ORTEGA, Lorena D.: *Physical-layer-Modellierung der Bussysteme CAN und FlexRay im Kraftfahrzeug*. Aachen : Shaker, 2005. – ISBN 3-832-24641-X
- [16] PAUL, C. R. ; JOLLY, M. B.: Sensitivity of Crosstalk in Twisted-Pair Circuits to Line Twist. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* IEEE (Veranst.), 1982, S. 359–364. – DOI:10.1109/TEMC.1982.304067
- [17] PAUL, Clayton R. ; MCKNIGHT, Jack W.: Prediction of Crosstalk Involving Twisted Pairs of Wires-Part I: A Transmission-Line Model for Twisted-Wire Pairs. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* IEEE (Veranst.), 1979, S. 92 – 105. – DOI:10.1109/TEMC.1979.303751
- [18] PAUL, Clayton R. ; MCKNIGHT, Jack W.: Prediction of Crosstalk Involving Twisted Pairs of Wires-Part II: A Simplified Low-Frequency Prediction Model. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* IEEE (Veranst.), 1979, S. 105 – 114. – DOI:10.1109/TEMC.1979.303752
- [19] TING, C. M. ; JENNINGS, P. A.: A novel application of transmission line theory in EMC assessment. In: *Electromagnetic Compatibility* IET (Veranst.), 1997, S. 181 – 186. – DOI:10.1049/cp:19971141
- [20] UMEK, A.: Modeling the Structural Return Loss in Twisted Pair Cables. In: *Electrotechnical Conference, 2000. MELECON 2000. 10th Mediterranean* IEEE (Veranst.), 2000, S. 173 – 176. – DOI:10.1109/MELCON.2000.880395
- [21] UNGER, H.-G.: *Theorie der Leitungen*. Braunschweig : Vieweg, 1967

-
- [22] VECTOR INFORMATIK GMBH: *Vector E-Learning - Lernmodul FlexRay*. 2016.
– URL http://www.bmw.com/com/de/insights/technology/technology_guide/articles/wiring_harness.html?source=categories&article=wiring_harness. – Zugriffsdatum: 17.05.2016
- [23] VODRAZKA, Jiri: Potential of communication cables in industry for Gigabit transmission rates. In: *Information and Digital Technologies (IDT)* IEEE (Veranst.), 2015, S. 381 – 385. – DOI:10.1109/DT.2015.7223001
- [24] ZINKE, Otto ; BRUNSWIG, Heinrich ; VLCEK, Anton (Hrsg.) ; HARTNAGEL, Hans L. (Hrsg.) ; MAYER, Konrad (Hrsg.): *Hochfrequenztechnik 1*. Berlin Heidelberg : Springer-Verlag, 2000. – ISBN 978-3-540-66405-5

Anhang

A. Messaufbau mit einer verdrehten Leitung der Länge

$$l = 1 \text{ m}$$



Hardware-Modell mit einer einfachen verdrehten Leitung der Länge $l = 1 \text{ m}$

B. Relative Abweichung von Messungen an einer verdrehte Leitung mit Stichleitung

Relative Abweichungen der Reflexionen

Referenz→Vergleichswert	Abweichung Amplitude in %	Abweichung Phase in %
S(1,1)→S(2,2)	0.1605	0.1334
S(1,1)→S(3,3)	0.2747	1.2125
S(1,1)→S(4,4)	0.5169	0.9442
S(1,1)→S(5,5)	1.1854	2.4242
S(1,1)→S(6,6)	0.4699	3.3121
S(2,2)→S(3,3)	0.1439	1.3143
S(2,2)→S(4,4)	0.3622	1.0744
S(2,2)→S(5,5)	1.3340	2.3565
S(2,2)→S(6,6)	0.6170	3.2441
S(3,3)→S(4,4)	0.2620	0.4787
S(3,3)→S(5,5)	1.4379	3.6642
S(3,3)→S(6,6)	0.7433	4.5615
S(4,4)→S(5,5)	1.6935	3.1687
S(4,4)→S(6,6)	0.9829	4.0609
S(5,5)→S(6,6)	0.7419	0.8616

Relative Abweichungen der Transmissionen

Referenz→Vergleichswert	Abweichung Amplitude in %	Abweichung Phase in %
S(1,3)→S(1,5)	1.9798	1.8768
S(1,3)→S(2,4)	0.1200	0.2618
S(1,3)→S(2,6)	2.3202	1.8415
S(1,3)→S(3,1)	0.0337	0.0771
S(1,3)→S(3,5)	0.6510	0.9850
S(1,3)→S(4,2)	0.0929	0.2994
S(1,3)→S(4,6)	0.7880	1.0917
S(1,3)→S(5,1)	2.0124	1.8224
S(1,3)→S(5,3)	0.6501	1.0447
S(1,3)→S(6,2)	2.3503	1.9218
S(1,3)→S(6,4)	0.7950	0.9370
S(1,5)→S(2,4)	2.0449	1.7879
S(1,5)→S(2,6)	0.3416	0.1844
S(1,5)→S(3,1)	1.9035	1.9136

