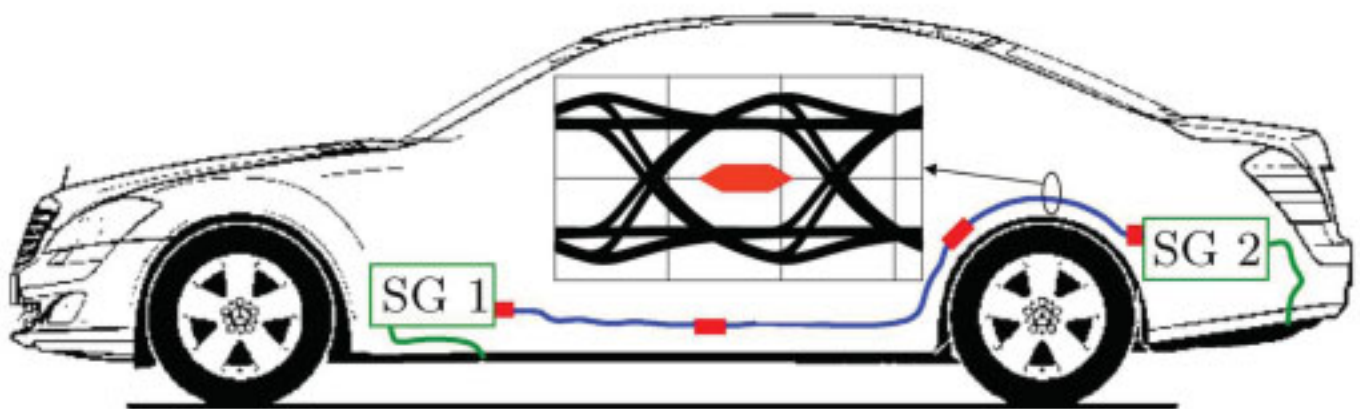


**Volker Zwillich**

# **Elektromagnetische Verträglichkeit und Signalintegrität hochbitratiger Datenbussysteme im Kraftfahrzeug**



**Cuvillier Verlag Göttingen**  
Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag



# **Elektromagnetische Verträglichkeit und Signalintegrität hochbitratiger Datenbussysteme im Kraftfahrzeug**

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades eines

**DOKTOR-INGENIEURS**  
(Dr.-Ing.)

der Fakultät für Ingenieurwissenschaften und Informatik  
der Universität Ulm

von

**VOLKER ZWILLICH**  
aus Mönchengladbach

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel  
Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei  
Amtierender Dekan: Prof. Dr.-Ing. Michael Weber

Ulm, 19. Mai 2009

**Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek**

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliographie; detaillierte bibliographische Daten sind im Internet über <http://dnb.ddb.de> abrufbar.

1. Aufl. - Göttingen: Cuvillier, 2009

Zugl.: Ulm, Univ., Diss, 2009

978-3-86955-094-7

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2009

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

[www.cuvillier.de](http://www.cuvillier.de)

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2009

Gedruckt auf säurefreiem Papier

978-3-86955-094-7

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Universität Ulm in Kooperation mit der Daimler AG.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. Wolfgang Menzel von der Universität Ulm für die Betreuung der Arbeit, seine hilfreiche Unterstützung und das sehr gute Arbeitsklima. Herrn Prof. Dr. Stephan Frei von der Technischen Universität Dortmund danke ich herzlich für die Übernahme des Koreferats und der damit verbundenen Mühen.

Ein großes Dankeschön geht an Herrn Dr. Helmut Leier von der Daimler AG für die Ermöglichung dieser Arbeit und die intensive Unterstützung. Danke auch an die ehemaligen Kollegen der Daimler AG – insbesondere dem Team Bussysteme – für die interessanten Diskussionen.

Ganz herzlichen Dank an die Mitarbeiter und Freunde vom Institut für Mikrowellentechnik für die Unterstützung und die tolle Atmosphäre. Die detaillierten Anregungen von Herrn Dr. Frank Bögelsack waren besonders hilfreich.

Meiner Familie und meiner Partnerin Monique danke ich sehr für die wertvolle Unterstützung.

München, im August 2009

Volker Zwillich



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>3</b>
2.1	Datenbussysteme im Automobil . . . . .	3
2.2	Signalintegrität der Übertragungsstrecke . . . . .	5
2.3	Elektromagnetische Verträglichkeit . . . . .	5
2.3.1	Störfestigkeit . . . . .	6
2.3.2	Störemission . . . . .	8
2.4	Gekoppelte Leitungen . . . . .	9
2.4.1	Vorteile symmetrischer Datenübertragung . . . . .	12
2.4.2	Quellen für Gleichtakt-Störungen . . . . .	13
<b>3</b>	<b>Datenübertragung über ungeschirmte verdrehte Leitungen</b>	<b>19</b>
3.1	Impedanzanalyse der ungeschirmten verdrehten Leitung . . . . .	20
3.2	Resonanzeffekte bei periodischem Impedanzprofil . . . . .	23
3.3	Auswirkungen auf die digitale Übertragung . . . . .	31
3.3.1	Messaufbau . . . . .	31
3.3.2	Augendiagramme der 1010-Bitfolge . . . . .	32
3.3.3	Augenöffnung als Funktion der Datenrate . . . . .	34
<b>4</b>	<b>Datenübertragung über Flachkabel</b>	<b>41</b>
4.1	Charakterisierung ungeschirmter FFCs . . . . .	42
4.2	Entwurf und Herstellung geschirmter FFCs . . . . .	46
4.3	Charakterisierung geschirmter FFCs . . . . .	50
4.3.1	Analyse der Impedanzen und Dielektrika . . . . .	50
4.3.2	Untersuchung der Störemission . . . . .	56
<b>5</b>	<b>Datenübertragung über Sternviererkabel</b>	<b>59</b>
5.1	Geschirmtes Sternviererkabel . . . . .	59
5.1.1	Leitungseigenschaften . . . . .	60
5.1.2	Leitungsmodell . . . . .	62
5.1.3	Modellverifikation . . . . .	66
5.2	Hochbitratige Videoverbindung . . . . .	72
5.2.1	Serialisierer/Deserialisierer-Konzept . . . . .	72

5.2.2	LVDS-Bitübertragungsschicht . . . . .	74
5.2.3	Sendetreiber, Empfänger und Terminierung . . . . .	76
5.2.4	Gekoppelte Mikrostreifenleitungen . . . . .	77
5.2.5	Steckverbindungen . . . . .	80
5.2.6	Grenzen der Datenübertragungsstrecke . . . . .	87
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>95</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>99</b>
A.1	Berechnung der modalen Streuparameter . . . . .	99
A.2	De-embedding von Steckverbindungen . . . . .	100
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>103</b>

# Formelzeichen und Abkürzungen

## Formelzeichen

$\alpha$	Dämpfungskoeffizient
$A$	Leitungsdämpfung in dB/m
$\beta$	Phasenkoeffizient
$c_0$	Vakuum-Lichtgeschwindigkeit
$D$	Leitung-Masse-Abstand
$\varepsilon_r$	relative Dielektrizitätszahl
$f$	Frequenz
$f^{(n)}$	n-te Oberwelle
$f_n$	n-te Resonanzfrequenz
$\gamma$	Ausbreitungskoeffizient
$\Gamma$	Reflexionsfaktor
$l$	Leitungslänge
$\Delta l$	Resonatorlänge
$n$	Index
$N$	Anzahl Leitungselemente
$s$	Aderabstand
$S$	Streuparametermatrix
$t$	Zeit
$\tau$	Signallaufzeit auf einer Leitung
$\tau_{\text{bit}}$	Bitdauer
$U_{\text{diff}}^S$ ( $U_{\text{diff}}^E$ )	differenzielle Spannung am Sender (Empfänger)
$U_{\text{gg}}$ (= $U_{\text{diff}}$ )	Gegentaktspannung
$U_{\text{gl}}$	Gleichtaktspannung
$U_{\text{eop}}$	vertikale Augenöffnung
$U_{\text{ref}}$	Referenzspannung



---

$U_{sp}$	Spannungssprung
$v_{ph}$	Phasengeschwindigkeit
$Z_{odd}$	Odd-Mode-Impedanz
$Z_{even}$	Even-Mode-Impedanz
$Z_{gg}$	Gegentakt-Impedanz
$Z_{gl}$	Gleichtakt-Impedanz

### Abkürzungen

(HS-) CAN	<i>(high speed) controller area network</i>
DAB	<i>digital audio broadcasting</i>
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
FEXT	<i>far-end crosstalk</i>
FFC	<i>flat flexibel cable</i>
GPS	<i>global positioning system</i>
HSD	<i>high speed data</i>
KW	Kurzwelle
LIN	<i>local interconnect network</i>
LVDS	<i>low voltage differential signaling</i>
LW	Langwelle
MW	Mittelwelle
MOST	<i>media oriented systems transport</i>
NEXT	<i>near-end crosstalk</i>
PE	Polyethylen
Pkw	Personenkraftwagen
PP	Polypropylen
PRBS	<i>pseudo random bit sequence</i>
RDC	<i>Reifen Druck Control</i>
SDARS	<i>satellite digital audio radio services</i>
SerDes	<i>serializer - deserializer</i>
STP	<i>shielded twisted pair</i>
TDR	<i>time domain reflection</i>

---

TDT	<i>time domain transmission</i>
TPU	thermoplastisches Polyurethan
UKW	Ultrakurzwelle
USB	<i>universal serial bus</i>
UTP	<i>unshielded twisted pair</i>



# 1 Einleitung

Die Nachfrage nach Pkws wächst mit den Trends nach hoher Flexibilität, räumlicher Mobilität und zunehmender Individualisierung in der Gesellschaft. Die Kundenerwartungen nach geringem Kraftstoffverbrauch, eine neue Gesetzgebung bei der Kohlendioxid-Emission und höhere Ansprüche an Komfort und Sicherheit erfordern den verstärkten Einsatz elektronischer Sensoren, elektromechanischer Aktoren und Steuergeräten mit höherer Rechenleistung. Diese Entwicklungen führen dazu, dass die Datenkommunikation unter den Steuergeräten zunimmt.

Zu den hochbitratigen Anwendungen gehören kamerabasierte Fahrer-Assistenzsysteme wie Spurwechsel-Warnung, Überhol-Assistent, Verkehrszeichenerkennung und Nachtsichtsysteme mit Personenerkennung, die eine unkomprimierte Videoübertragung erfordern [1]. Im Infotainment-Bereich werden zukünftig Datenraten von 1.5 Gbit/s für die Ansteuerung größerer, hochauflösender Displays mit höherer Farbtiefe benötigt [2].

Grundsätzlich ist die serielle Datenübertragung bei diesen hohen Datenraten bereits möglich. Wegen des extrem hohen Kostendrucks in der Automobilindustrie liegt die große Herausforderung darin, den preisgünstigsten Lösungsweg zu finden, der störungsfrei in der elektromagnetisch rauen Umgebung des Pkws funktioniert. In dieser Arbeit wird die elektrische Datenübertragung über Kupferkabel wegen ihrer Kostenvorteile gegenüber der optischen Übertragungstechnik untersucht.

Aufgrund der hohen Dichte von bis zu 80 vernetzten Steuergeräten im Pkw treten ungewollte elektromagnetische Wechselwirkungen auf, die zu Funktionsbeeinträchtigungen und -ausfällen führen können. So wirken Leitungen einer Übertragungsstrecke unbeabsichtigt als Sendeantennen, die in hochempfindlichen Fahrzeugantennen einkoppeln und Störungen beim Radioempfang verursachen. Ebenso muss die Übertragungsstrecke robust gegen Störeinstrahlung von beispielsweise Mobiltelefonen sein.

Kürzere Entwicklungszeiten und eine Reduzierung der Pkw-Prototypen erfordern die Simulation von Datenübertragungsstrecken, um mögliche Probleme in einer frühen Entwicklungsphase zu identifizieren und somit signifikant Kosten zu senken. Die nötigen breitbandigen Simulationsmodelle für die Vorhersage der hochfrequenten Digitalsignale am Empfänger werden in dieser Arbeit entwickelt.

Die kostengünstige ungeschirmte verdrehte Zweidrahtleitung (engl. *unshielded twisted pair*, künftig UTP-Leitung) wird seit Jahren vielfach für die CAN-

Datenübertragung mit Datenraten bis zu 500 kbit/s eingesetzt. Seit 2006 wird auch das Bussystem *FlexRay* bei einer Datenrate von 10 Mbit/s serienmäßig über UTP-Leitungen betrieben. In Kapitel 3 wird untersucht, ob die UTP-Leitung auch für Datenraten deutlich über 10 Mbit/s zuverlässig eingesetzt werden kann und bei welcher Datenrate die Übertragungsgrenze liegt.

Extrudierte Flachkabel haben unter anderem Kostenvorteile in der Pkw-Montage, da sie vollautomatisiert verlegt werden können. In Kapitel 4 wird diese neue platz sparende Leitungstechnologie im Hinblick auf die hochbitratige Datenübertragung bewertet. Neue geschirmte Flachkabel werden entworfen, hergestellt und bezüglich ihrer Signalintegrität und elektromagnetischen Emission bewertet.

In Kapitel 5 wird eine zukünftige Gbit/s- Übertragungsstrecke charakterisiert und der Einfluss von Steckern und Leitungen auf die Signalqualität bestimmt. Auf Basis der in dieser Arbeit entwickelten Simulationsmodelle wird die Übertragungsstrecke nachgebildet, um Vorhersagen über die maximal mögliche Leitungslänge in Abhängigkeit von der Datenrate machen zu können.

## 2 Grundlagen

### 2.1 Datenbussysteme im Automobil

In dieser Arbeit wird die Bitübertragungsschicht (engl. *physical layer*) des OSI-Referenzmodells [3] betrachtet, die die elektrische und mechanische Schnittstelle einer Datenverbindung definiert. Die übrigen Schichten (Sicherheitsschicht, Vermittlungsschicht, Transportschicht, Sitzungsschicht, Darstellungsschicht, Anwendungsschicht) sind nicht unmittelbar relevant für die Hochfrequenztechnik und daher auch nicht Gegenstand der Untersuchungen. Im Folgenden werden auch solche Punkt-zu-Punkt-Übertragungssysteme als Bussystem bezeichnet, die kein standardisiertes Übertragungsprotokoll haben.

Die Motivation für die Einführung von Bussystemen im Automobil lag vor einigen Jahrzehnten in der Einsparung von Verdrahtungskosten durch die Mehrfachnutzung von Leitungen. Heutzutage lassen sich die gewünschten Funktionen und Anforderungen in den Bereichen Sicherheit, Verbrauchs- und Emissionsreduktion sowie Komfort und Fahrzeugdiagnose nicht mehr ohne Bussysteme erreichen.

Es liegt im Interesse der Automobilhersteller, standardisierte Bussysteme einzusetzen, um die Entwicklungskosten auf die beteiligten Hersteller aufzuteilen. Darüber hinaus wird so die nötige Stückzahl an Bauelementen erreicht, die geringe Kosten und eine langfristige Verfügbarkeit der Bauelemente sicherstellt [4].

Bei den hier betrachteten Bussystemen werden die Daten im Basisband, das den Frequenzbereich des Nutzsymbols bezeichnet, übertragen. Das Nutzband wird also nicht durch Modulation mittels einer Trägerfrequenz in andere Frequenzbereiche verschoben.

Eine Auswahl an verbreiteten Bussystemen mit den dazugehörigen Datenraten ist in Abb. 2.1 gezeigt. Sie lassen sich in die Bereiche Multimedia, Echtzeit und Mehrzweck gruppieren und umfassen einen Datenratenbereich von fünf Dekaden. Mit Ausnahme vom MOST-Bus (engl. *media oriented systems transport*) gilt die angegebene Datenrate jeweils für die elektrische Variante der Bitübertragungsschicht<sup>1</sup>. Bis auf den LIN-Bus (engl. *local interconnect network*), der unsymmetrisch ist und oft über ungeschirmte Eindrahtleitungen übertragen wird,

---

<sup>1</sup>Zur Zeit ist für den MOST-Bus nur eine optische Bitübertragungsschicht verfügbar. Eine elektrische Bitübertragungsschicht bei ca. 50 Mbit/s ist derzeit bei einem Automobilhersteller in der Entwicklung.

basieren die Bussysteme auf der symmetrischen Übertragungstechnik, auf die in Abschnitt 2.4 näher eingegangen wird. Drei mögliche Leitungstypen für die symmetrischen Bussysteme werden in dieser Arbeit untersucht. Detaillierte Informationen über die Bussysteme lassen sich in den angegebenen Referenzen finden.

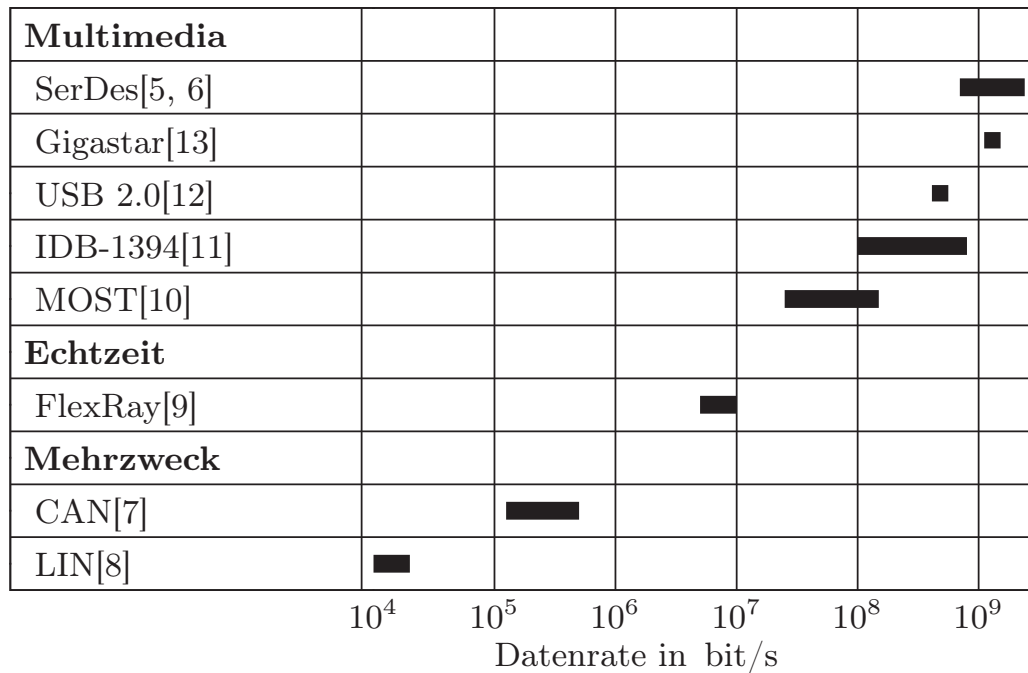


Abb. 2.1: Auswahl typischer Bussysteme.

„Moore’s Law“ beschreibt den Trend in der Mikroelektronik, dass die Rechenleistung integrierter Schaltungen mit der Zeit exponentiell ansteigt und sich ungefähr alle zwei Jahre verdoppelt [14]. Damit dieser Trend auch zu einer schnelleren Systemleistung führt und die Datenkommunikation nicht zum Engpass wird, muss die Bandbreite der Datenverbindungen ebenso ansteigen; in Zukunft ist daher mit noch höheren Bandbreiten zu rechnen.