Fortsetzung auf der nächsten Seite

Fortsetzung der vorherigen Seite

Referenz→Vergleichswert	Abweichung Amplitude in %	Abweichung Phase in %
S(1,5)→S(3,5)	1.6460	1.0285
S(1,5)→S(4,2)	2.0217	1.8260
S(1,5)→S(4,6)	1.2067	1.1421
S(1,5)→S(5,1)	0.0369	0.1107
S(1,5)→S(5,3)	1.6299	1.1338
S(1,5)→S(6,2)	0.3714	0.2525
S(1,5)→S(6,4)	1.1953	1.0762
S(2,4)→S(2,6)	2.4430	1.7412
S(2,4)→S(3,1)	0.1523	0.2804
S(2,4)→S(3,5)	0.6867	0.8553
S(2,4)→S(4,2)	0.0307	0.1030
S(2,4)→S(4,6)	0.8776	1.0138
S(2,4)→S(5,1)	2.1319	1.6800
S(2,4)→S(5,3)	0.6876	0.9031
S(2,4)→S(6,2)	2.4734	1.8160
S(2,4)→S(6,4)	0.8874	0.8661
S(2,6)→S(3,1)	2.2286	1.9026
S(2,6)→S(3,5)	1.9767	1.0625
S(2,6)→S(4,2)	2.3487	1.8262
S(2,6)→S(4,6)	1.5414	1.1672
S(2,6)→S(5,1)	0.3044	0.1952
S(2,6)→S(5,3)	1.9589	1.1896
S(2,6)→S(6,2)	0.0307	0.1673
S(2,6)→S(6,4)	1.5281	1.0738
S(3,1)→S(3,5)	0.6501	0.9779
S(3,1)→S(4,2)	0.1244	0.2762
S(3,1)→S(4,6)	0.7698	1.0815
S(3,1)→S(5,1)	1.9815	1.8130
S(3,1)→S(5,3)	0.6486	1.0377
S(3,1)→S(6,2)	2.3176	1.9142
S(3,1)→S(6,4)	0.7761	0.9282
S(3,5)→S(4,2)	0.6804	0.8643
S(3,5)→S(4,6)	0.4493	0.6867
S(3,5)→S(5,1)	1.7092	0.9771
S(3,5)→S(5,3)	0.0223	0.1776
S(3,5)→S(6,2)	2.0502	1.0765
S(3,5)→S(6,4)	0.4607	0.4884
S(4,2)→S(4,6)	0.8592	1.0338

Fortsetzung auf der nächsten Seite

Fortsetzung der vorherigen Seite

Referenz→Vergleichswert	Abweichung Amplitude in %	Abweichung Phase in %
S(4,2)→S(5,1)	2.1053	1.7157
S(4,2)→S(5,3)	0.6844	0.9081
S(4,2)→S(6,2)	2.4445	1.8205
S(4,2)→S(6,4)	0.8677	0.8709
S(4,6)→S(5,1)	1.2580	6.8085
S(4,6)→S(5,3)	0.4309	2.8505
S(4,6)→S(6,2)	1.5974	3.6365
S(4,6)→S(6,4)	0.0197	3.5553
S(5,1)→S(5,3)	1.6614	1.1119
S(5,1)→S(6,2)	0.3351	0.2324
S(5,1)→S(6,4)	1.2278	1.0478
S(5,3)→S(6,2)	2.0311	1.0652
S(5,3)→S(6,4)	0.4442	0.5886
S(6,2)→S(6,4)	1.5573	1.0477

Relative Abweichungen der Fernkopplungen

Referenz→Vergleichswert	Abweichung Amplitude in %	Abweichung Phase in %
S(1,4)→S(1,6)	8.8454	3.2347
S(1,4)→S(2,3)	0.0455	0.0792
S(1,4)→S(2,5)	8.9123	3.1782
S(1,4)→S(3,2)	0.1442	0.4917
S(1,4)→S(3,6)	5.0228	1.5444
S(1,4)→S(4,1)	0.1055	0.1750
S(1,4)→S(4,5)	5.0125	1.7437
S(1,4)→S(5,2)	8.8879	3.2690
S(1,4)→S(5,4)	4.9307	1.4911
S(1,4)→S(6,1)	8.8495	3.5657
S(1,4)→S(6,3)	4.9113	1.3809
S(1,6)→S(2,3)	9.8693	3.1731
S(1,6)→S(2,5)	0.1243	0.1230
S(1,6)→S(3,2)	9.9585	3.5408
S(1,6)→S(3,6)	4.3882	2.0634
S(1,6)→S(4,1)	9.9118	3.2039
S(1,6)→S(4,5)	4.4315	2.2457
S(1,6)→S(5,2)	0.0609	0.0550

Fortsetzung auf der nächsten Seite

Fortsetzung der vorherigen Seite

Referenz→Vergleichswert	Abweichung Amplitude in %	Abweichung Phase in %
S(1,6)→S(5,4)	4.4239	2.0797
S(1,6)→S(6,1)	0.1226	0.3705
S(1,6)→S(6,3)	4.4027	1.9572
S(2,3)→S(2,5)	8.9283	3.2175
S(2,3)→S(3,2)	0.1164	0.4187
S(2,3)→S(3,6)	5.0312	1.5353
S(2,3)→S(4,1)	0.0805	0.0865
S(2,3)→S(4,5)	5.0219	1.6768
S(2,3)→S(5,2)	8.8918	3.1840
S(2,3)→S(5,4)	4.9369	1.4881
S(2,3)→S(6,1)	8.8572	3.5045
S(2,3)→S(6,3)	4.9346	1.4130
S(2,5)→S(3,2)	10.0822	3.6885
S(2,5)→S(3,6)	4.5065	2.0778
S(2,5)→S(4,1)	10.0399	3.3965
S(2,5)→S(4,5)	4.5478	2.3745
S(2,5)→S(5,2)	0.0864	0.2028
S(2,5)→S(5,4)	4.5462	2.0796
S(2,5)→S(6,1)	0.2352	0.5126
S(2,5)→S(6,3)	4.4775	1.8885
S(3,2)→S(3,6)	5.0098	1.5103
S(3,2)→S(4,1)	0.0793	0.4779
S(3,2)→S(4,5)	5.0082	1.3145
S(3,2)→S(5,2)	8.9807	3.5796
S(3,2)→S(5,4)	4.9891	1.4967
S(3,2)→S(6,1)	8.8380	3.1674
S(3,2)→S(6,3)	5.0873	1.6282
S(3,6)→S(4,1)	5.3469	5.3634
S(3,6)→S(4,5)	0.0692	2.4933
S(3,6)→S(5,2)	4.2161	5.4970
S(3,6)→S(5,4)	0.1219	0.2988
S(3,6)→S(6,1)	4.0635	4.0781
S(3,6)→S(6,3)	0.1629	1.7455
S(4,1)→S(4,5)	5.0369	1.6354
S(4,1)→S(5,2)	8.9200	3.1655
S(4,1)→S(5,4)	4.9426	1.4953
S(4,1)→S(6,1)	8.8697	3.4649
S(4,1)→S(6,3)	5.0157	1.4469
Fortsetzung auf der nächsten Seite		

Fortsetzung der vorherigen Seite

Referenz→Vergleichswert	Abweichung Amplitude in %	Abweichung Phase in %
S(4,5)→S(5,2)	4.2757	2.3329
S(4,5)→S(5,4)	0.1238	0.2252
S(4,5)→S(6,1)	4.0887	1.8817
S(4,5)→S(6,3)	0.2057	0.3953
S(5,2)→S(5,4)	4.4604	2.0787
S(5,2)→S(6,1)	0.1596	0.3754
S(5,2)→S(6,3)	4.4519	1.9681
S(5,4)→S(6,1)	4.1633	13.7635
S(5,4)→S(6,3)	0.1042	7.1907
S(6,1)→S(6,3)	4.4553	2.1747

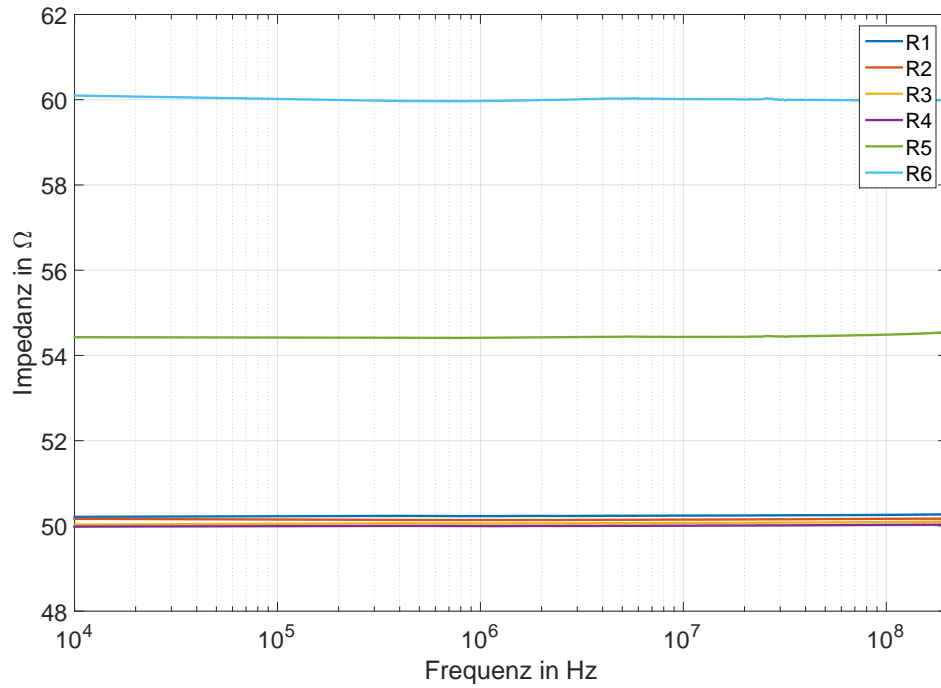
Relative Abweichungen der Nahkopplungen

Referenz→Vergleichswert	Abweichung Amplitude in %	Abweichung Phase in %
S(1,2)→S(2,1)	0.1327	4.4832
S(1,2)→S(3,4)	1.6295	106.2008
S(1,2)→S(4,3)	1.6274	104.7345
S(1,2)→S(5,6)	1.4801	37.4580
S(1,2)→S(6,5)	1.4747	37.5887
S(2,1)→S(3,4)	1.6365	16.2842
S(2,1)→S(4,3)	1.6436	16.2137
S(2,1)→S(5,6)	1.4714	5.8130
S(2,1)→S(6,5)	1.4377	5.6483
S(3,4)→S(4,3)	0.0687	1.4757
S(3,4)→S(5,6)	3.0978	18.3192
S(3,4)→S(6,5)	3.0998	17.6435
S(4,3)→S(5,6)	3.0600	17.0252
S(4,3)→S(6,5)	3.0579	16.7805
S(5,6)→S(6,5)	0.0385	0.4401