Mit steigender Datenrate werden die Anstiegs- und Abfallzeiten der Digitalsignale kürzer, und das Signalspektrum enthält zunehmend höhere Frequenzanteile. Infolgedessen steigen die Hochfrequenz-Anforderungen an die Bitübertragungsschicht, die nachfolgend beschrieben werden.

Abb. 2.2 zeigt die elektromagnetische Umgebung einer Datenübertragungstrecke zwischen zwei Steuergeräten SG1 und SG2 im Pkw. Wichtige zu untersuchende Aspekte sind die Signalintegrität der Übertragungstrecke, die Störfestigkeit und die Störemission.

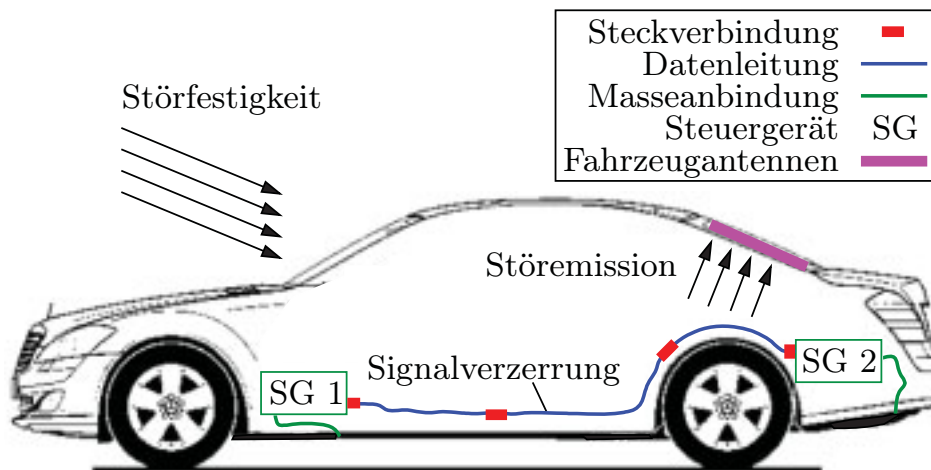


Abb. 2.2: Elektromagnetische Umgebung einer Datenübertragungsstrecke im Pkw.

## 2.2 Signalintegrität der Übertragungsstrecke

Der Begriff der Signalintegrität wird in der Literatur in verschiedenen Zusammenhängen verwendet; in dieser Arbeit wird darunter Folgendes verstanden:

Die Signalintegrität einer Übertragungsstrecke beschreibt die Fähigkeit des Empfängers, die übertragenen Bits ohne Störeinfluss äußerer elektromagnetischer Felder praktisch korrekt zu detektieren.

Bei dieser Untersuchung geht es also um den Idealfall, dass keine elektromagnetische Einstrahlung von außen einwirkt.

Aufgrund von Leitungsdämpfung sowie Reflexionen an Diskontinuitäten (z.B. Steckverbindungen) können insbesondere bei hohen Frequenzen Signale entlang der Übertragungsstrecke verzerrt und ungewollt überlagert werden, so dass im ungünstigsten Fall die Signalintegrität nicht sichergestellt ist und Bitfehler auftreten können. Die Kenntnis über die maximal mögliche Datenrate in Abhängigkeit von der Leitungslänge ist hierbei in der Praxis sehr wichtig.

## 2.3 Elektromagnetische Verträglichkeit

Während die Signalintegrität der Übertragungsstrecke hauptsächlich die Interferenzen innerhalb der Datenübertragungsstrecke umfasst, ist bei der elektromagnetischen Verträglichkeit (künftig: EMV) die ungewollte elektromagnetische Wechselwirkung mit anderen Systemen von Wichtigkeit. Im Pkw ist die EMV von sehr großer Bedeutung, da neben Antennen auch eine Vielzahl vernetzter Steuergeräte integriert werden müssen.



Laut Definition aus VDE 0870 [1.1] ist die EMV die „Fähigkeit einer elektrischen Einrichtung in ihrer elektromagnetischen Umgebung zufriedenstellend zu funktionieren, ohne diese Umgebung, zu der auch andere Einrichtungen gehören, unzulässig zu beeinflussen.“ [15].

Zwei wichtige Themenbereiche aus dem Gebiet der EMV sind die **Störfestigkeit** und die **Störemission**, die sowohl aus Gründen der Gesetzgebung als auch aus Qualitätsgründen, beginnend von der Konzeptphase, Bestandteil des Pkw-Entwicklungsprozesses sind.

### 2.3.1 Störfestigkeit

Fahrzeugeigene Funksysteme sowie Hochfrequenzsender für Radar, Rundfunk etc. können den Pkw starker elektromagnetischer Einstrahlung aussetzen. Die im Pkw verlegten Kabelbäume, die aus Versorgungs- und Signalleitungen bestehen, wirken ungewollt als Empfangsantennen für diese Störfelder. Je nach Größe der Feldstärke, die durch Resonanzen innerhalb der Karosserie lokal sehr hoch sein kann, werden zum Teil große Ströme bzw. Spannungen in den Kabelbaum eingekoppelt und an den Steuergeräten wirksam. Es kann dann zu temporären oder permanenten Systemausfällen kommen, die vom Aufwecken eines Busses (Folge: Bordbatterie entleert sich) bis zur Zerstörung eines Bauteils im Steuergerät reichen. Insbesondere sicherheitsrelevante Systeme sind deshalb so zu entwickeln, dass sie robust gegen Störeinstrahlung sind und dabei kostengünstig produziert werden können.

Im Folgenden wird ein Beispiel für die Einkopplung einer ebenen Welle in eine LIN-Leitung anhand eines realitätsnahen Simulationsaufbaus gezeigt. Die einfallende Welle hat die Frequenz 1 GHz und ist horizontal polarisiert. Sie trifft von vorne auf einen Pkw, in dem eine Eindrahrtleitung<sup>2</sup> vom Dach über die C-Säule zum Heck verläuft (Abb. 2.3). Die Leitung ist am Dach mit  $50\ \Omega$  und im Heck mit  $100\ \text{k}\Omega$  gegen die Karosseriemasse abgeschlossen.

Der Strom entlang der Leitung wurde mittels Vollwellensimulation (Programm *FEKO* [16]) berechnet. Dabei wurden die Momentenmethode (MOM) [17] und die effizientere „schnelle Multipolmethode“ (MLFMM) [18] verglichen.<sup>3</sup>

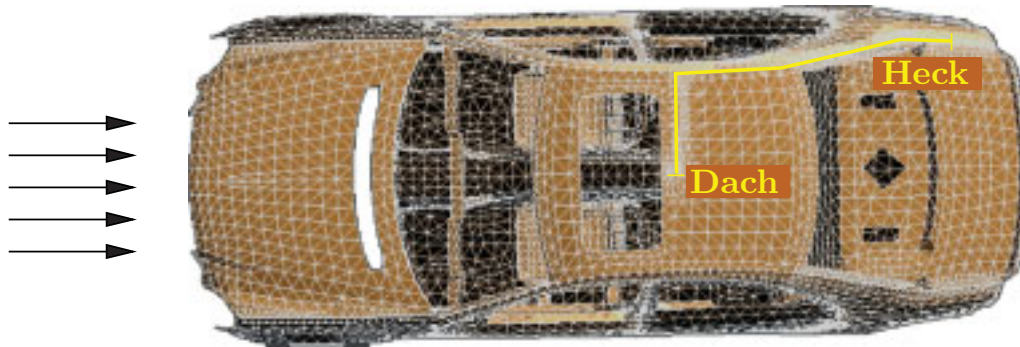
In Abb. 2.3 ist der berechnete Strom als Funktion der Leitungsposition vom Dach bis zum Heck gezeigt. Auf der Leitung entsteht eine stehende Welle mit Strommaxima im Abstand von  $\lambda/2$ . Der Strom ist minimal (maximale Span-

---

<sup>2</sup>Die Leitung ist ca. 2 m lang, hat einen Durchmesser von 3 mm und einen Abstand von 1 cm zur Karosserie.

<sup>3</sup>Bezeichnet  $N$  die Zahl der zu lösenden Basisfunktionen, dann skaliert bei der MOM der Speicherplatz mit  $N^2$  und die Rechenzeit mit  $N^3$ . Dagegen benötigt die MLFMM nur die Ordnungen  $N \lg N$  für den Speicherplatz sowie  $N \lg^2 N$  für die Rechenzeit [19].

## Einstrahlmodell



## Simulierter Stromverlauf

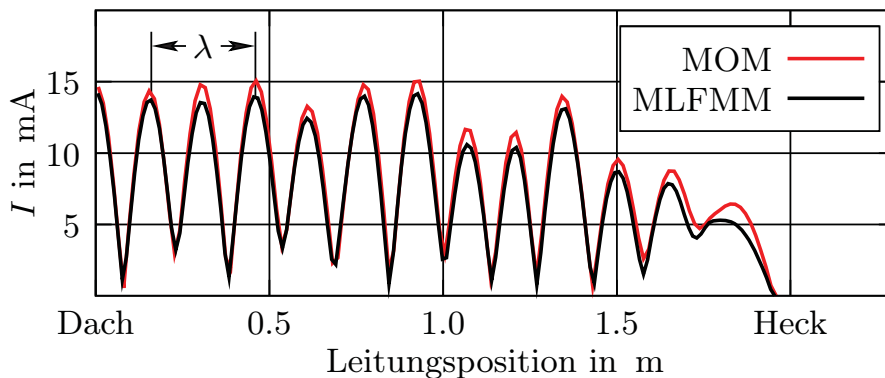


Abb. 2.3: Einstrahlmodell und berechneter Strom bei 1 GHz und 100 V/m.

nung) auf der hochohmigen Heckseite und maximal auf der niederohmigen Dachseite. Die MLFMM stimmt qualitativ gut mit der MOM überein und die Abweichungen, die im verwinkelten Heckbereich zunehmen, sind kleiner als die Messgenauigkeiten von vergleichbaren Fahrzeugmessungen.

In der Praxis wird die Störfestigkeit von Pkws messtechnisch mit Feldstärken von ca. 150 V/m (abhängig von der Qualitätsnorm der Automobilhersteller) getestet. Zusätzlich wird jedes Steuergerät mit speziellen Komponenten-Messverfahren hinsichtlich seiner Störfestigkeit bewertet.

Mit zunehmender Anzahl leistungsstarker elektrischer Motoren im Fahrzeug und einer steigenden Anzahl an magnetischen Sensoren (z.B. Hall-Sensoren) in Steuergeräten wird die Störfestigkeit gegenüber niederfrequenten Magnetfeldern immer wichtiger. Zur Zeit werden in der Automobilindustrie Magnetfeld-Messverfahren getestet und Grenzwerte für die magnetische Einstrahlung bewertet.

### 2.3.2 Störemission

Analog zur Störfestigkeit wirkt bei der Störemission der Kabelbaum ungewollt als Sendeantenne für Störsignale, die zum Beispiel durch Oszillatoren in Steuergeräten sowie Unsymmetrien in differenziellen Datenleitungen entstehen können. Die Abstrahlung vergrößert sich mit zunehmendem Abstand des Kabelbaums zur Karosseriemasse.

Die abgestrahlten Störfelder können in eine der zahlreichen Fahrzeugantennen einkoppeln und die hochempfindlichen Empfangssysteme für Rundfunk, TV etc. stark beeinträchtigen. Abb. 2.4 zeigt einen Überblick über die vielen Frequenzbänder, die normalerweise in Fahrzeugen der Oberklasse genutzt werden.

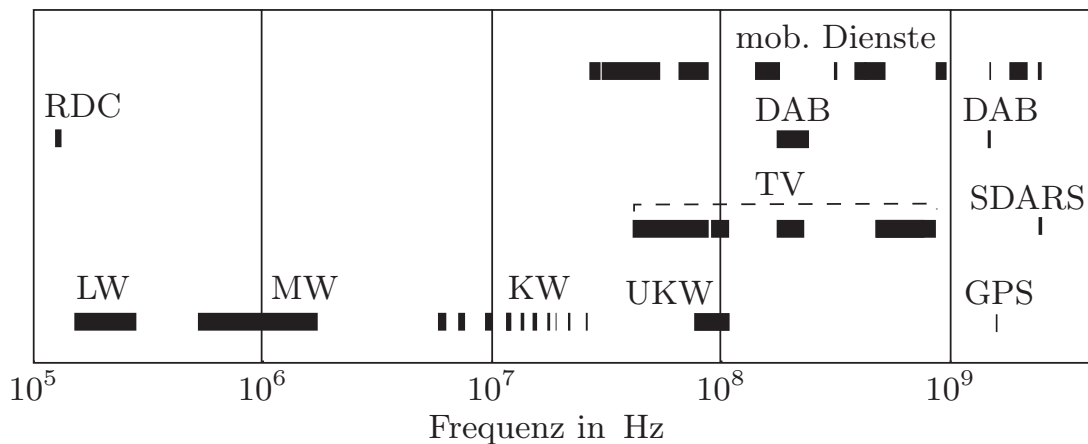


Abb. 2.4: Frequenzbänder typischer Empfangssysteme im Pkw (siehe Abkürzungsverzeichnis für ausführliche Bezeichnungen).

In der Praxis koppeln Störungen insbesondere in Scheibenantennen, in die unter anderem die AM-Antennenstruktur (LW, MW, KW) sowie FM-Antennenstruktur (UKW) integriert sind.

Während sich die Störsignale auf ihrem Koppelpfad von der Störquelle bis zur Fahrzeugantenne im AM-Bereich galvanisch, induktiv und kapazitiv ausbreiten, koppeln sie im UKW-Bereich meist gestrahlt ein. Beispielsweise können Bordnetzstörungen galvanisch zur Heckscheibenheizung, die gleichzeitig die FM-Antenne ist, geführt werden und kapazitiv auf die benachbarte AM-Struktur übersprechen.

Mit gezielten Maßnahmen, von denen einige im Folgenden aufgelistet sind, lassen sich die Empfangssysteme entstören:

- Pegel der Störquelle reduzieren,
- Abstand des Kabelbaums zur Antennenstruktur vergrößern,
- Störsignale herausfiltern,
- induktivitätsarme Masseanbindung verwenden,
- Leitungen schirmen.

Die Störemission wird messtechnisch auf Komponenten- und Fahrzeugebene mit einem Messempfänger anhand von Grenzwerten bewertet und durch subjektive Empfangstests (Radio und TV) ergänzt. Selbst bei baugleichen Fahrzeugen fallen die Ergebnisse unterschiedlich aus, da die Lage der Leitungen im Kabelbaum bei jedem Pkw leicht variiert.

## 2.4 Gekoppelte Leitungen

Üblicherweise werden hochbitratige Datenverbindungen mit symmetrischer Übertragungstechnik [20] realisiert, bei der Signale gleicher Amplitude und entgegengesetzter Polarität über zwei Signalleiter übertragen werden. Die Signalleiter sind kapazitiv und induktiv gekoppelt und bilden zusammen mit der Bezugsmasse ein Dreileitersystem.

Abb. 2.5 zeigt schematisch dieses Dreileitersystem und das entsprechende Ersatzschaltbild mit den Leitungsbelägen für den verlustlosen Fall. Unter der Annahme, dass sich die Wellen näherungsweise in dem TEM-Mode<sup>4</sup> auf der Leitung ausbreiten, lassen sich – analog zur Einfachleitung – Leitungsdifferentialgleichungen für den eingeschwungenen Zustand aufstellen [21, 22]:

$$-\frac{dU_I}{dz} = j\omega(L'_{11}I_I + L'_{12}I_{II}), \quad (2.1)$$

$$-\frac{dU_{II}}{dz} = j\omega(L'_{12}I_I + L'_{22}I_{II}), \quad (2.2)$$

$$-\frac{dI_I}{dz} = j\omega(C'_{10}U_I + C'_{12}(U_I - U_{II})), \quad (2.3)$$

$$-\frac{dI_{II}}{dz} = j\omega(C'_{20}U_{II} + C'_{12}(U_{II} - U_I)). \quad (2.4)$$

<sup>4</sup>Bei der transversalelektromagnetischen (TEM) Welle stehen der elektrische Feldvektor und der magnetische Feldvektor senkrecht zur Ausbreitungsrichtung; zusätzlich stehen beide Vektoren senkrecht zueinander.

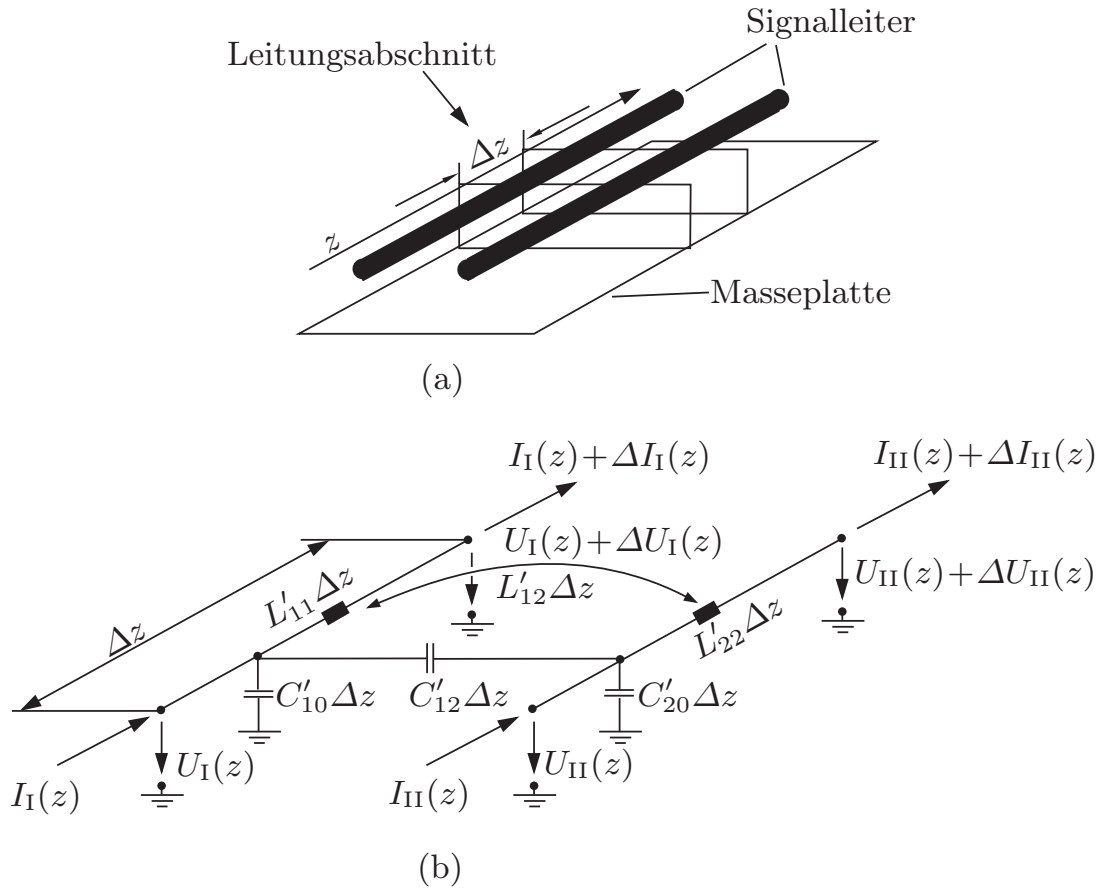


Abb. 2.5: Gekoppelte Signalleiter über einer Masseplatte (a) und das Ersatzschaltbild für den Abschnitt der Länge  $\Delta z$  (b).