Relative Abweichungen der verwendeten Widerständen

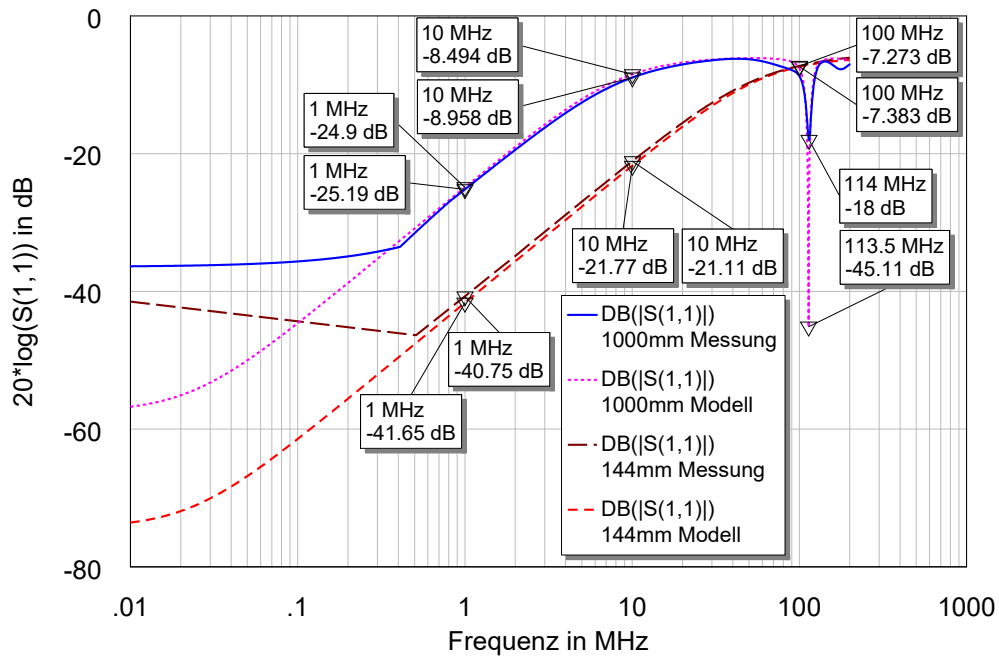
Referenz→Vergleichswert	Abweichung Amplitude in %	Abweichung Phase in %
R1→R2	0.1877	1.9464
R1→R3	0.3384	14.6376
R1→R4	0.4714	4.3776
R2→R3	0.1516	14.0718
R2→R4	0.2839	3.3963
R3→R4	0.1337	10.7674

C. Impedanz der verfügbaren Abschlusswiderstände

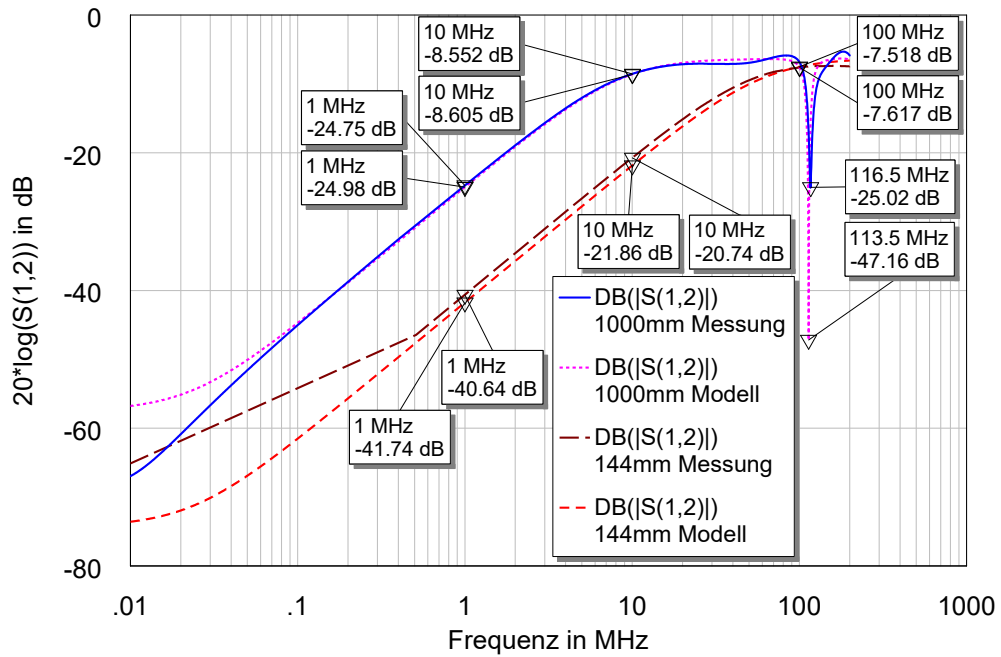


Impedanz der bei den Messungen verfügbaren Abschlusswiderstände

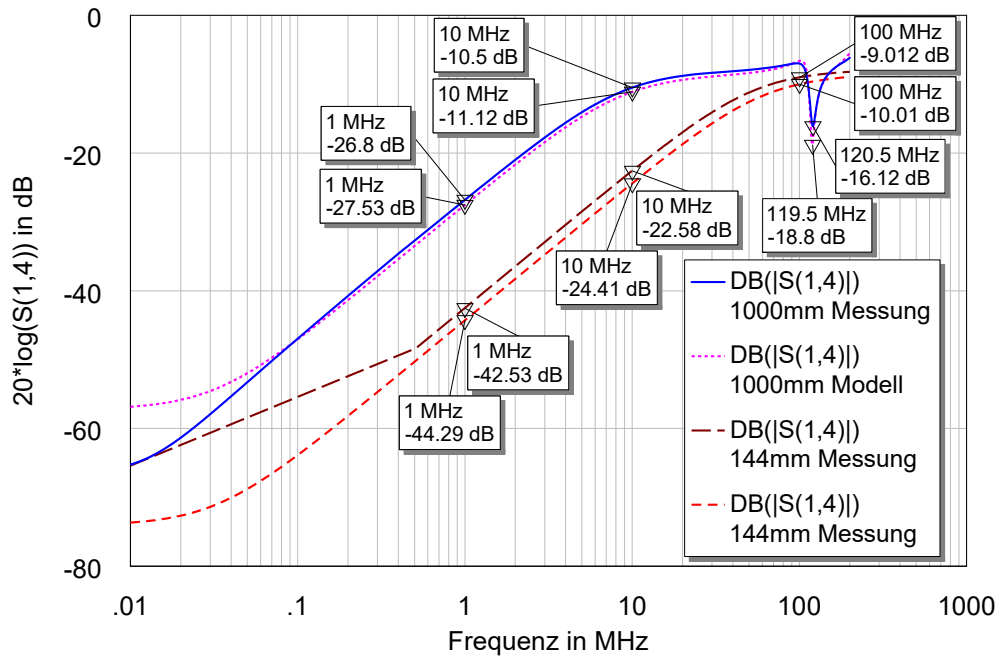
D. Amplitudengänge des einfachen Modells mit Parametern auf Basis der Leitung der Länge $l = 1\text{ m}$



Messungen und Simulationen der Reflexionen zu dem bei $l = 1\text{ m}$ optimierten Parametersatz

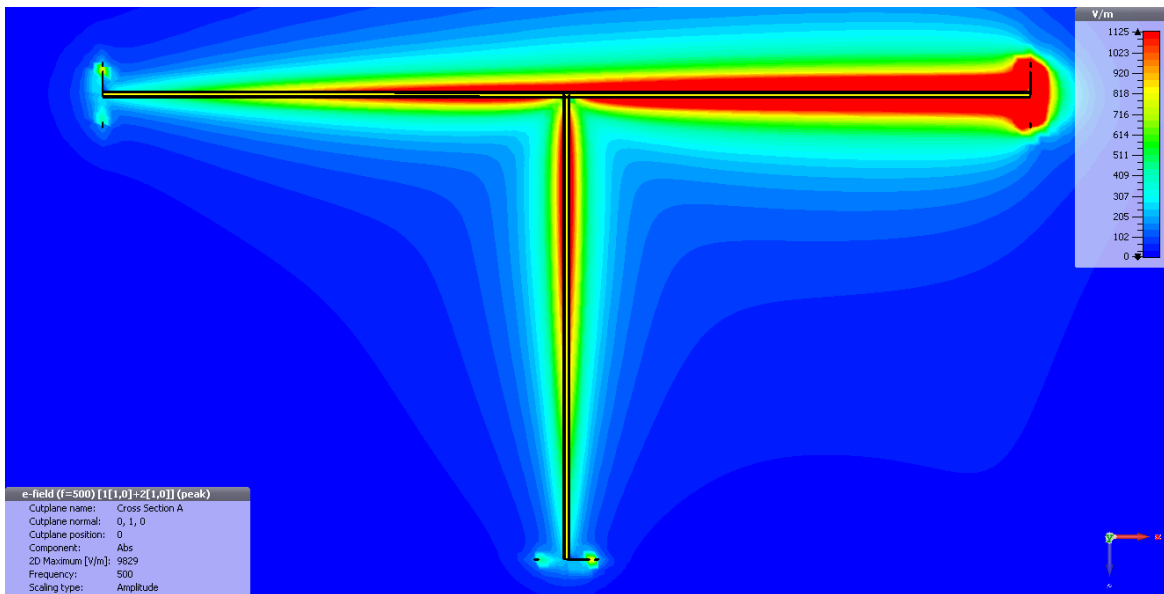


Messungen und Simulationen der Nahkopplungen zu dem bei $l = 1$ m optimierten Parametersatz



Messungen und Simulationen der Fernkopplungen zu dem bei $l = 1$ m optimierten Parametersatz