Für den in der Praxis wichtigen Spezialfall, dass die Übertragungsleitung symmetrisch in Bezug auf die Masseplatte ist, ergibt sich:

$$C'_{10} = C'_{20} = C', \tag{2.5}$$

$$L'_{11} = L'_{22} = L'. \tag{2.6}$$

Allgemein gilt für ein Leitungssystem mit  $n$  Leitern, dass es  $n - 1$  mögliche Grundmoden von TEM-Wellen gibt, die durch ihre Überlagerung beliebige Anregungsszenarien darstellen können [22]. Im Fall des Dreileitersystems sind es die folgenden beiden Moden:

### Even-Mode

Die Spannungen zwischen den Signalleitern und der Masse haben den gleichen Betrag und die gleiche Phase ( $U_I = U_{II}$ ). Ebenso haben die Ströme, die in den

Signalleitern fließen, den gleichen Betrag und die gleiche Phase ( $I_I = I_{II}$ ); der Gesamtstrom  $I_I + I_{II}$  fließt über die Masse zurück.

### Odd-Mode

In diesem Mode haben die Spannungen zwischen den Signalleitern und der Masse zwar den gleichen Betrag, jedoch einen Phasenunterschied der Größe  $\pi$ : es gilt  $U_I = -U_{II}$ . Analog zur Spannung haben die Ströme in den Signalleitern den gleichen Betrag und die Phasendifferenz  $\pi$ ; somit ist  $I_I = -I_{II}$ . Die Masse ist im Odd-Mode nicht stromführend.

Definiert man die Spannung  $U_{\text{even}}$  und den Strom  $I_{\text{even}}$  für den Even-Mode,

$$U_{\text{even}} = \frac{1}{2}(U_I + U_{II}), \quad (2.7)$$

$$I_{\text{even}} = \frac{1}{2}(I_I + I_{II}), \quad (2.8)$$

und die Spannung  $U_{\text{odd}}$  und den Strom  $I_{\text{odd}}$  für den Odd-Mode,

$$U_{\text{odd}} = \frac{1}{2}(U_I - U_{II}), \quad (2.9)$$

$$I_{\text{odd}} = \frac{1}{2}(I_I - I_{II}), \quad (2.10)$$

dann lassen sich die Differenzialgleichungen für beide Moden entkoppeln:

$$-\frac{dU_{\text{even}}}{dz} = j\omega(L' + L'_{12})I_{\text{even}}, \quad (2.11)$$

$$-\frac{dI_{\text{even}}}{dz} = j\omega C' U_{\text{even}}, \quad (2.12)$$

$$-\frac{dU_{\text{odd}}}{dz} = j\omega(L' - L'_{12})I_{\text{odd}}, \quad (2.13)$$

$$-\frac{dI_{\text{odd}}}{dz} = j\omega(C' + 2C'_{12})U_{\text{odd}}. \quad (2.14)$$

Die Lösung für die Differenzialgleichungen ist die Überlagerung einer hin- und rücklaufenden Spannungs- und Stromwelle [23] mit einer Impedanz und einem

Ausbreitungskoeffizienten für den Even- sowie für den Odd-Mode:

$$Z_{\text{even}} = \sqrt{\frac{L' + L'_{12}}{C'}}, \quad (2.15)$$

$$\gamma_{\text{even}} = j\omega\sqrt{(L' + L'_{12})C'}, \quad (2.16)$$

$$Z_{\text{odd}} = \sqrt{\frac{L' - L'_{12}}{C' + 2C'_{12}}}, \quad (2.17)$$

$$\gamma_{\text{odd}} = j\omega\sqrt{(L' - L'_{12})(C' + 2C'_{12})}. \quad (2.18)$$

Im Zusammenhang mit symmetrischer Übertragung tauchen in der Literatur sowie in der Praxis die Begriffe Gleichtakt-Mode (engl. *common mode*) und Gegentakt-Mode (engl. *differential mode*) auf, die in ihrer grundsätzlichen Anregung und ihrem Feldverlauf jeweils der Even-Mode und der Odd-Mode entsprechen. Allerdings gibt es einen formalen Unterschied: In der Gleich- und Gegentakt-Mode werden für die Strom- und Spannungsbetrachtung beide Signalleiter und die Masse betrachtet (statt nur ein Signalleiter gegenüber Masse wie beim Even- und Odd-Mode). Es gelten für den Gleichtakt-Mode:

$$U_{\text{gl}} = \frac{1}{2}(U_{\text{I}} + U_{\text{II}}) = U_{\text{even}}, \quad (2.19)$$

$$I_{\text{gl}} = I_{\text{I}} + I_{\text{II}} = 2 \cdot I_{\text{even}}, \quad (2.20)$$

$$Z_{\text{gl}} = \frac{1}{2} \cdot Z_{\text{even}}, \quad (2.21)$$

und für den Gegentakt-Mode

$$U_{\text{gg}} = U_{\text{I}} - U_{\text{II}} = 2 \cdot U_{\text{odd}}, \quad (2.22)$$

$$I_{\text{gg}} = \frac{1}{2}(I_{\text{I}} - I_{\text{II}}) = I_{\text{odd}}, \quad (2.23)$$

$$Z_{\text{gg}} = 2 \cdot Z_{\text{odd}}. \quad (2.24)$$

### 2.4.1 Vorteile symmetrischer Datenübertragung

Bei der symmetrischen Datenübertragung wird nur der Odd-Mode für die Signalübertragung verwendet. Gegenüber der Datenübertragung über die Einfachleitung (engl. *single ended transmission line*) ergeben sich signifikante Vorteile:

+ hohe Störfestigkeit:

Störungen koppeln in der Regel in beide Signalleiter gleichermaßen ein; die Spannungsdifferenz  $U_{\text{odd}}$  bleibt konstant; es können kleine Signalpegel für die zu übertragenden Bits gewählt werden. Der Empfänger misst die Differenzspannung.

+ geringe Störemission:

Das elektrische Feld ist hauptsächlich zwischen beiden Signalleitern konzentriert; die magnetischen Felder der Signalleiter kompensieren sich näherungsweise.

+ Unabhängigkeit von der Bezugsmasse:

Im Pkw kann bei entfernten Steuergeräten ein Potenzialunterschied zwischen den Bezugsmassen auftreten, der – solange der Differenzverstärker des Empfängers im Arbeitsbereich ist – keinen Einfluss auf  $U_{\text{odd}}$  hat.

Künftig ist in dieser Arbeit – sofern nichts anderes angegeben ist – mit dem Begriff der Impedanz immer die Odd-Mode-Impedanz  $Z_{\text{odd}}$  bezeichnet.

## 2.4.2 Quellen für Gleichtakt-Störungen

In einer symmetrischen Übertragungsstrecke kann potenziell jede Komponente Gleichtakt-Störungen verursachen. Gleichtakt-Störungen führen bei der symmetrischen Datenübertragung zur Abstrahlung, da der Gleichtakt-Strom in der Regel über die Karosseriemasse zurückfließt und dadurch eine große Stromschleife gebildet wird. Stellvertretend für andere Komponenten werden im Folgenden die Leitungen und die Bustreiber näher beschrieben.

### Reale Leitungen

Aufgrund von Produktionstoleranzen ist insbesondere bei kostengünstigen Leitungen eine symmetrische Leitung nicht ideal symmetrisch. Längenunterschiede zwischen den Signalleitern sowie Abweichungen in den Kapazitätsbelägen ( $C'_{10} \neq C'_{20}$ ) und Induktivitätsbelägen ( $L'_{11} \neq L'_{22}$ ) führen zu ungewollten Laufzeitunterschieden zwischen den Signalleitern. Folglich tritt eine Modenkonversion vom Odd-Mode in den Even-Mode mit einer Gleichtakt-Spannung  $U_{\text{gl}}$  auf, die nicht konstant ist und zu elektromagnetischer Abstrahlung führt.

Im Folgenden wird die Entstehung der Gleichtakt-Spannung gezeigt und das Gleichtakt-Spektrum für drei Datenraten berechnet. Zunächst wird die ideale symmetrische Übertragung betrachtet (Abb. 2.6 links oben), bei der es keinen Zeitversatz zwischen den Flanken von  $U_{\text{I}}$  und  $U_{\text{II}}$  gibt; die Gleichtaktspannung ist hier konstant.

Anders ist die Situation bei einer realen symmetrischen Datenübertragung (Abb. 2.6 rechts oben). Der zeitliche Versatz zwischen  $U_{\text{I}}$  und  $U_{\text{II}}$  bei den Bitübergängen erzeugt steilflankige Spitzen in der Gleichtakt-Spannung  $U_{\text{gl}}$ . Abhängig von den Flankenanstiegs- und Abfallzeiten hat  $U_{\text{gl}}$  ein hochfrequentes Störspektrum.



Für die Datenraten 0.5 Gbit/s, 1.0 Gbit/s und 1.5 Gbit/s sind die Störspektren aus den Zeitsignalen berechnet worden. Dabei ist für die Anstiegs- und Abfallzeit 15% der Bitdauer angenommen worden, der zeitliche Versatz beträgt 10% der Bitdauer. In Abb. 2.6 unten ist deutlich zu erkennen, dass die höheren Frequenzanteile mit steigenden Datenraten (und damit steileren Flanken) zunehmen. Es findet eine Verschiebung der Spektren zu höheren Frequenzen statt. Diese Gleichtaktstörspektren können zu massiven Empfangsstörungen im Pkw führen und sollten unbedingt verhindert werden oder mit geschirmten Leitungen, Gleichtaktdrosseln [24], und Split-Terminierung [25] gedämpft werden.

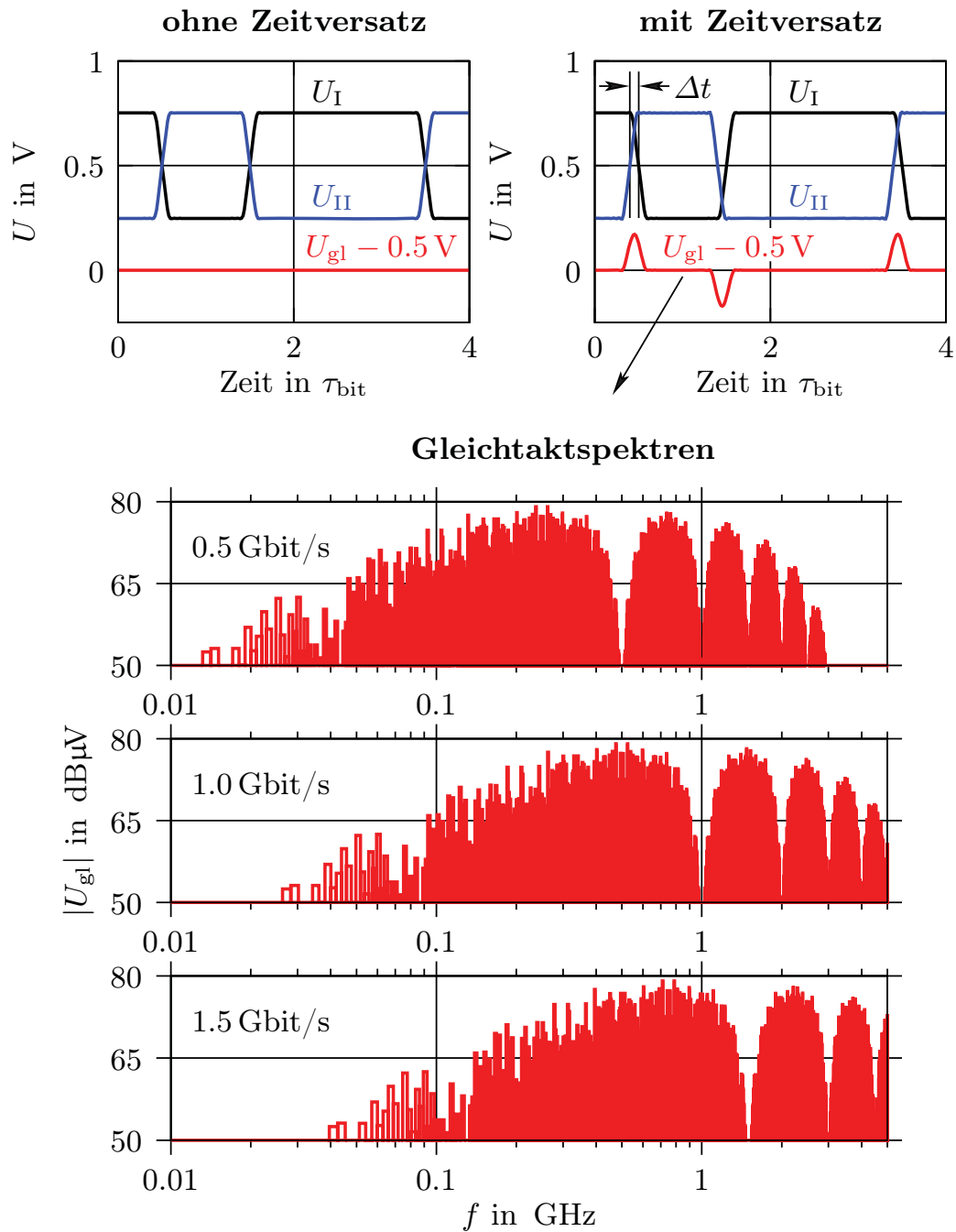


Abb. 2.6: Zeitsignale und Störspektren einer Zufallsbitfolge über eine ideale und eine reale symmetrische Übertragungsstrecke.  $U_{gl}$  ist hier ohne Gleichanteil dargestellt.

## Bustreiber

Eine weitere Quelle für Störabstrahlung sind differenzielle Bustreiber, die neben dem Odd-Mode-Nutzsignal ungewollte Gleichtakt-Störsignale generieren. Exemplarisch wird hier die Gleichtakt-Spannung von CAN-Bustreibern analysiert. Der CAN-Bustreiber hat die differenziellen Ausgänge CAN-high sowie CAN-low und kann die beiden Zustände dominant und rezessiv einnehmen. Im dominanten Zustand sind die beiden MOSFETs aus Abb. 2.8 durchgeschaltet, im rezessiven Zustand sind sie gesperrt. Die massebezogenen Spannungen der Ausgänge sind für beide Zustände in Tabelle 2.1 angegeben.

	<i>dominant</i>	<i>rezessiv</i>
$U_{\text{CANhigh}}$	3.7 V	2.4 V
$U_{\text{CANlow}}$	1.1 V	2.4 V

Tabelle 2.1: Typische massebezogene Spannungen für CAN-high und CAN-low.

Um die Streuung der Gleichtakt-Spannung zwischen verschiedenen Bustreibern zu bewerten, wurden zehn CAN-Bustreiber des Typs TJA1050 [26] bei 500 kbit/s vermessen und die Gleichtakt-Spannungen in Abb. 2.7 überlagert aufgetragen.

Insgesamt hat die Gleichtakt-Spannung bei allen Bustreibern die gleiche Signalform und die gleiche Orientierung. Beim Übergang vom rezessiven in den dominanten Zustand (Abb. 2.7 unten links) sind alle Kurven nahezu deckungsgleich. Qualitativ stimmen die Kurven beim Übergang vom dominanten in den rezessiven Zustand überein (Abb. 2.7 unten rechts), jedoch weichen die Gleichtakt-Spannungen hier bis zu 50%, bezogen auf den Maximalwert, ab. Neben der eigentlichen Gleichtakt-Störung taucht bei allen Bustreibern eine weitere jedoch kleinere Störung auf, die durch IC-interne Schaltvorgänge hervorgerufen wird und ungewollt auf die Busausgänge koppelt.

Ursache für die Gleichtakt-Störungen ist zum einen ein Laufzeitunterschied in der integrierten Schaltung des Bustreibers und zum anderen eine Unsymmetrie bei den Ausgangstreibern: Die unterschiedliche Elektronenmobilität im n-Kanal- und im p-Kanal-MOSFET führt zu einer unterschiedlichen Leitfähigkeit [27].

Die Ausgangstreiber lassen sich in einem Modell, das in Abb. 2.8 gezeigt ist, nachbilden [28]. Bei einem idealen Bustreiber würden beide MOSFETs zum gleichen Zeitpunkt durchschalten (dominanter Zustand) und sperren (rezessiver Zustand); die Gleichtakt-Spannung wäre dann konstant.

Durch einen Zeitversatz zwischen TXD und  $\overline{\text{TXD}}$  sowie der Angabe unterschiedlicher Elektronenmobilität im MOSFET-Modell lassen sich die Gleichtakt-

Messergebnisse – insbesondere die Spitze beim Übergang rezessiv-dominant – qualitativ nachbilden (Abb.2.9). Für ein genaueres Modell sind die Angaben des Herstellers über physikalische Parameter, Größe der MOSFETs und der parasitären Kapazitäten sowie Induktivitäten erforderlich.

In Kapitel 4 wird die Gleichtaktstörung eines CAN-Bustreibers zur Charakterisierung des Leitungsschirms verwendet.

Die Gleichtakt-Störungen durch den CAN-Bustreiber lassen sich effektiv mit Gleichtakt-Drosseln reduzieren.