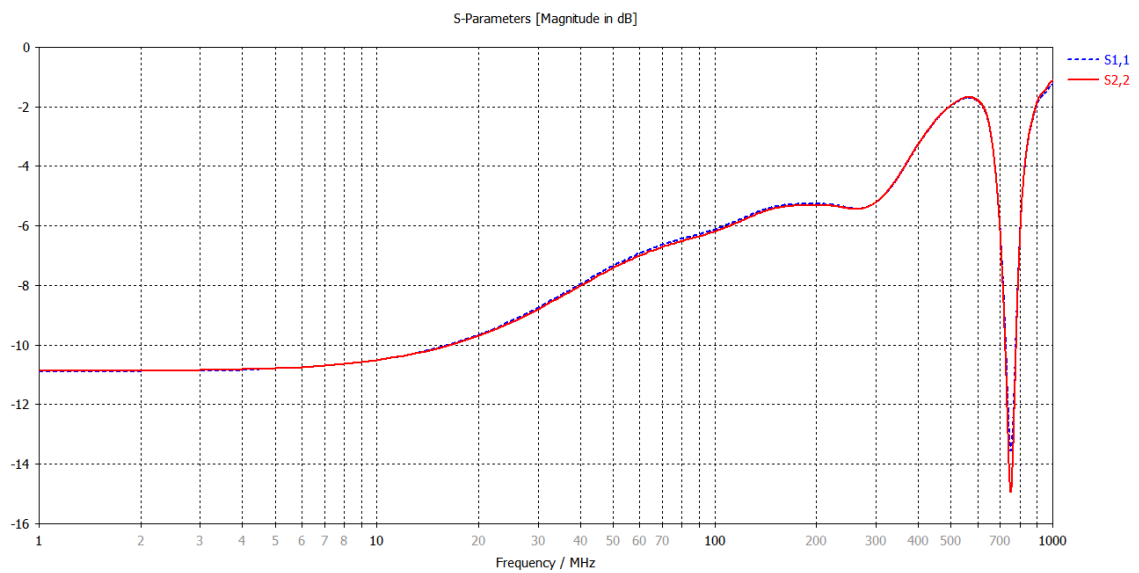
E. Auszüge aus der Simulation einer verdrehten Leitung mit Stichleitung mit der CST Studio Suite



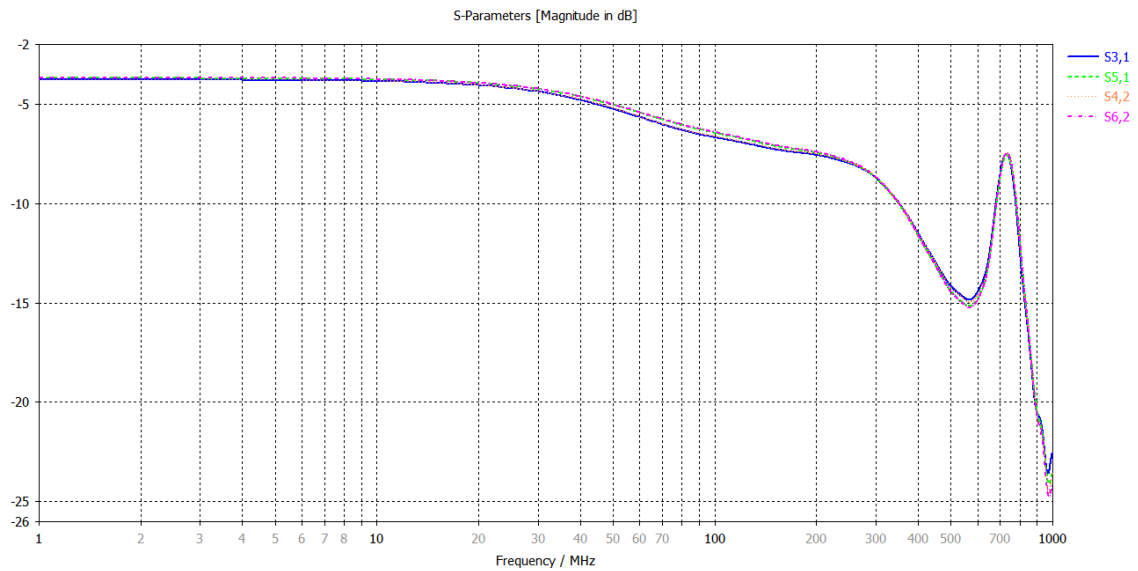
Simulation einer verdrehten Leitung mit Stichleitung im Gleichtaktfall



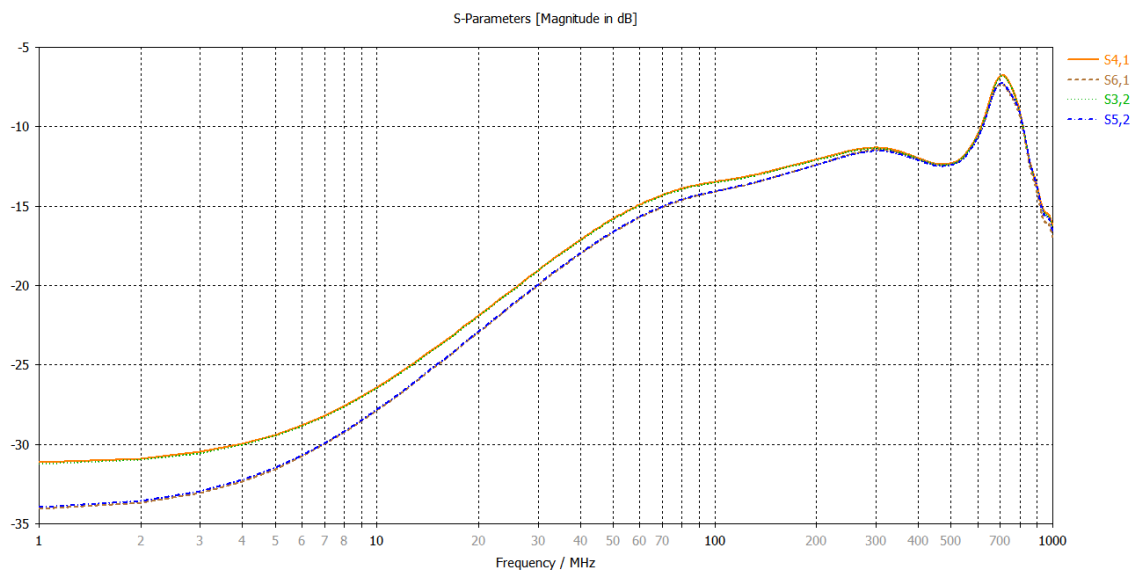
Simulation einer verdrehten Leitung mit Stichleitung im Gegentaktfall