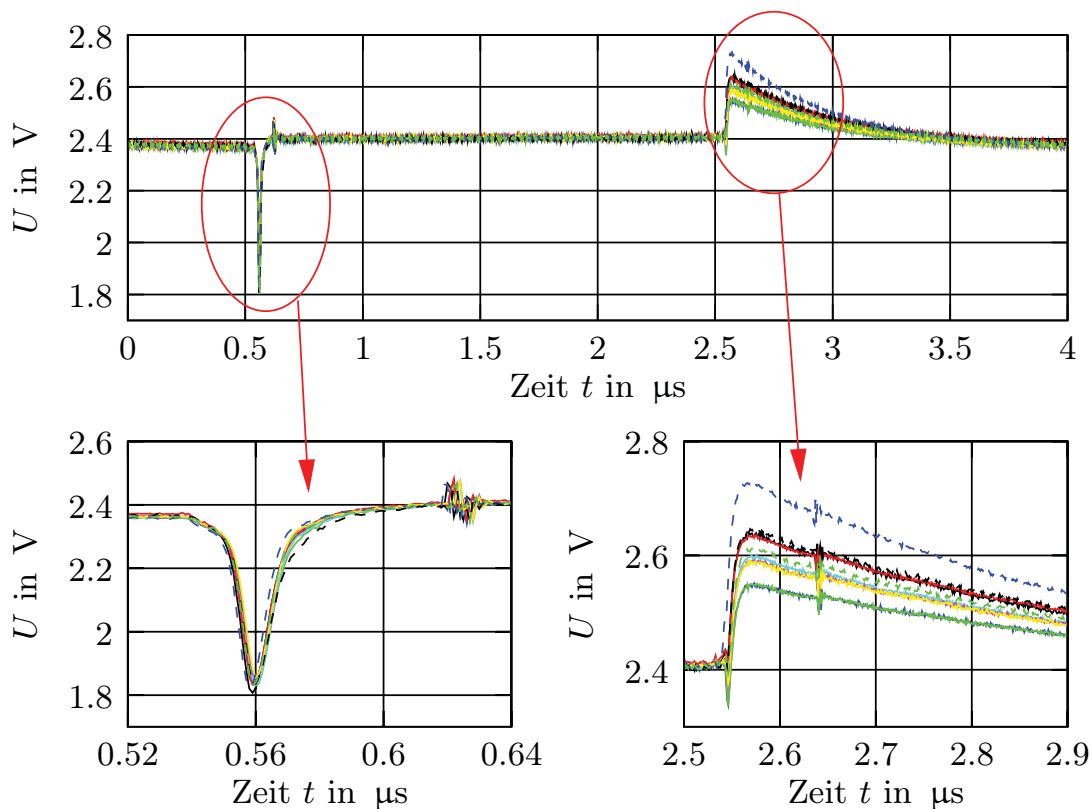


Abb. 2.7: Gemessene Gleichtakt-Spannung von zehn Bustreibern des Typs TJA1050, die in der Messung jeweils mit einer Last von  $60 \Omega$  differenziell beschaltet wurden.

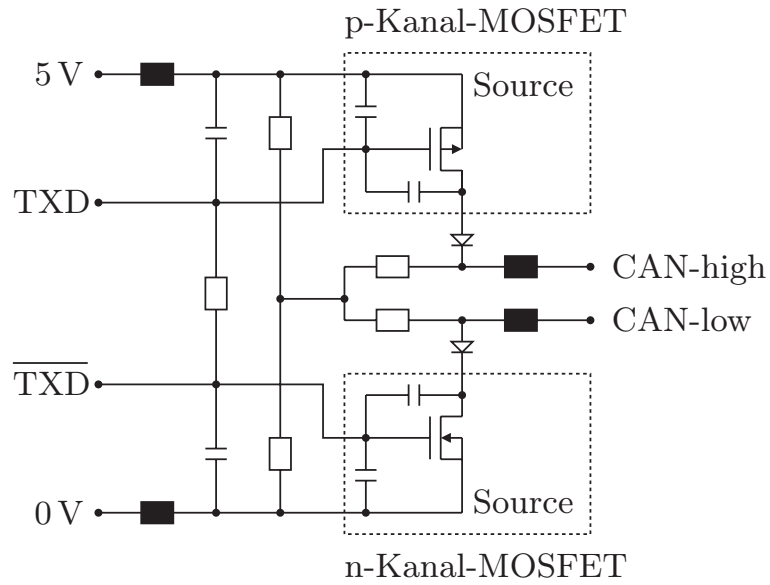


Abb. 2.8: Modell der Ausgangstreiber.

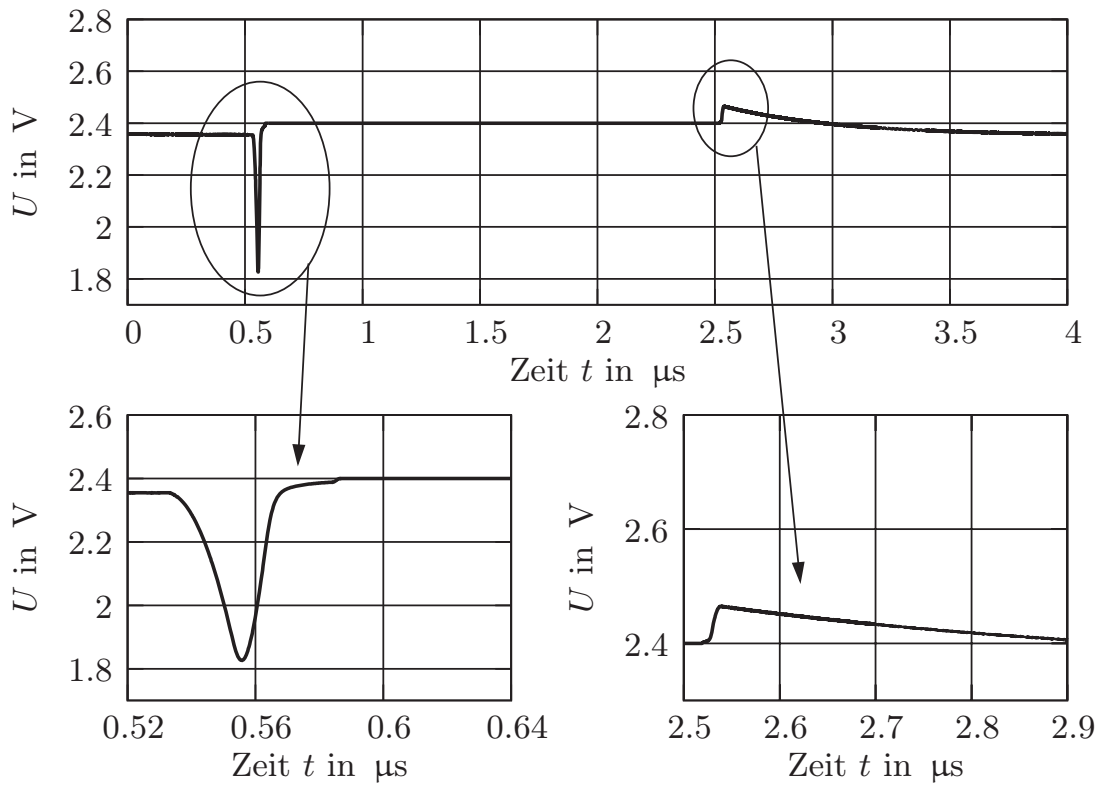


Abb. 2.9: Simulierte Gleichtakt-Störung.

### 3 Datenübertragung über ungeschirmte verdrehte Leitungen

Die UTP-Leitung besitzt gute Eigenschaften bezüglich des Übersprechens<sup>1</sup>, sie benötigt wenig Platz, hat ein geringes Gewicht und einen sehr niedrigen Meterpreis. Darüber hinaus ist die Steckerkonfektionierung einfach und entsprechend kostengünstig. Aus diesen Gründen wird die UTP-Leitung als attraktive Kandidatin für elektrische Kommunikationssysteme auch bei deutlich höheren Datenraten im Vergleich zu *FlexRay* betrachtet.

Bei diesen hohen Datenraten konkurriert die UTP-Leitung mit der geschirmten verdrehten Leitung (engl. *shielded twisted pair*, künftig STP-Leitung) um den Einsatz im Fahrzeug. Die Vorteile der STP-Leitung sind eine zuverlässige Datenübertragung bei hohen Datenraten aufgrund definierter Impedanzen. Hinzu kommt eine elektromagnetische Abschirmung gegen Störemission und für Störfestigkeit. Dem gegenüber stehen höhere Leitungskosten und deutlich höhere Konfektionierungskosten.

In diesem Kapitel wird die Möglichkeit untersucht, die UTP-Leitung für signifikant höhere Datenraten im Fahrzeug zu nutzen. Dazu wird die Übertragungsgrenze von UTP-Leitungen bei sehr ungünstiger Leitungsverlegung untersucht.

Zunächst wird die Impedanz der UTP-Leitung als Funktion des Leitung-Masse-Abstands bestimmt. Anschließend wird der ungünstigste Fall für ein Impedanzprofil entlang der Übertragungstrecke ermittelt und für einen einlaufenden Spannungssprung veranschaulicht. Im Frequenzbereich werden gemessener und simulierter Transmissionskoeffizient für verschiedene Leitungskonfigurationen verglichen. Schließlich wird der Einfluss von Resonanzen auf digitale Zeitsignale analysiert; dabei werden sowohl das Bitmuster als auch die Datenrate als Parameter variiert.

Vorhergehende Arbeiten über die Modellierung von UTP-Leitungen und zur strukturellen Reflexionsdämpfung wurden in [29–31] durchgeführt. Al-Asadi und andere [32] analysierten den Einfluss von mechanischen Beschädigungen auf die Hochfrequenz-Eigenschaften von UTP-Leitungen. Während Paul und andere [33, 34] das Übersprechen zwischen UTP-Leitungen behandelten, verglichen Knobloch und andere [35] die Signalintegrität und die Störemission von UTP-Leitungen mit geschirmten verdrehten Leitungen.

---

<sup>1</sup>Siehe Abb. 4.4 in Kapitel 4 für Messergebnisse des Übersprechens.

### 3.1 Impedanzanalyse der ungeschirmten verdrehten Leitung

Die betrachtete UTP-Leitung wird in der Automobilindustrie in Serienproduktion eingesetzt. Sie besteht aus zwei Adern, die mit einer Schlaglänge<sup>2</sup> von 30 mm miteinander verdreht sind. Jede Ader ist eine Litzenleitung, bestehend aus einer Kupferlitze mit 1.0 mm Leiterdurchmesser, die von einer 0.3 mm dicken PVC-Isolation umhüllt ist. Jeweils 19 Einzeldrähte bilden eine Kupferlitze (Abb. 3.1).

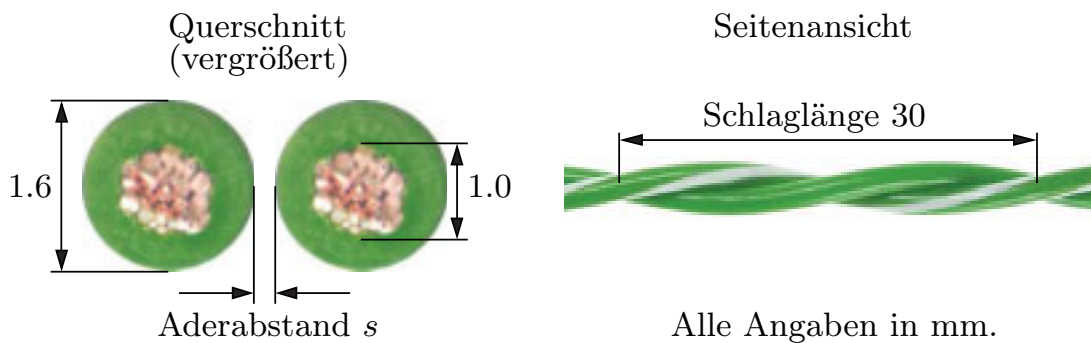


Abb. 3.1: UTP-Leitung im Querschnitt (links) und in der Seitenansicht (rechts).

Beim Einsatz der UTP-Leitung für die differenzielle Datenübertragung werden beide Adern als Signalleitungen verwendet, die Karosserie bildet die Bezugsmasse. Wegen ihres einfachen Aufbaus kann sich einerseits der Aderabstand  $s$  zum Beispiel durch den Einsatz von Kabelbindern entlang des Kommunikationspfads ändern, zum anderen kann je nach Leitungsverlegung im Fahrzeug der Leitung-Masse-Abstand variieren. Die Leitungsanordnung UTP-Leitung mit Karosserie-masse ist also zunächst eine inhomogene gekoppelte Leitung, sie kann jedoch als abschnittsweise homogen betrachtet und effizient mit der Leitungstheorie behandelt werden. Alternativ wäre es möglich, die UTP-Leitung als dreidimensionale Struktur in einem Feldsimulator in aufwendiger Arbeit zu modellieren. Bei sehr hohen Frequenzen, bei denen die Wellenlänge im Bereich der Schlaglänge liegt, würde dann auch die elektromagnetische Verkopplung der einzelnen Verdrehungen in Ausbreitungsrichtung berücksichtigt. Die Berechnung ist allerdings für lange Leitungen sehr zeitaufwendig. Aus diesen Gründen wird hier der leitungstheoretische Ansatz verfolgt.

---

<sup>2</sup>Die Schlaglänge gibt bei verdrehten Leitungen an, welche Leitungslänge bei einer Umdrehung zurückgelegt wird.

#### Zweidimensionale Simulation

Der Einfluss von Änderungen im Aderabstand und im Leitung-Masse-Abstand auf die Impedanz wurde mittels zweidimensionaler elektromagnetischer Feldsimulation mit der Finite-Differenzen-Methode analysiert. Die Implementierung von Kirkby [36] wurde hierfür verwendet und stichprobenartig mit dem Programm *CST Microwave Studio* [37] verifiziert. Aus Effizienzgründen wurde ein Präprozessor programmiert, der die Geometriegrößen aus einer Textdatei einliest und die Eingabedatei für den Simulator generiert. Für die Simulation wurde angenommen, dass die Verdrillung der Leitungen für ein kurzes Leitungsstück vernachlässigbar ist. Des Weiteren sei die Quasi-TEM-Mode gültig und eine Modenkonzersion zwischen der Even- und der Odd-Mode vernachlässigbar.

#### Bestimmung der Dielektrizitätszahl

Zunächst wird die Dielektrizitätszahl der PVC-Isolation empirisch bestimmt. Dazu wird eine Matrix aus simulierten Impedanzen für verschiedene Aderabstände und Dielektrizitätszahlen generiert. Abb. 3.2 zeigt die simulierte Impedanz als Funktion des Aderabstands  $s$  für Dielektrizitätszahlen zwischen 1.8 und 3.8. Der Leitung-Masse-Abstand ist bei dieser Anordnung deutlich größer als der Aderabstand. Auf Grund der Tatsache, dass der Induktivitätsbelag mit zunehmendem Aderabstand zunimmt und der Kapazitätsbelag abnimmt, steigt die Impedanz signifikant an. Eine größere Dielektrizitätszahl führt bei konstantem Aderabstand zu einem höheren Kapazitätsbelag und verringert somit die Impedanz.

Der tatsächliche Aderabstand wurde an mehreren Positionen entlang der UTP-Leitung gemessen. Im Durchschnitt beträgt dieser  $\bar{s}_{\text{mess}} := 0.2 \text{ mm}$ . Des Weiteren wurde die Impedanz für eine UTP-Leitung mit 30 mm Leitung-Masse-Abstand mittels Zeitbereichsreflektometrie gemessen, sie beträgt im Durchschnitt  $Z_{\text{odd},1} = 53 \Omega$ . Durch den Vergleich von gemessenen und simulierten Daten lässt sich aus Abb. 3.2 die relative Dielektrizitätszahl für den PVC-Mantel bestimmen. Die größte Unsicherheit bei dieser Methode ist der gemessene durchschnittliche Aderabstand, der empfindlich in die Ermittlung der Dielektrizitätszahl eingeht. Die ermittelte Größe von  $\epsilon_r = 3.0$  stimmt mit Angaben aus der Literatur überein [38] und wird für die folgenden Simulationen verwendet.

#### Einfluss des Leitung-Masse-Abstands

Um den Einfluss einer Änderung im Leitung-Masse-Abstand auf die Impedanz zu bestimmen, wurde dieser im Simulationsaufbau schrittweise erhöht. Abb. 3.3 stellt die Simulationsergebnisse für zwei Konfigurationen dar:

Konfiguration 1: UTP-Leitung im Abstand  $D$  über der Bezugsmasse

Konfiguration 2: UTP-Leitung im Abstand  $D$  zwischen zwei Masseebenen



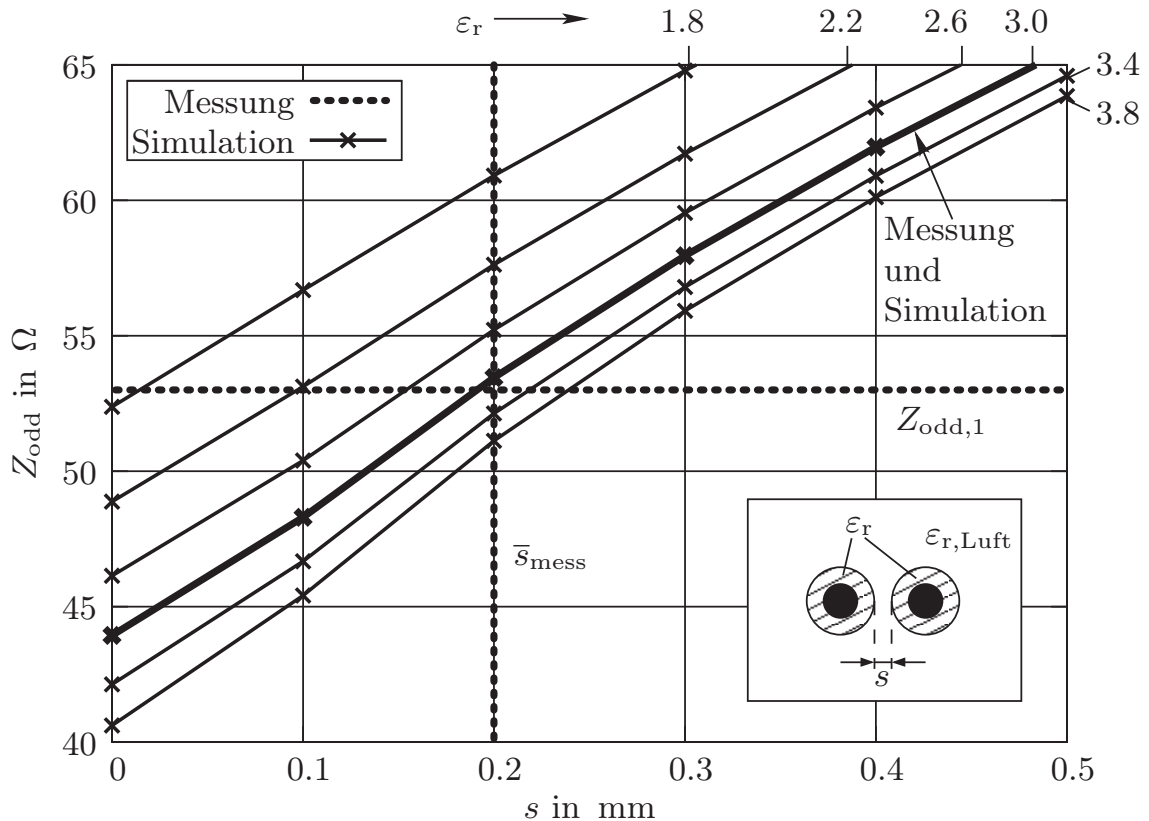


Abb. 3.2: Bestimmung der relativen Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r = 3.0$  durch Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen.

Die erste Anordnung repräsentiert den Fall, dass eine UTP-Leitung im Abstand  $D$  über der Karosserie verlegt wurde. Die zweite Anordnung bildet den Fall nach, dass die UTP-Leitung zusätzlich von benachbarten Masseleitungen umgeben ist. Der Aderabstand ist für beide Anordnungen mit  $s = \bar{s}_{\text{mess}} = 0.2 \text{ mm}$  im Simulationsaufbau konstant.

Die Impedanz steigt mit zunehmendem Leitung-Masse-Abstand wegen des sich verringernden Kapazitätsbelags an. Dieser Effekt wird deutlich größer, wenn der Leitung-Masse-Abstand  $D$  ungefähr dem Aderabstand  $s$  entspricht. Wie zu erwarten, tritt die größere Änderung in der Impedanz für die Anordnung mit den zwei parallelen Masseebenen auf (Konfiguration 2). Anschaulich betrachtet erhöhen sich die Teilkapazitäten zwischen den Adern und der Masse für kleine Werte von  $D$ ; in der Folge verringert sich die Impedanz.

Da die Verdrehung der Leitung nicht berücksichtigt wird, bildet der oben beschriebene Simulationsaufbau die UTP-Leitung nur qualitativ nach. Tatsächlich kann der Leitung-Masse-Abstand wegen des Platzbedarfs auf Grund

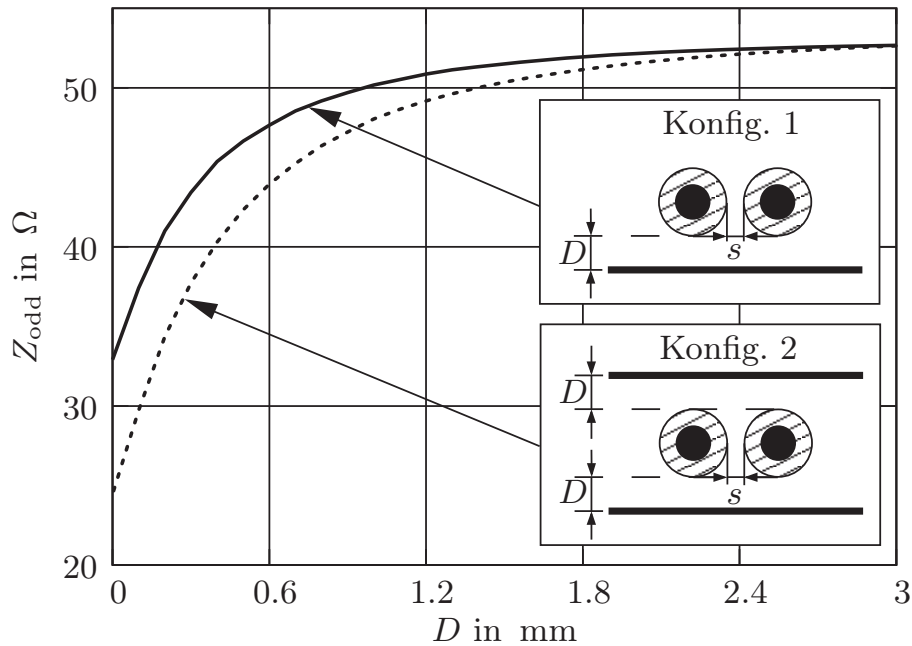


Abb. 3.3: Simulierte Impedanz als Funktion des Leitung-Masse-Abstands  $D$  für den Aderabstand  $s = 0.2$  mm.

der Verdrillung nicht so einen geringen Wert einnehmen wie in Abb. 3.3 dargestellt. Ein genauere Simulationsaufbau würde zeitaufwendige Simulationen bei vielen verschiedenen Verdrillungswinkeln erfordern, auf die hier verzichtet wird. Stattdessen werden im Folgenden experimentelle Daten zu Grunde gelegt, die mittels Zeitbereichsreflektometrie gemessen wurden. Die gemessene Impedanz bei Konfiguration 2 für den kleinstmöglichen Leitung-Masse-Abstand  $D$  beträgt  $Z_{\text{odd},2} = 43 \Omega$ . Die Messung für einen großen Leitung-Masse-Abstand wurde bereits vorgestellt, und sie ergab  $Z_{\text{odd},1} = 53 \Omega$ . Es können also unbeabsichtigte Impedanzsprünge bis zu  $\Delta Z_{\text{odd}} = Z_{\text{odd},1} - Z_{\text{odd},2} = 10 \Omega$  allein durch Änderung des Leitung-Masse-Abstands auftreten. Entlang des Signalpfads kann sich die Impedanz also beliebig zwischen  $43 \Omega$  und  $53 \Omega$  bewegen und Reflexionen und somit Interferenzen hervorrufen.

## 3.2 Resonanzeffekte bei periodischem Impedanzprofil

Das Impedanzprofil bezeichnet den Verlauf der Impedanz als Funktion der Leitungsposition entlang des Signalpfads. Es soll nun aus den unendlich vielen möglichen Impedanzprofilen der ungünstigste Fall für die Signalintegrität bestimmt werden. In diesem Fall addieren sich die reflektierten Digitalsignale phasengleich

und überlagern sich destruktiv mit den nächsten einlaufenden Digitalsignalen. Dieses Szenario tritt bei einem periodischen rechteckigen Impedanzprofil auf. Die Impedanzübergänge von  $Z_{\text{odd},1}$  nach  $Z_{\text{odd},2}$  alternieren abrupt nach jeweils einer konstanten Länge  $\Delta l$ , die im Weiteren Resonatorlänge genannt wird. Abb. 3.4 zeigt solch ein Impedanzprofil mit  $N = 6$  impedanz-konstanten Abschnitten.

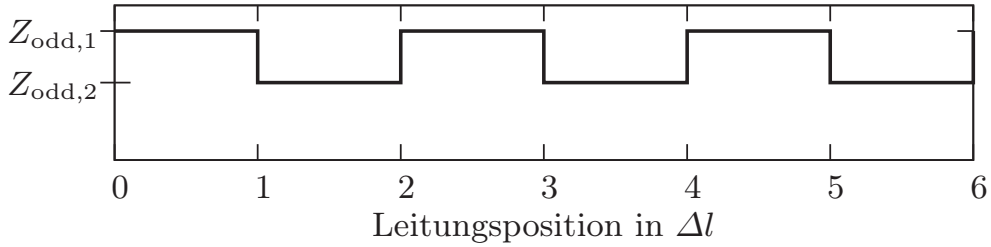


Abb. 3.4: Periodisches rechteckiges Impedanzprofil einer UTP-Leitung mit  $N = 6$  impedanz-konstanten Abschnitten.

Für den Transientenbereich<sup>3</sup> kann die große Anzahl von Reflexionen in solch einer Struktur graphisch dargestellt werden, indem die verschiedenen Signalpfade eines einlaufenden differentiellen Spannungssprungs  $U_{\text{sp}}$  betrachtet werden (Bergeron-Diagramm [39]). Hierfür wird die gesamte UTP-Leitung mit den  $N$  impedanz-konstanten Abschnitten durch kaskadierte homogene Leitungselemente nachgebildet. Die homogenen Leitungselemente haben jeweils die Impedanzen  $Z_{\text{odd},1}$  und  $Z_{\text{odd},2}$ , die Resonatorlänge  $\Delta l$  und die Signallaufzeit  $\tau$ . Abb. 3.5 stellt eine Struktur für  $N = 3$  Leitungselemente und ihre Signalpfade im Odd-Mode-Ersatzschaltbild dar. Aus einer unendlich großen Anzahl von Reflexionen werden in dieser Darstellung nur die Signalpfade mit maximal zwei Reflexionen berücksichtigt; der Einfluss der übrigen Signalpfade ist vernachlässigbar klein.

Die resultierende Empfängerspannung  $U_{\text{diff}}^E$  ist zeitabhängig und ergibt sich aus der Überlagerung der einzelnen Signalpfade  $U_{\text{diff},i}^E$  bei  $x = 3\Delta l$ :

$$U_{\text{diff}}^E(t) = U_{\text{diff},0}^E(t) + U_{\text{diff},1}^E(t) + U_{\text{diff},2}^E(t) + U_{\text{diff},3}^E(t). \quad (3.1)$$

In der Praxis kann die Anzahl der Impedanzsprünge deutlich höher sein. Wünschenswert ist daher ein allgemeiner analytischer Ausdruck für die Empfängerspannung als Funktion der Zeit und der Anzahl an Leitungselementen. Im Folgenden wird angenommen, dass der Ausbreitungskoeffizient für alle Leitungselemente konstant ist ( $\gamma_1 \approx \gamma_2 = \gamma$ ). Der Reflexionsfaktor an einem Übergang von

---

<sup>3</sup>Zeitbereich des Einschwingvorgangs.

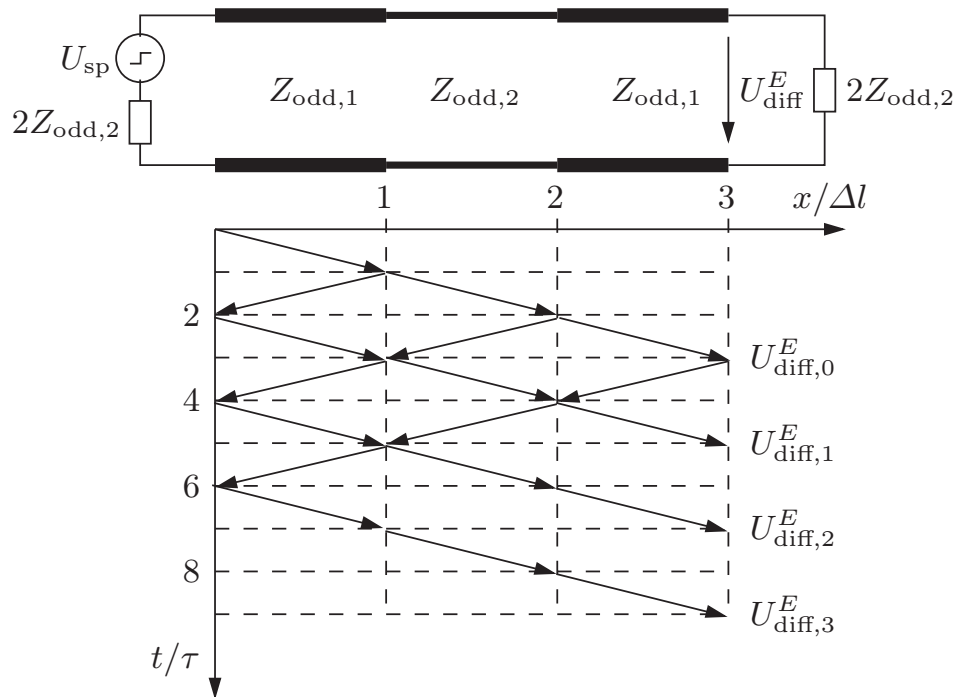


Abb. 3.5: Modellierung des periodischen Impedanzprofils mit Leitungselementen (hier  $N = 3$ ). Es werden nur dominante Signalpfade mit maximal zwei Reflexionen berücksichtigt.

$Z_{\text{odd},1}$  nach  $Z_{\text{odd},2}$  beträgt:

$$\Gamma_{12} = \frac{Z_{\text{odd},2} - Z_{\text{odd},1}}{Z_{\text{odd},2} + Z_{\text{odd},1}} = -\Gamma_{21} = \Gamma. \quad (3.2)$$

Die Empfängerspannung lässt sich mit der Annahme, dass maximal zwei Reflexionen berücksichtigt werden, wegen der periodischen Struktur kompakt durch Produkt- und Summenreihen formulieren, siehe Gl. 3.3 auf Seite 26.

$$U_{\text{diff}}^E(t, N) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < N \cdot \tau \\ U_{\text{sp}} \frac{Z_{\text{odd},1}}{Z_{\text{odd},1} + Z_{\text{odd},2}} e^{-\gamma N \Delta l} \prod_{n=1}^N (1 + (-1)^n \Gamma) & \text{für } N \cdot \tau \leq t < (N+2) \tau \\ U_{\text{sp}} \frac{Z_{\text{odd},1}}{Z_{\text{odd},1} + Z_{\text{odd},2}} e^{-\gamma N \Delta l} \left( \prod_{n=1}^N (1 + (-1)^n \Gamma) \right) \cdot \\ \left( 1 + \Gamma^2 \cdot \sum_{n=1}^{\frac{1}{2}(\lfloor \frac{t}{\tau} \rfloor - N)} ((-1)^{n-1} e^{-\gamma 2 \Delta l n} (N - n + 1) (1 - \Gamma^2)^{n-1}) \right) & \text{für } (N+2) \tau \leq t \leq 3N \cdot \tau \\ U_{\text{sp}} \frac{Z_{\text{odd},1}}{Z_{\text{odd},1} + Z_{\text{odd},2}} e^{-\gamma N \Delta l} \left( \prod_{n=1}^N (1 + (-1)^n \Gamma) \right) \cdot \\ \left( 1 + \Gamma^2 \cdot \sum_{n=1}^{\frac{1}{2}(\lfloor \frac{3N \cdot \tau}{\tau} \rfloor - N)} ((-1)^{n-1} e^{-\gamma 2 \Delta l n} (N - n + 1) (1 - \Gamma^2)^{n-1}) \right) & \text{für } t > 3N \cdot \tau \end{cases} \quad (3.3)$$

Gl. (3.3): Ausdruck für die Empfängerspannung als Funktion der Zeit und der Anzahl Leitungselemente.  $[x]$  steht für die Gauß-Klammer: für  $x \in \mathbb{R}$  ergibt sie die größte ganze Zahl kleiner oder gleich  $x$ .

Die Analyse des Transientenbereichs liefert anschauliche Ergebnisse zu Signalreflexionen und -überlagerungen. Um den Filtereffekt der UTP-Leitung mit periodischem Impedanzprofil genauer zu analysieren, wird das stationäre Verhalten im Frequenzbereich untersucht. Die Übereinstimmung von Praxis mit Theorie wird durch den Vergleich von Messungen mit Simulationen sichergestellt.

Um ausreichenden Zugang zum Messobjekt zu haben und zusätzlich eine größere Reproduzierbarkeit der Ergebnisse zu gewährleisten, wurden Streuparameter der UTP-Leitung in einem Laboraufbau statt im Fahrzeug gemessen. Ebenso wie im Fahrzeug wird im Laboraufbau das periodische Impedanzprofil durch Änderung des Leitung-Masse-Abstands erzeugt. Der Messaufbau ist in einer „Sandwich-Anordnung“ realisiert und in Abb. 3.6 im Querschnitt und in der Aufsicht illustriert: Eine UTP-Leitung wird im Wechsel zwischen zwei aufeinander liegenden Masseplatten der Breite  $\Delta l$  verlegt und anschließend über einen Rohacell-Schaumstoff ( $\epsilon_r \approx 1$ ) in 30 mm Abstand zur Masse zurückgeführt. Da die Breite der Masseplatten und des Rohacell-Schaumstoffs gleich sind, kann auf diese Weise ein periodisches Impedanzprofil mit beliebig vielen Impedanzübergängen gebildet werden. Die Resonatorlänge wird durch die Breite  $\Delta l$  der Anordnung bestimmt.

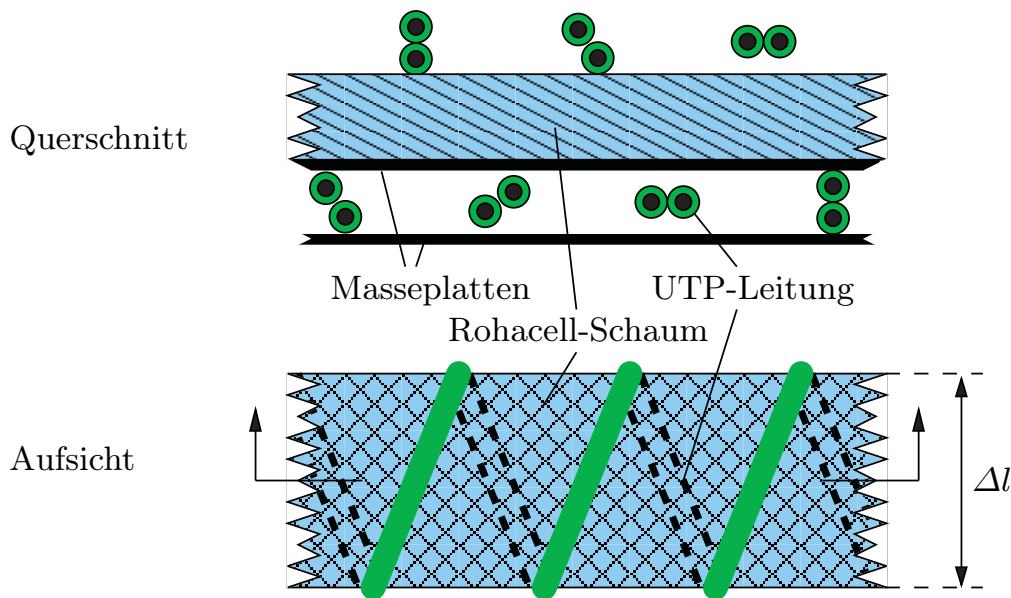


Abb. 3.6: Schematische Darstellung des Messaufbaus im Querschnitt (oben) und in der Aufsicht (unten).

Die resonante Struktur wurde in einem Streuparameter-Simulationsaufbau nachgebildet. Analog zur Analyse im Transientenbereich werden die impedanzkonstanten Leitungsabschnitte durch homogene gekoppelte Leitungsmodelle mit  $Z_{\text{odd},1} = 53 \Omega$  und  $Z_{\text{odd},2} = 43 \Omega$  dargestellt. Der Frequenzgang dieser Leitungsmodelle wurde an den Frequenzgang der UTP-Leitung mittels Parameter-Optimierung angepasst. In Abschnitt 5.1.2 werden die Leitungsmodelle sowie die angewandte Simulationstechnik in ADS [40] detailliert beschrieben.

Abb. 3.7 zeigt gemessene und simulierte differenzielle Transmissionskoeffizienten, die aus den 4-Tor-Streuparametern gemäß Anhang A.1 auf Seite 99 berechnet wurden, für eine schrittweise verkleinerte Resonatorlänge  $\Delta l$ .

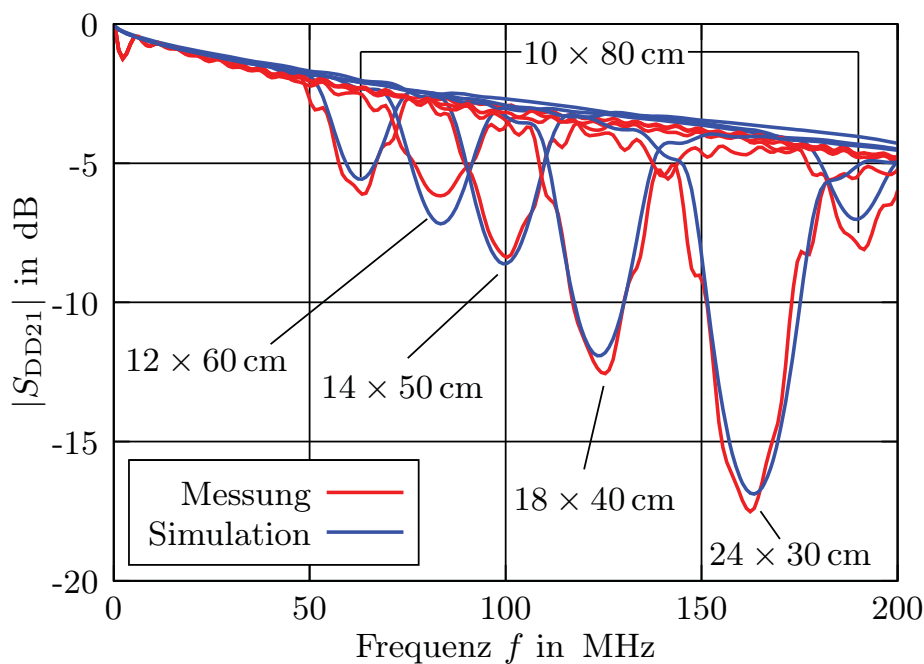


Abb. 3.7: Gemessener und simulierter Transmissionskoeffizient für eine schrittweise geänderte Anzahl von Leitungselementen  $N$  und Resonatorlängen  $\Delta l$  (Notation  $N \times \Delta l$ ). Für alle Kurven beträgt die Gesamtleitungslänge 8 m.