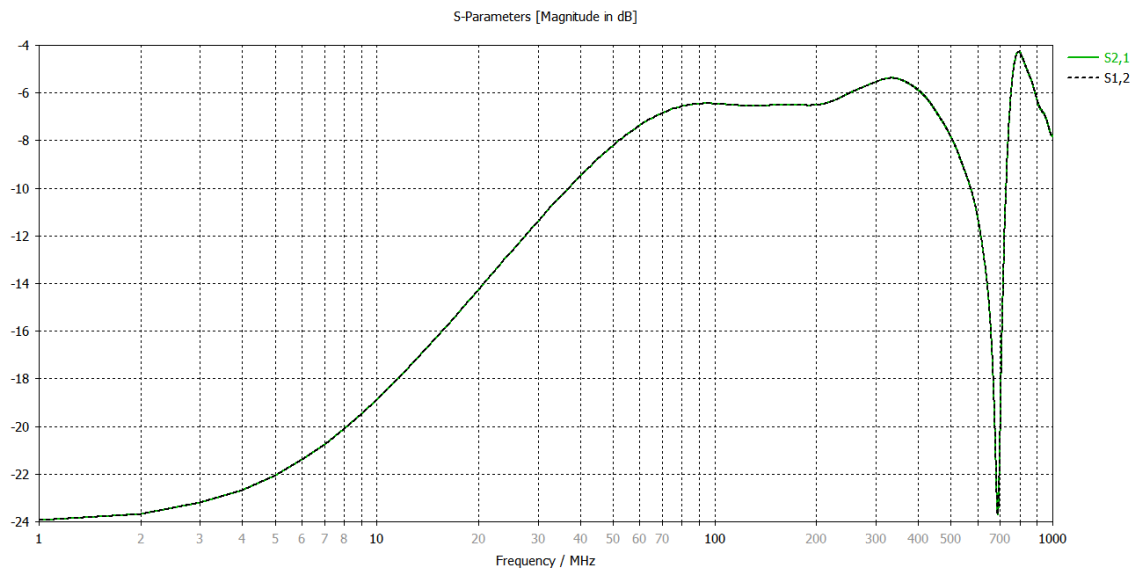
Simulationsergebnisse für die Reflexionen an einer Leitung mit Stichleitung



Simulationsergebnisse für die Transmissionen an einer Leitung mit Stichleitung

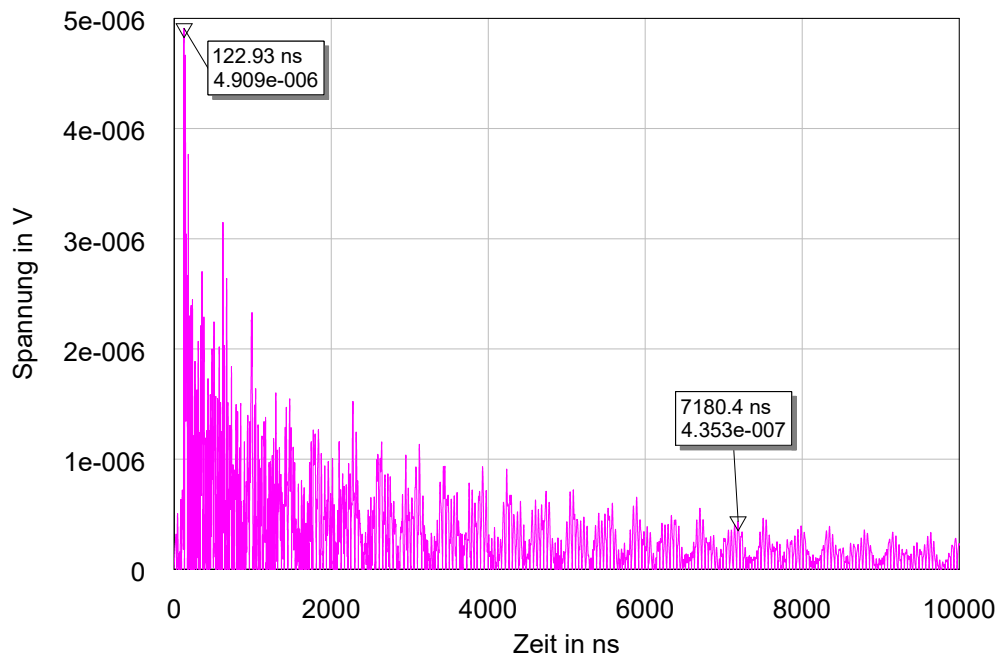


Simulationsergebnisse für die Fernkopplungen an einer Leitung mit Stichleitung



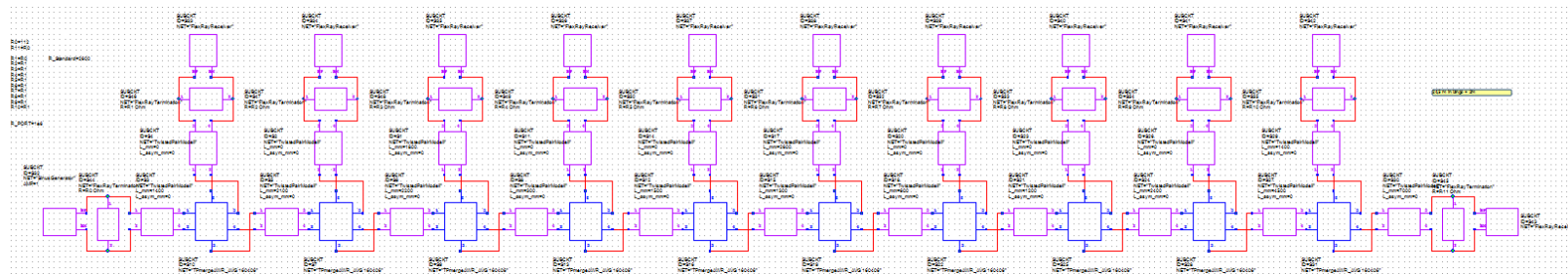
Simulationsergebnisse für die Nahkopplungen an einer Leitung mit Stichleitung

F. Impulsantwort der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil mit Verzweigungen gemäß Messung



Impulsantwort des längsten Übertragungspfades ohne Terminierung der beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil mit S-Parametern der Verzweigungen direkt aus einer Messung

G. Modell einer beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil



Modell einer beispielhaften Topologie eines Netzwerks im Automobil im NI AWR Design Environment

H. Anleitung zum Zusammenführen mehrerer 2-Port Dateien zu einer N-Port Touchstone Datei

Diese Anleitung baut auf der Bedienungsanleitung ¹ des NI AWR Design Environment auf. Mit ihrer Hilfe kann in dieser Simulationsumgebung eine N-Port Datei (.sNp) aus mehreren 2-Port Dateien (.s2p) erzeugt werden. Dazu sind die folgenden Schritte erforderlich:

1. Alle benötigten 2-Port Dateien müssen ins NI AWR Design Environment importiert werden.
2. Nun müssen ein tabellarischer Graph angelegt und alle S-Parameter diesem Graph in der richtigen Reihenfolge zugefügt werden. Der Graph muss alle Daten enthalten, die später in der neuen Touchstone Datei angelegt sein sollen.
3. Anschließend müssen die Daten vom Graphen in eine Text-Datei exportiert werden. Das geht unter „Graph“ > „Export Trace Data“. Im erscheinenden Dialog muss die Datei mit der Endung „.prn“ versehen werden.
4. In der so erzeugten Datei muss sichergestellt werden, dass die ersten Zeilen der Datei ohne Zahlen mit einem führenden „!“ auskommentiert sind.
5. Jetzt kann die Datei als Rohdatei geladen werden. Dabei muss sichergestellt sein, dass die Einstellungen unter „Data Files“ > „Options“ dem Vorgehen unter Schritt 2 entsprechen.
6. Schließlich muss eine „Output File“ im Projekt Fenster angelegt werden. Mehr Informationen dazu finden sich in der Bedienungsanleitung ² der Umgebung.

¹National Instruments: NI AWR Design Environment Knowledge Base. URL https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/Users_Guide/ch03s03.html - Zugriffsdatum: 01.06.2016

²National Instruments: NI AWR Design Environment Knowledge Base. URL https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/Users_Guide/output_files.html - Zugriffsdatum: 01.06.2016

Abkürzungsverzeichnis

BM	Bus Minus
BP	Bus Plus
DMT	Discrete Multitone Transmission
DSL	Digital subscriber line
ESB	Ersatzschaltbild
HAW Hamburg	Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
SMA	SubMiniature version A
SNR	Signal-to-noise ratio
TDR	Time Domain Reflectometry
TLM	Transmission Line Modelling
UML	Urban Mobility Lab
VKF	Verkürzungsfaktor

Sympolverzeichnis

α	Dämpfungskonstante einer Leitung
β	Phasenkonstante einer Leitung
γ	Komplexe Ausbreitungskonstante einer Leitung
ε_r	Effektive relative Permittivität eines Mediums
λ	Wellenlänge
μ_r	Effektive relative Permeabilität eines Mediums
ρ	Spezifischer Widerstand eines Mediums
A	Fläche eines Körpers
c_0	Vakuumlichtgeschwindigkeit
C'	Kapazitätsbelag einer Leitung
G'	Leitwertsbelag einer Leitung
l	Länge eines Körpers
L'	Induktivitätsbelag einer Leitung
n	Effektiver Brechungsindex eines Mediums
r	Reflexionsfaktor
R'	Widerstandsbelag einer Leitung
v	Phasengeschwindigkeit
\underline{Z}	Komplexer Wellenwiderstand einer Leitung

Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 10. Juni 2016

Ort, Datum

Unterschrift