Zunächst ist das Tiefpass-Verhalten der UTP-Leitung auf Grund der Skin-effektverluste, Proximityverluste und der dielektrischen Verluste deutlich sichtbar. Zusätzlich ist je nach Resonatorlänge und Anzahl impedanzkonstanter Abschnitte eine entsprechend ausgeprägte Bandsperre-Filtercharakteristik überlagert. Die Simulationen geben die gemessenen Transmissionsminima mit einer maximalen Abweichung von 2 dB wieder. Die gemessenen und simulierten Resonanzfrequenzen sind nahezu deckungsgleich.

Wenn die Resonatorlänge  $\Delta l = \frac{\lambda_n}{4} (2n + 1)$  für  $n = 0, 1, 2, \dots$  beträgt ( $\lambda_n$  ist die  $n$ -te Resonanz-Wellenlänge), dann interferieren einfallende und reflektierte Wellen destruktiv. Unter der Annahme, dass die Phasengeschwindigkeit  $v_{\text{ph}}$  konstant ist, lassen sich die Resonanzfrequenzen wie folgt bestimmen:

$$f_n = \frac{v_{\text{ph}}}{4\Delta l} (2n + 1) \quad \text{für } n = 0, 1, 2, \dots \quad . \quad (3.4)$$

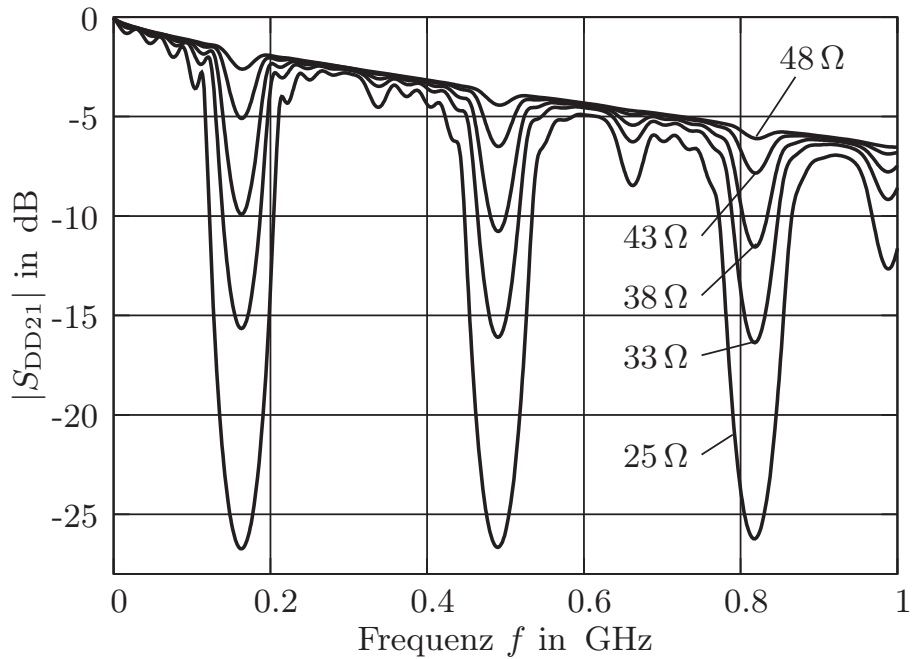
Das periodische Auftreten der Resonanzfrequenzen lässt sich in Abb. 3.7 für die Resonatorlänge  $\Delta l = 80$  cm erkennen: Neben der ersten Resonanzfrequenz  $f_0$  bei 63 MHz ist auch die Resonanz bei  $f_1 = 189$  MHz sichtbar. Die Transmissionsminima der resonanten Struktur sind von „10 × 80 cm“ bis „24 × 30 cm“ zunehmend ausgeprägter. Dies lässt sich dadurch erklären, dass eine niedrige erste Resonanzfrequenz eine größere Resonatorlänge  $\Delta l$  impliziert. Für eine konstante Gesamtleitungslänge (hier 8 m) ist folglich die Anzahl von Leitungselementen  $N$  kleiner. Mit steigender Anzahl von Leitungselementen vergrößert sich die Anzahl der reflektierten Signale und der Resonanzeffekt wird stärker.

Ein großer Vorteil der Simulation liegt in der Möglichkeit, Modellparameter über einen Wertebereich variieren zu können, was messtechnisch im Labor kaum zu realisieren ist. Insbesondere sind der Einfluss des Impedanzsprungs sowie die Anzahl der Leitungselemente auf die Resonanzen von Interesse. Im Gegensatz zur oben beschriebenen Mess- und Simulationsreihe wird bei den folgenden zwei Simulationen jeweils nur ein Parameter variiert.

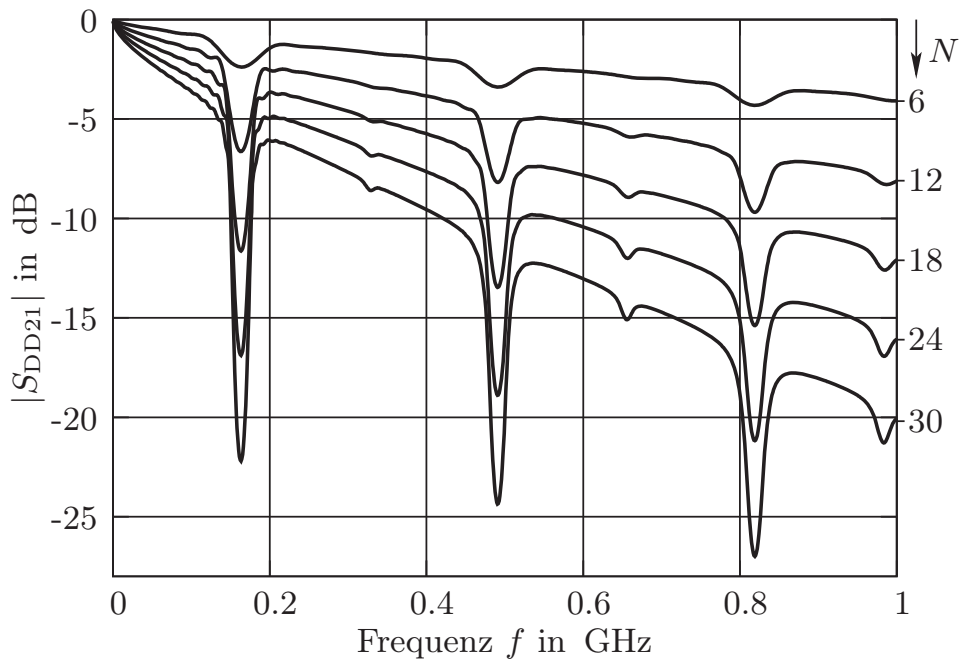
Zunächst wird der Impedanzunterschied zwischen  $Z_{\text{odd},1}$  und  $Z_{\text{odd},2}$  erhöht: Während  $Z_{\text{odd},1}$  mit  $53 \Omega$  konstant bleibt, wird  $Z_{\text{odd},2}$  von  $48 \Omega$  bis  $25 \Omega$  schrittweise verringert. Für die Resonatorlänge wurde ein in der Praxis realistischer Wert von  $\Delta l = 0.3$  m angenommen, die Anzahl der Leitungselemente beträgt  $N = 10$ . In Abb. 3.8(a) wird deutlich, dass die Resonanzen mit zunehmendem Impedanzsprung ausgeprägter werden. Der Bandsperre-Filtereffekt wird bei einer Reduzierung von  $Z_{\text{odd},2}$  von  $48 \Omega$  auf  $25 \Omega$  um mehr als 20 dB verstärkt. Bei der in dieser Arbeit untersuchten UTP-Leitung können lediglich Impedanzunterschiede von  $\Delta Z_{\text{odd}} = 10 \Omega$  auftreten; allerdings kann er bei Verwendung anderer UTP-Leitungen größer sein.

Abschließend wird der Einfluss der Anzahl der Leitungselemente für eine konstante Resonatorlänge von  $\Delta l = 30$  cm untersucht. Typische Leitungslängen im Fahrzeug betragen 10 m, somit wird  $N$  von 6 bis 30 Leitungselemente erhöht. Zusätzlich zur größeren Leitungsdämpfung – die Gesamtlänge ändert sich in diesem Fall ebenfalls mit – verstärkt eine größere Anzahl von Impedanzsprüngen deutlich die Resonanzen (Abb. 3.8(b)). Allein die Resonanzminima werden beim Übergang von  $N = 6$  auf  $N = 30$  um 8 dB vergrößert.





(a) Schrittweise Vergrößerung des Impedanzsprungs.



(b) Schrittweise Erhöhung der Anzahl Leitungselemente.

Abb. 3.8: (a) Simulierter Transmissionskoeffizient für die Resonatorlänge  $\Delta l = 0.3$  m mit Variation des Impedanzsprungs ( $N = 10$ ,  $Z_{\text{odd},1} = 53 \Omega$ ,  $Z_{\text{odd},2} = 25 \Omega \dots 48 \Omega$ ). (b) Variation der Anzahl Leitungselemente ( $Z_{\text{odd},1} = 53 \Omega$ ,  $Z_{\text{odd},2} = 48 \Omega$ ).

### 3.3 Auswirkungen auf die digitale Übertragung

Nach der Untersuchung der reinen UTP-Leitung im Zeit- und Frequenzbereich wird nun der Einfluss der Resonanzen auf die Datenübertragung in einem Übertragungssystem ermittelt.

#### 3.3.1 Messaufbau

Die Datenübertragungstrecke besteht aus einem Sender, der UTP-Leitung und einem Empfänger. Der Sende-Bustreiber wird im Laboraufbau durch einen differentiellen Pulsgenerator ersetzt. Auf diese Weise können Datenrate, Bitmuster, Anstiegs- und Abfallzeit sowie Amplitude eingestellt und verändert werden. Statt des eigentlichen digitalen Empfängers wird ein differenzielles Abtastoszilloskop [41, 42] verwendet, so dass auf breitbandige hochohmige Tastköpfe für den Signalabgriff verzichtet werden kann. Die UTP-Leitung ist durch die angeschlossenen Instrumente mit  $100\ \Omega$  differenziell an beiden Enden abgeschlossen.

Die korrekte Detektion der Digitalsignale am Empfänger wird üblicherweise im Zeitbereich überprüft; im Idealfall muss jedes Digitalsignal in ausreichendem Maß die geforderte Schwellenspannung am Empfänger überschreiten. Zur messtechnischen Bewertung eignen sich Augendiagramme mit Augenmasken.

Während die UTP-Leitung in Abschnitt 3.2 durch einen einzelnen Spannungssprung und monochromatische Signale charakterisiert wurde, kommen jetzt breitbandige Digitalsignale zum Tragen, deren Frequenzspektrum vom Bitmuster abhängt. Die Übertragung von zwei typischen Bitmustern wird im Folgenden untersucht:

- 1) „**1010...**“: Die 1010-Bitfolge tritt beispielsweise auf, wenn Taktsignale zur Synchronisierung zwischen Sender und Empfänger übertragen werden.
- 2) **Pseudo-Zufallsbitfolge** (engl. *pseudo random bit sequence*, kurz PRBS): Eine PRBS repräsentiert einen beliebigen Datenstrom, der z.B. lange 1-Folgen, aber auch alternierend 1 und 0 enthalten kann.

Analog zu den vorhergehenden Experimenten wird eine UTP-Leitung gemäß dem Messaufbau in Abb. 3.6 so verlegt, dass eine resonante Struktur entsteht. Für die Anzahl der Leitungselemente und die Resonatorlänge wurden realitätsnahe Werte gewählt (Tabelle 3.1).

Für diese resonante UTP-Leitung lassen sich die Resonanzfrequenzen mit der Phasengeschwindigkeit  $v_{\text{ph}} \approx 2 \cdot 10^8$  m/s nach Gl. (3.4) berechnen<sup>4</sup>:

$$f_0 = 125 \text{ MHz}; \quad f_1 = 375 \text{ MHz}; \quad f_2 = 625 \text{ MHz}; \quad \dots \quad (3.5)$$

<sup>4</sup>Ergebnis der zweidimensionalen Simulationen aus Abschnitt 3.1

Anzahl der Leitungselemente $N$	16
Resonatorlänge $\Delta l$	0.40 m
$Z_{\text{odd},1}$	$53 \Omega$
$Z_{\text{odd},2}$	$43 \Omega$

Tabelle 3.1: UTP-Leitung mit periodischem Impedanzprofil.

Die Untersuchungen aus dem vorangegangenen Abschnitt haben gezeigt, dass die Übertragung monochromatischer Signale über die resonante UTP-Leitung stark frequenzabhängig ist. Von besonderem Interesse ist daher die Qualität der Datenübertragung über diese Leitung bei unterschiedlichen Datenraten. Beginnend bei 1 Mbit/s wird sie in Schritten bis auf 300 Mbit/s erhöht.

Abb. 3.9 illustriert den Messaufbau schematisch.

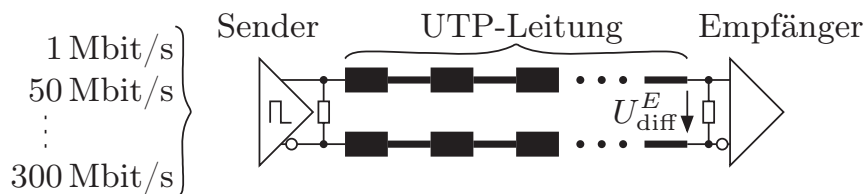
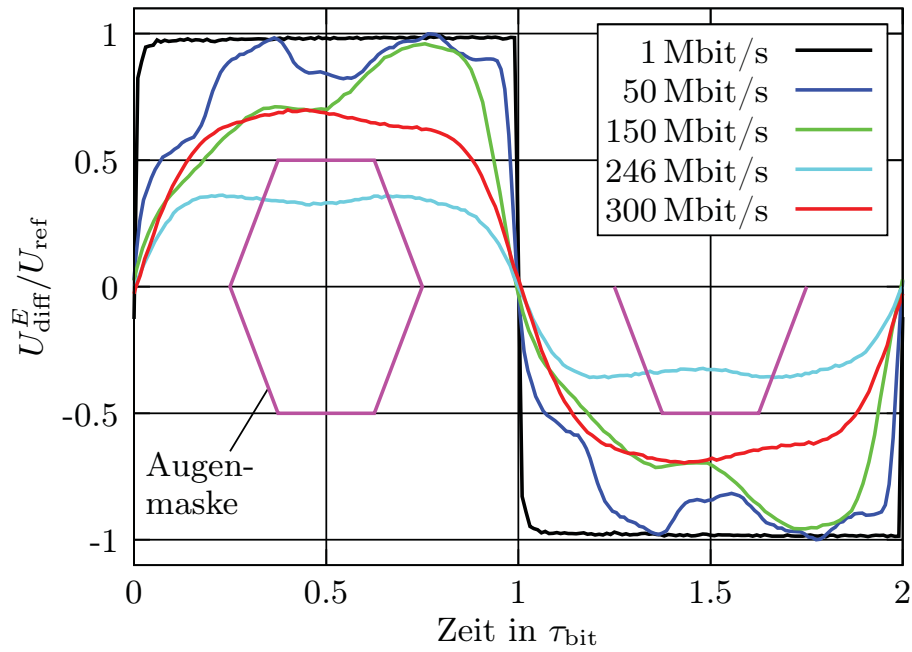


Abb. 3.9: Differenzielles Ersatzschaltbild für den Messaufbau.

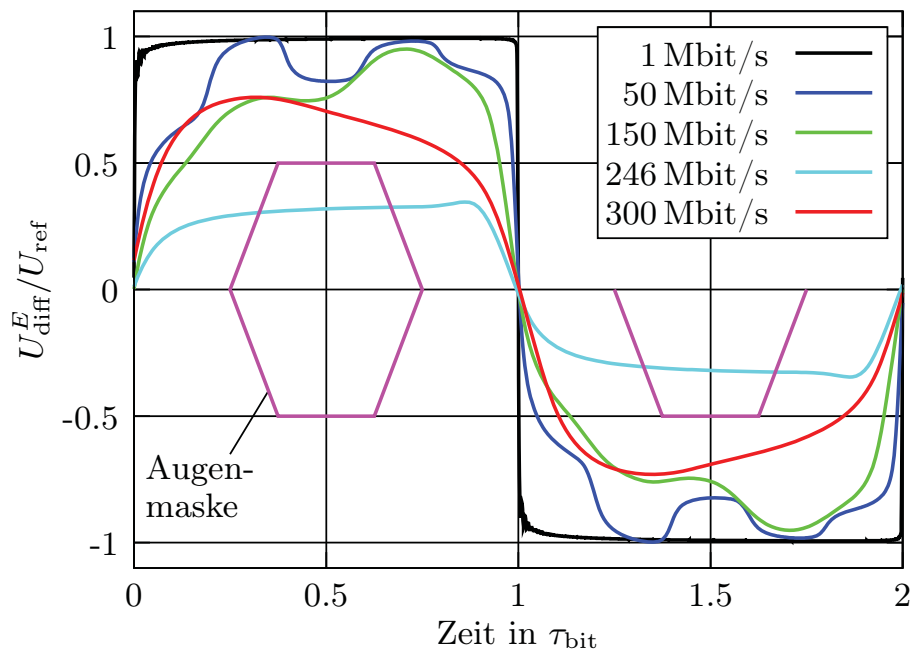
Für den Vergleich mit der Theorie wird der Messaufbau in einem Simulationsaufbau nachgebildet. Zu den bereits vorhandenen Leitungsmodellen wird ein Pulsquellenmodell aus ADS für den Sender eingesetzt.

### 3.3.2 Augendiagramme der 1010-Bitfolge

Abb. 3.10 stellt für die 1010-Bitfolge sowohl die gemessenen als auch die simulierten Empfangssignale dar. Zur besseren Darstellung wurden die Zeitachsen der Graphen auf die Bitdauer  $\tau_{\text{bit}}$  und die Spannungsachsen auf die Referenzspannung  $U_{\text{ref}}$  normiert. Die Qualität der Empfangssignale lässt sich mit einer typischen Augenmaske bewerten, die zusammen mit den Empfangssignalen abgebildet ist. Im Gegensatz zur PRBS entsteht bei der 1010-Bitfolge hier kein geschlossenes Auge am Empfänger, da die Zeitsignale im Augendiagramm alle  $2\tau_{\text{bit}}$  überlagert werden. Während bei 1 Mbit/s noch kein Einfluss der Resonanzen auf das Empfangssignal zu erkennen ist, sind die Signale ab einer Datenrate von 50 Mbit/s deutlich deformiert. Die Digitalsignale liegen bis einschließlich 150 Mbit/s außerhalb der Augenmaske und können demnach korrekt vom Empfänger detektiert werden.



(a) Messung



(b) Simulation

Abb. 3.10: Gemessene (a) und simulierte (b) Empfangssignale für eine 1010-Bitfolge über eine UTP-Leitung mit  $N = 16$  und  $\Delta l = 0.40$  m.

Die Signalamplitude, die hier in der Mitte der Bits – also bei  $\tau_{\text{bit}}/2$  – gemessen wird, nimmt zunächst mit steigender Datenrate ab. Bei 246 Mbit/s ist sie minimal und das Augenmasken-Kriterium wird verletzt. Ein korrekter Empfang der Daten ist bei 246 Mbit/s nicht sichergestellt (Erklärung folgt unten) und infolgedessen kann die Datenübertragung komplett ausfallen. Wird die Datenrate weiter auf 300 Mbit/s erhöht, vergrößert sich jedoch die Amplitude wieder.

Insgesamt ist die Übereinstimmung zwischen gemessenen und simulierten Empfangssignalen auch für stark deformierte Signale ausgezeichnet. In diesem Fall war es also sinnvoll, die UTP-Leitung als abschnittsweise homogene Leitung zu betrachten.

#### 3.3.3 Augenöffnung als Funktion der Datenrate

Nachfolgend werden die beobachteten Übertragungsausfälle detaillierter untersucht. Zu diesem Zweck werden die beschriebenen Messungen einerseits mit einer größeren Anzahl Messpunkte für die Datenrate und andererseits mit der Zufallsfolge ergänzt. Als quantitatives Maß für die Qualität der Empfangssignale wird die Größe der vertikalen Augenöffnung  $U_{\text{eop}}$  (engl. *eye opening*) verwendet; sie ist der Spitze-Spitze-Spannungswert im Inneren des Auges bei halber Bitzeit. Im Fall der 1010-Bitfolge, bei der kein geschlossenes Auge auftritt, wird die doppelte Signalamplitude als Augenöffnung definiert. Darüber hinaus wird eine UTP-Leitung der gleichen Länge, die keine beabsichtigten Resonanzen aufweist, als Referenz vermessen.

Die Messergebnisse sind zusammen mit der Öffnung der Augenmaske in Abb. 3.11 wiedergegeben [43]. In dieser Darstellung wird das ausgeprägte Minimum der Augenöffnung für die 1010-Bitfolge über die resonante UTP-Leitung besonders deutlich. Die Öffnung der Augenmaske wird nur in einem relativ schmalen Bereich um 250 Mbit/s unterschritten. Außerhalb dieses Bereichs ist die Augenöffnung auf vergleichbarem Niveau mit der UTP-Leitung ohne Resonanzen. Um den Zusammenhang zwischen Ausfalldatenraten und Resonanzfrequenzen  $f_n$  der UTP-Leitung im Diagramm zu illustrieren, ist die  $f_0$  entsprechende Datenrate  $2f_0 \cdot \text{bit}$  ergänzend mit einem Pfeil eingezeichnet<sup>5</sup>. Sie stimmt sehr gut mit den Ausfalldatenraten überein.

Ganz anders ist der Verlauf der Augenöffnung bei der Übertragung der PRBS über die resonante UTP-Leitung. Sie verringert sich signifikant ab 110 Mbit/s und liegt in einem weiten Bereich von 170 Mbit/s bis über 400 Mbit/s unterhalb der Augenmaskenöffnung. Dies bedeutet, dass Datenausfälle über einen großen Datenratenbereich auftreten können; im Vergleich zur UTP-Leitung ohne Resonanzen ist die Augenöffnung deutlich geringer.

---

<sup>5</sup>Mit dem formalen Faktor „bit“ wird die Einheit für die Datenrate korrigiert.

Bei der Datenübertragung über die UTP-Leitung ohne Resonanzen ist die Augenöffnung für die 1010-Bitfolge größer als für die PRBS. Die Ursache dafür liegt in der mit zunehmenden Frequenzen steigenden Dämpfung der Leitung. Die Impulsantwort der Leitung ist größer als die Symboldauer. Dadurch kommt es zu einer Überlagerung von Symbolen, auch Intersymbolinterferenz [44] genannt. Bei der PRBS kann beispielsweise folgendes Bitmuster innerhalb einer Bitfolge auftreten: 1111011111. Wegen des unterschiedlichen Ausgangsniveaus wird eine 0 zwischen einer Folge von 1 nicht den gleichen Endspannungswert erreichen wie eine 0 aus einer 1010-Bitfolge.

Die Simulationsergebnisse in Abb. 3.12 veranschaulichen den Unterschied der Augenöffnungen. Aus Gründen der besseren Darstellung sind die Zeitsignale an der Abszisse gespiegelt. Es lässt sich festhalten, dass die PRBS das schärfere

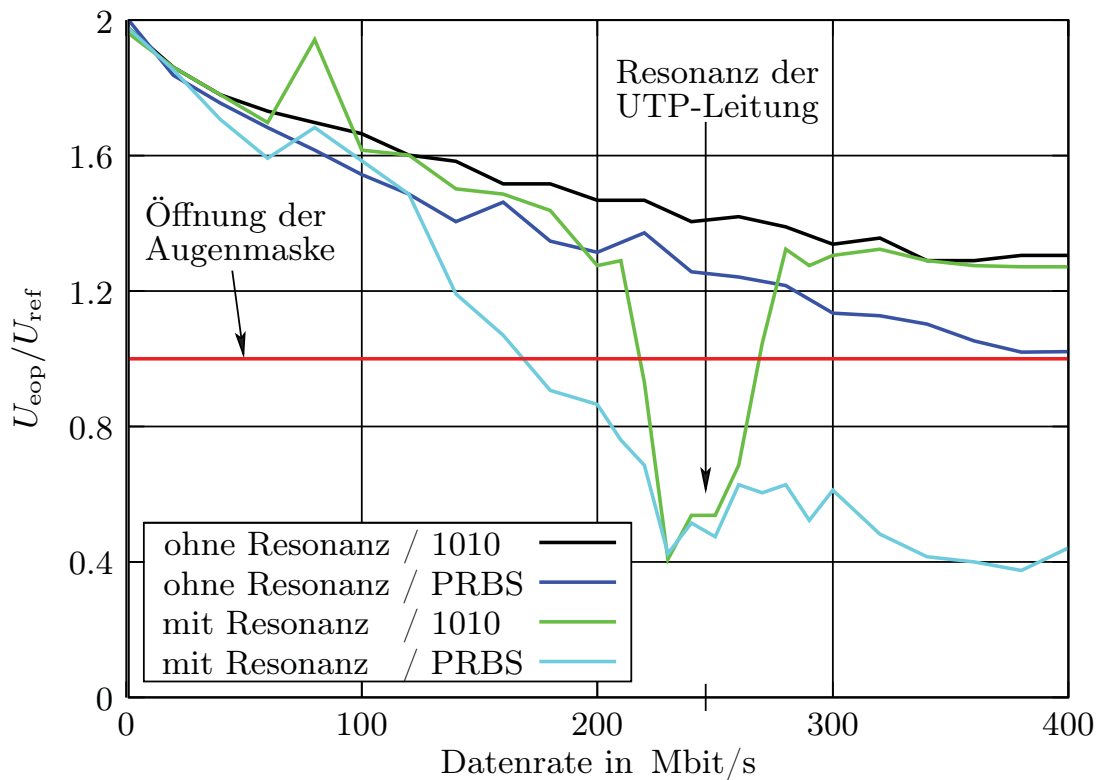


Abb. 3.11: Gemessene Augenöffnung als Funktion der Datenrate für eine 1010-Bitfolge und eine PRBS über eine UTP-Leitung mit Resonanzen [ $N = 16$ ,  $\Delta l = 0.40$  m] und ohne Resonanzen.

Prüfbitmuster für die Signalintegrität ist.

Mit den oben präsentierten Ergebnissen stellt sich die Frage, warum eine Verletzung des Augenmaskenkriteriums bei der 1010-Bitfolge über einen schma-

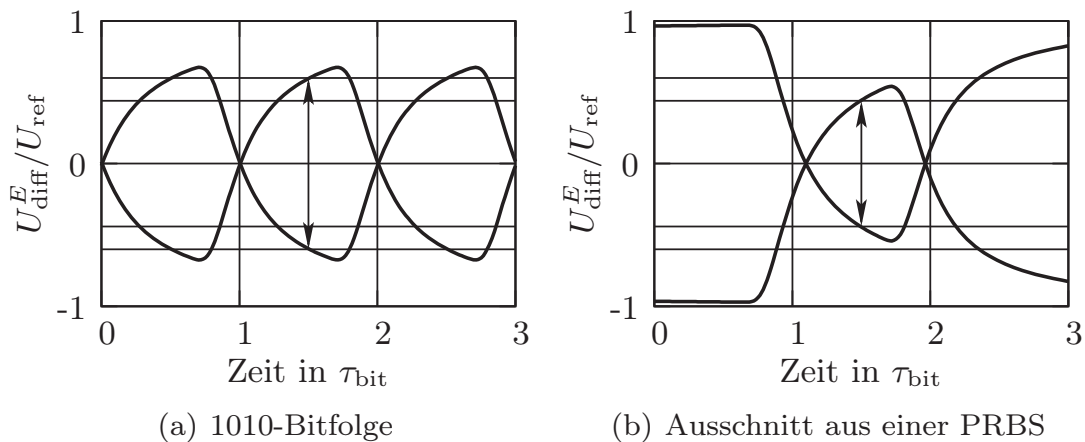


Abb. 3.12: Augenöffnung für die 1010-Bitfolge und die PRBS.

len und bei der PRBS über einen weiten Datenratenbereich auftritt. Um diese Frage zu beantworten, werden die Frequenzspektren der beiden Bitmuster bei 246 Mbit/s simuliert. In Abb. 3.13 werden die Ergebnisse für die folgenden drei Fälle vorgestellt:

1) **Sendeseitiges Spektrum: UTP-Leitung ohne Resonanzen**  
1010-Bitfolge

Das Signalspektrum der 1010-Bitfolge setzt sich aus diskreten Frequenzanteilen zusammen, die bei ungeradzahligen Vielfachen der Grundwelle liegen:

$$\text{Grundwelle} \quad f^{(0)} = \frac{\text{Datenrate}}{2} \cdot \frac{1}{\text{bit}} = 125 \text{ MHz} \quad (3.6)$$

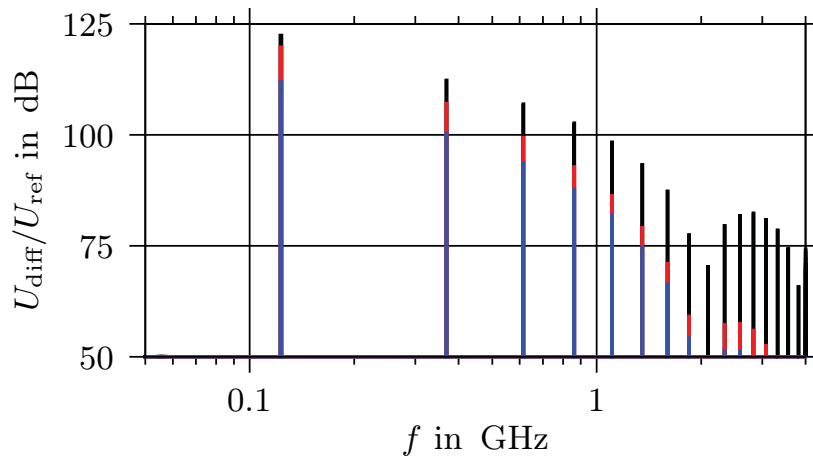
$$1. \text{ Oberwelle} \quad f^{(1)} = 3 f^{(0)} = 375 \text{ MHz} \quad (3.7)$$

$$2. \text{ Oberwelle} \quad f^{(2)} = 5 f^{(0)} = 625 \text{ MHz} \quad (3.8)$$

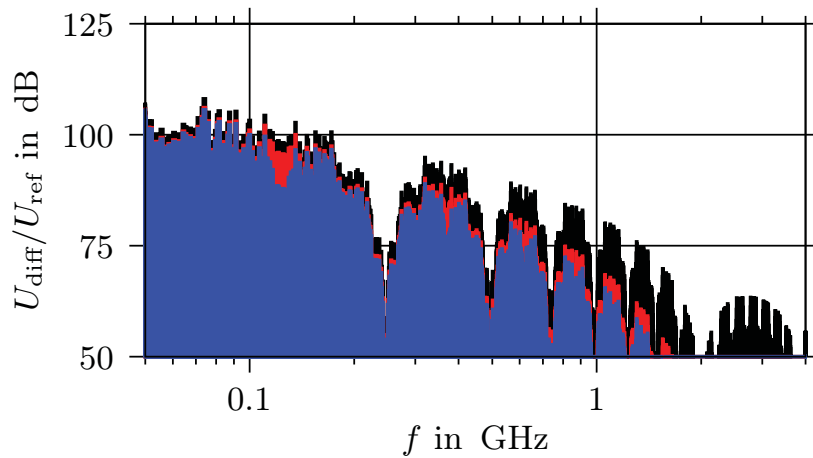
⋮

$$n. \text{ Oberwelle} \quad f^{(n)} = (2n + 1) f^{(0)}; \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.9)$$

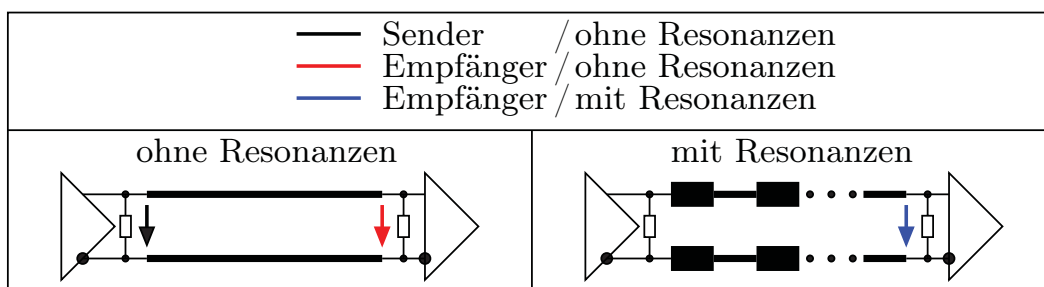
Die dazugehörigen Spannungspegel können mittels Fourierreihe berechnet werden [45]. In Gl. (3.6) wird formal mit dem Faktor  $\frac{1}{\text{bit}}$  die Einheit für die Frequenz korrigiert.



(a) 1010-Bitfolge



(b) PRBS



(c)

Abb. 3.13: Simulierte Frequenzspektren am Sender und am Empfänger für eine 1010-Bitfolge und eine PRBS bei 246 Mbit/s. Die Resonanzfrequenzen der UTP-Leitung sind: 125 MHz; 375 MHz; 625 MHz; ...



#### PRBS

Im Gegensatz dazu hat die PRBS ein quasi kontinuierliches Frequenzspektrum mit kleineren Pegeln als die 1010-Bitfolge. Die Leistung des Signals wird auf mehrere Frequenzen verteilt.

#### 2) **Empfangseitiges Spektrum: UTP-Leitung ohne Resonanzen**

Die Leitungsverluste – hervorgerufen durch Skineffekt, Proximityeffekt und dielektrische Verluste – dämpfen bei beiden Bitmustern gleichermaßen, insbesondere die hochfrequenten Spektralanteile. Die Reflexionen sind minimal, da die Leitung mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen ist.

#### 3) **Empfangseitiges Spektrum: UTP-Leitung mit Resonanzen**

##### 1010-Bitfolge

Fallen die Spektralanteile  $f^{(n)}$  der 1010-Bitfolge mit den Resonanzfrequenzen  $f_n$  der UTP-Leitung aus Gl. (3.5) zusammen, entsteht ein maximaler Filtereffekt (Abb. 3.13(a)). In diesem Fall stimmt  $f^{(n)}$  mit  $f_n$  (oder  $f^{(n+1)}$  mit  $f_n$ , u.s.w.) überein. Im Zeitbereich wird bei der entsprechenden Datenrate die Augenöffnung minimal.

Wird die Datenrate verändert, so verschiebt sich das Frequenzspektrum, und Resonanzfrequenzen und Spektralanteile sind nicht mehr deckungsgleich. In diesem Fall ist der Filtereffekt minimal, und im Zeitbereich wird die Augenöffnung groß. Infolgedessen treten mögliche Datenausfälle jeweils über einen schmalen Datenratenbereich auf.

##### PRBS

Bei der PRBS werden wegen des verteilten Frequenzspektrums stets signifikante Signalanteile ausgefiltert. Dies ist auch dann der Fall, wenn sich die Datenrate und damit das Frequenzspektrum verschiebt; es kommt zu möglichen Datenausfällen über einen weiten Datenratenbereich.

Aus Sicht des Fahrzeug-Entwicklers ist es wünschenswert, über eine feste Obergrenze für die Datenrate von UTP-Leitungen zu verfügen. Jedoch hängt das tatsächliche Limit für die Datenrate von der konkreten Leitungsverlegung im Fahrzeug ab. Ein Richtwert kann allerdings aus den diskutierten Ergebnissen abgeleitet werden: Die Untersuchung der ungünstigsten Fälle für typische Leitungslängen zeigt, dass sich die Augenöffnung ab 110 Mbit/s signifikant verkleinert. Die maximale Datenrate vom Standpunkt der Signalintegrität liegt demnach im Bereich von 100 Mbit/s. Für den konkreten Verlegeweg müssen noch die Störemission und Störfestigkeit geprüft werden.

Die in diesem Abschnitt untersuchten ungünstigsten Verlegefälle können in der Realität auftreten, wenn beispielsweise eine UTP-Leitung über ein Lochblech

verlegt wird oder wenn Kabelbinder äquidistant am Kabelbaum angebracht werden. Des Weiteren ändert sich die in der Regel manuelle Leitungsverlegung von Fahrzeug zu Fahrzeug, somit kann auch der ungünstigste Fall in der statistischen Verteilung liegen.



## 4 Datenübertragung über Flachkabel

In der Regel werden Datenleitungen im Pkw zusammen mit anderen Leitungen in einem Kabelbaum verlegt, der gewöhnlich aus klassischen Rundkabeln besteht und in modernen Fahrzeugen eine schwere und teure Komponente ist. Die Lage der Leitungen im Kabelbaum sowie die Position des manuell verlegten Kabelbaums im Fahrzeug unterliegt Schwankungen, die Auswirkungen auf die EMV-Eigenschaften haben können.

Kabelbäume, die aus flexiblen Flachkabeln (engl. *flat flexible cable*, künftig FFC) zusammengesetzt sind, haben einige Vorteile gegenüber Rundkabeln. Sie können platzsparend in flachen Verlegeräumen wie im Fahrzeughimmel, in Türen und Sitzen verbaut werden. Im Gegensatz zu den vorher diskutierten UTP-Leitungen können FFCs vollautomatisch miteinander kontaktiert, konfektioniert und verlegt werden. Auf diese Weise werden Montagekosten reduziert und das EMV-Verhalten reproduzierbar. Überdies könnte die FFC-Technologie zukünftig dahingehend erweitert werden, dass Lichtwellenleiter, ICs und Leuchtdioden in FFCs integriert werden. Abb. 4.1 zeigt ein Beispiel aus der Pkw-Serienproduktion, in dem ein FFC-Kabelbaum maschinell in den Fahrzeughimmel eingebaut wird.

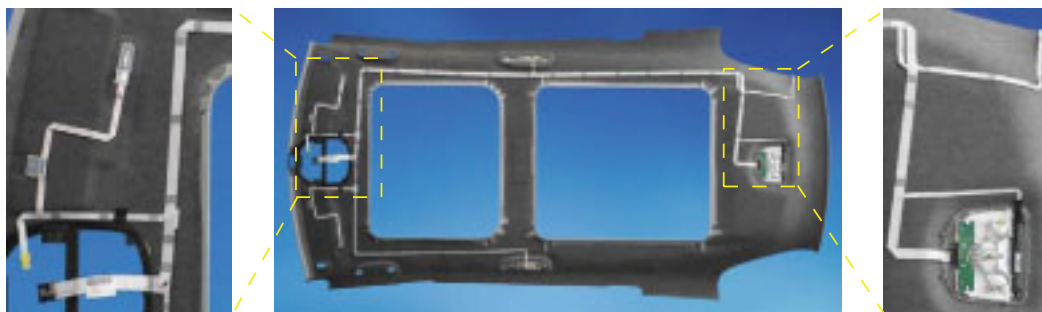


Abb. 4.1: Fahrzeughimmel mit integriertem FFC-Kabelbaum.

Gegenwärtig stehen lediglich ungeschirmte FFCs für den Einbau in Pkws zur Verfügung, die ausschließlich für die Gleichstromversorgung eingesetzt werden. Auf Grund der zunehmenden Vernetzung von Steuergeräten im Fahrzeug besteht seitens der Pkw-Entwickler der Bedarf, FFCs auch für die Datenübertragung einzuführen.

Im Gegensatz zum Einbau in Pkws werden FFCs seit Jahren erfolgreich bei Produkten wie LCD-Bildschirmen, PC-Laufwerken und Druckern für die Datenübertragung verwendet. Die Hauptunterschiede, bezogen auf das Fahrzeug, liegen neben der kritischen EMV-Umgebung vor allem in den größeren Leitungslängen und der Existenz der Karosseriemasse.

In diesem Kapitel wird diskutiert, inwiefern FFCs für die Datenübertragung im Pkw geeignet sind. Dazu wurde zunächst die Impedanz und das Übersprechen kommerzieller ungeschirmter FFCs bestimmt und bewertet. In einem nächsten Schritt wurden neuartige geschirmte FFCs mit einerseits unterschiedlichen Schirmungen und andererseits mit verschiedenen Dielektrika entworfen, gefertigt und charakterisiert. Schließlich wurden Störemissionen einer Datenübertragung für die verschiedenen Schirmungsarten gemessen.

Vorangegangene Untersuchungen von Warner u.a. [46] haben sich mit dem Übersprechen zwischen Flachkabeln bis 100 kHz beschäftigt. Mortier u.a. [47] haben die Transferimpedanz geschirmter Flachkabel für verschiedene Schirmungen, Schirmungsmaterialien und Schirmungsdicken bis 1 GHz untersucht. Entwurfsregeln für einen FFC-Kabelbaum wurden von Kosdikian u.a. aus Messergebnissen des Übersprechens abgeleitet und sind in [48] veröffentlicht. Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Übertragung schneller Digitalsignale über Flachkabel.

### 4.1 Charakterisierung ungeschirmter FFCs

In Abb. 4.2 ist ein FFC der Firma *Innovation Technology* [49] dargestellt, das für die Pkw-Serienproduktion eingesetzt und in diesem Abschnitt bzgl. seiner Hochfrequenzeigenschaften untersucht wird. Das ungeschirmte Flachkabel besteht aus zwei koplanaren folienartigen Kupferbändern, die mittels einer dünnen TPU<sup>1</sup>-Schicht elektrisch isoliert und miteinander zu einem Band verbunden sind. Wegen der geringen Gesamtdicke von lediglich 0.5 mm weist das FFC eine sehr große Flexibilität auf. Gemäß dem üblichen Standard beträgt der Abstand von Mitte zu Mitte der Kupferleiter 2.54 mm. Beim Einsatz des FFCs in einer differentiellen Datenübertragung bilden die beiden Kupferbänder die Signalleiter gegenüber der Bezugsmasse Karosserie.

#### Impedanzfluktuationen

Im Fahrzeug ist normalerweise der Abstand eines FFCs zur Karosseriemasse entlang des Verlegewegs nicht konstant. Um den daraus resultierenden Einfluss auf die Impedanz zu erfassen, wird diese Situation in einem Simulations- und Messaufbau mit schrittweise verändertem FFC-Masse-Abstand nachgebildet.

---

<sup>1</sup>Thermoplastisches Polyurethan (abgekürzt TPU) gehört zur Gruppe der thermoplastischen Elastomere.

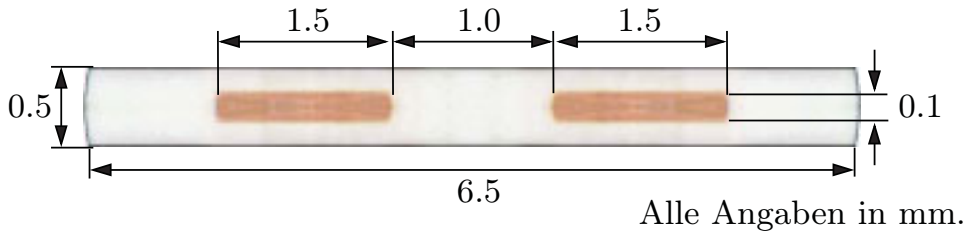


Abb. 4.2: Querschnitt eines ungeschirmten FFCs.

Das betrachtete FFC wurde im zweidimensionalen, statischen Feldsimulator *CableMod* [50] nachgebildet. Dabei wird angenommen, dass sich die Wellen im FFC-Masse-Leitungssystem im Quasi-TEM-Mode ausbreiten. Neben den geometrischen Maßen muss die Angabe der Dielektrizitätszahl für den TPU-Isolator möglichst genau sein. Deshalb wurde im Rahmen einer Voruntersuchung durch Vergleich von gemessenen und simulierten Impedanzen die relative Dielektrizitätszahl mit  $\epsilon_r = 3.5$  bestimmt.

Weiterhin wurde in einem Laboraufbau die Impedanz für drei verschiedene FFC-Masse-Abstände gemessen. Der Abstand zwischen der Masse (Stahlblech) und dem FFC ist durch Rohacell-Schaumstoff definierter Dicken (2 mm, 5 mm und 10 mm) reguliert worden. Die verwendete Messmethode zur Bestimmung der Impedanz wird in Abschnitt 4.3 detailliert beschrieben.

Abb. 4.3 zeigt den starken Anstieg von  $Z_{\text{odd}}$  in unmittelbarer Nähe zur Masse (0 mm bis 2 mm). Die Änderung von  $Z_{\text{odd}}$  ist hier am größten, weil der FFC-Masse-Abstand in der Größenordnung des Signalleiterabstands (1 mm) liegt. In diesem Bereich sind die Kapazitätsbeläge zwischen den Signalleitern und der Masse  $C'_{10}$  und  $C'_{20}$  gegenüber dem Kapazitätsbelag  $C'_{12}$  zwischen beiden Signalleitern dominant.<sup>2</sup> Ab einer Distanz von ca.  $a = 4$  mm geht  $Z_{\text{odd}}$  in Sättigung und erreicht bei  $a = 10$  mm den Wert von  $75 \Omega$  (Simulation) bzw.  $72 \Omega$  (Messung); jetzt dominiert der konstante Kapazitätsbelag  $C'_{12}$  zwischen den Signalleitern. Die Abweichung der simulierten Werte bezogen auf die gemessenen ist kleiner als 5% und kann durch genauere Bestimmung der Dielektrizitätszahl noch verbessert werden. Impedanzsprünge von bis zu  $50 \Omega$  können entlang des Signalpfads eines FFCs auftreten. Als Folge können insbesondere bei einem periodischen Impedanzprofil Resonanzen und Datenausfälle auftreten.

## Übersprechen

Die flache Geometrie der FFCs legt die Vermutung nahe, dass das Übersprechen aufeinander liegender FFCs kritisch für die Datenübertragung ist. Aus diesem Grund wurde das Paar-zu-Paar-Nah-Nebensprechen (engl. *pair-to-pair*

<sup>2</sup>Siehe Ersatzschaltbild in Abb. 4.5(a) für die Bezeichnung der Kapazitätsbeläge.

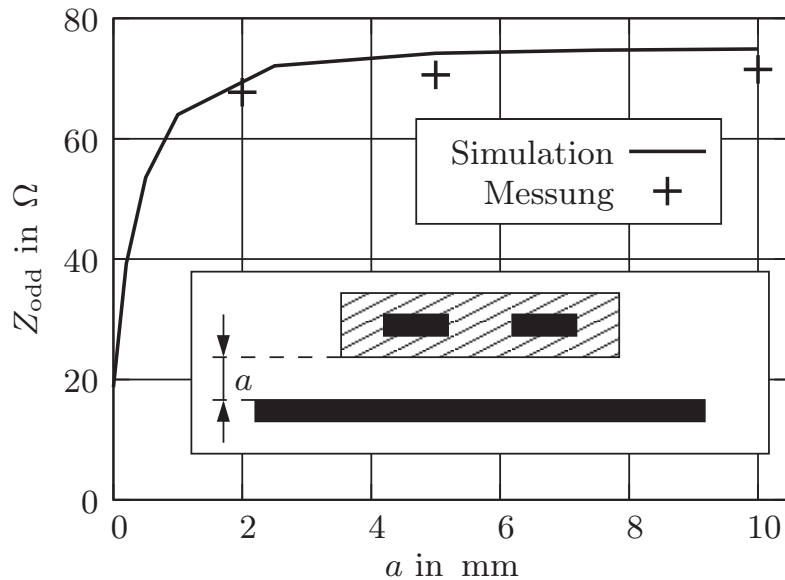


Abb. 4.3: Impedanz  $Z_{\text{odd}}$  in Abhängigkeit des FFC-Masse-Abstands  $a$ .

*near-end crosstalk*, künftig NEXT) untersucht, bei dem die Kopplung zweier FFCs im Odd-Mode am gleichen Leitungsende gemessen wird. Als Referenz wurden zusätzlich NEXT-Messungen von UTP-Leitungen, die über ihre Länge mit Klebeband fixiert worden sind, durchgeführt. Beide Ergebnisse werden zusammen mit Normen für Datenkabel der Kategorien 5 und 6 (aus IEEE 802, bekannt unter Cat5- und Cat6-Kabel) in Abb. 4.4 verglichen. Wie in [51] gezeigt, treten auch hier bei den Messkurven Minima wegen destruktiver Interferenz auf, wenn die Kopplungslänge der Leitungen ein ungeradzahliges Vielfaches von  $\lambda/2$  ist. Dieser Effekt ist für die FFCs, die über ihre Leitungslänge von  $l_{\text{FFC}} = 2$  m aufeinander liegen, deutlich zu erkennen. Bei den UTP-Leitungen (Leitungslängen  $l_{\text{UTP}} = 1$  m) hingegen sind u.a. wegen der abschnittswiseen Kopplungslänge durch die Verdrillung zusätzlich andere Effekte überlagert (siehe Minimum bei ca. 20 MHz). Da die Kabellängen der FFCs und der UTP-Leitungen verschieden sind, müssen die NEXT-Maximalwerte der Messkurven verglichen werden. NEXT-Werte für die FFCs liegen im Vergleich zu den UTP-Leitungen um mehr als 20 dB höher und verletzen deutlich die Normen der Kategorien 5 und 6. Als Ergebnis lässt sich festhalten, dass FFCs für die Datenübertragung wegen des ausgesprochen großen Übersprechens nicht aufeinander liegend verlegt werden dürfen.

### Modenkonversion

Außerdem kann ein übertragenes Nutzsignal im Odd-Mode dadurch gedämpft werden, dass es von einem unbeabsichtigt unsymmetrischen FFC, dessen Signal-

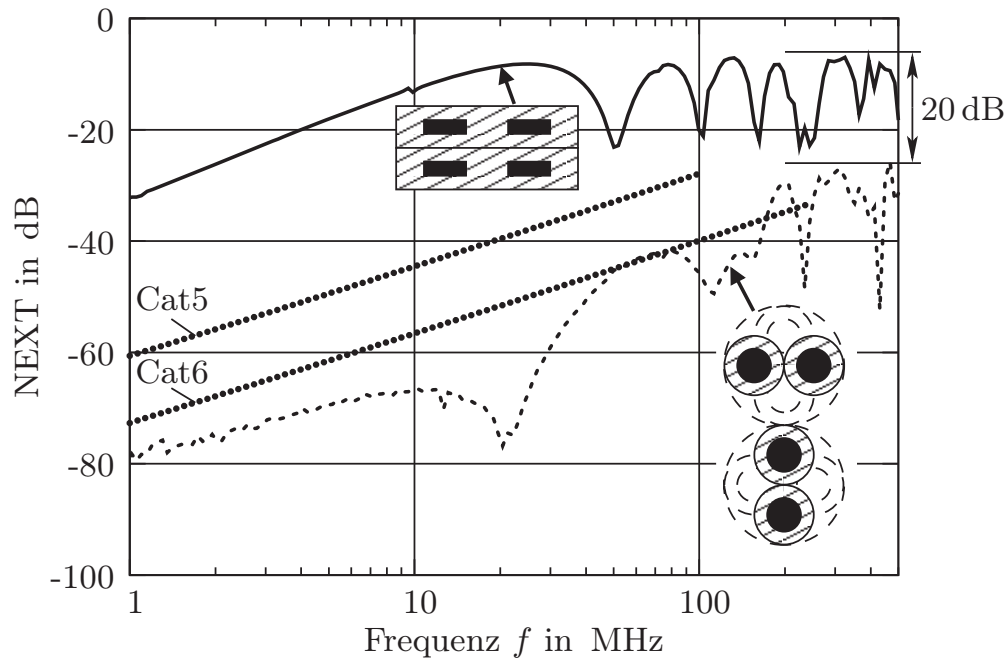


Abb. 4.4: NEXT-Messungen ungeschirmter Flachkabel ( $l_{\text{FFC}} = 2\text{ m}$ ) im Vergleich zu UTP-Leitungen ( $l_{\text{UTP}} = 1\text{ m}$ ) und Normen der Kategorien 5, 6.

leiter unterschiedliche Abstände zur Bezugsmasse und damit unterschiedliche Phasengeschwindigkeit haben, teilweise in den Even-Mode konvertiert wird. Dies wird in Abb. 4.5 an Hand der Kapazitätsbeläge demonstriert. Im Gegensatz zu verdrehten Leitungen, bei denen der Signalleiter-Masse-Abstand über der Länge durchschnittlich gleich ist, muss bei einer realen FFC-Verlegung im Fahrzeug mit Modenkonzersion gerechnet werden. Neben der Dämpfung des Nutzsignals würde das EMV-Verhalten signifikant verschlechtert.

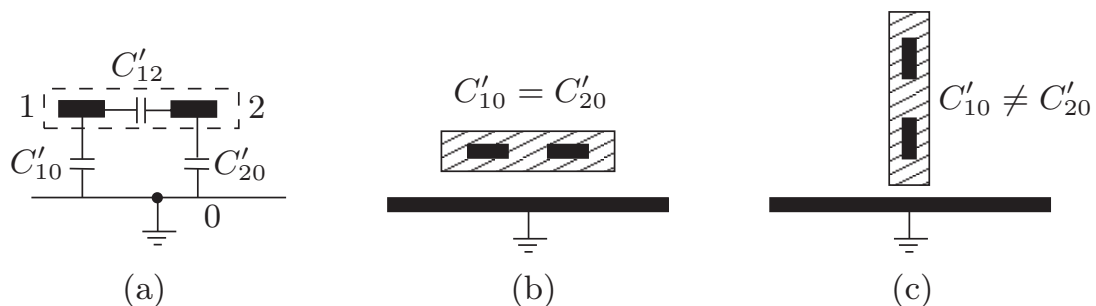


Abb. 4.5: (a) Kapazitätsbeläge eines FFCs über Masse. (b) Symmetrische Anordnung. (c) Unsymmetrische Anordnung.



Die oben präsentierten Ergebnisse zeigen, dass Signalintegritätsprobleme bei ungeschirmten FFCs in hochbitratigen Datenübertragungssystemen auftreten können. Um die angesprochenen Nachteile zu beseitigen und die wesentlichen Vorteile beizubehalten, werden geschirmte Flachkabel betrachtet.

## 4.2 Entwurf und Herstellung geschirmter FFCs

In diesem Abschnitt werden zwei geschirmte FFCs für die Signalübertragung im Fahrzeug entworfen, deren Impedanzen jeweils innerhalb der folgenden Bereiche liegen sollen:

- 1)  $Z_{\text{odd}} = 25 \dots 30 \Omega$ , künftig **25  $\Omega$ -FFC** genannt
- 2)  $Z_{\text{odd}} = 50 \dots 60 \Omega$ , künftig **50  $\Omega$ -FFC** genannt

Ausgehend von der in Abb. 4.6 dargestellten Struktur müssen die Abmessungen für die beiden FFC-Typen jeweils angepasst werden. Sie besteht – wie das ungeschirmte FFC – aus zwei flachen Signalleitern der Breite  $w$  und Dicke  $d$ , die von einem Dielektrikum mit relativer Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  umgeben sind. Eine Kupferfolienschirmung umschließt das Dielektrikum vollständig. Die Signalleiterbreite und -dicke von jeweils  $w = 1.0 \text{ mm}$  und  $d = 0.1 \text{ mm}$  sowie der Abstand der Signalleiter  $s = 1.54 \text{ mm}$  sind so gewählt, dass eine Kompatibilität zu bereits vorhandenen Steckverbindungen besteht.

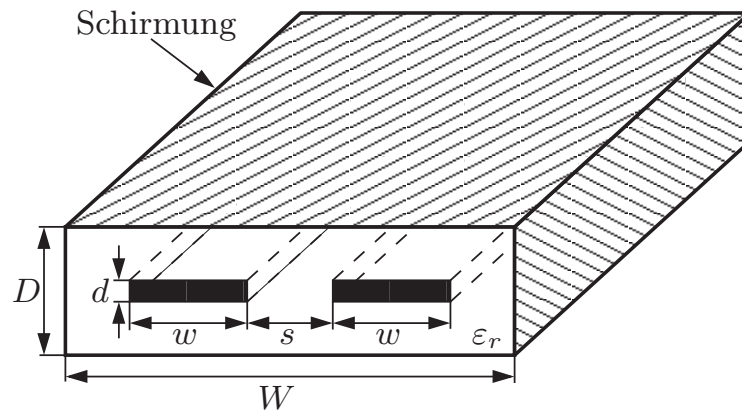
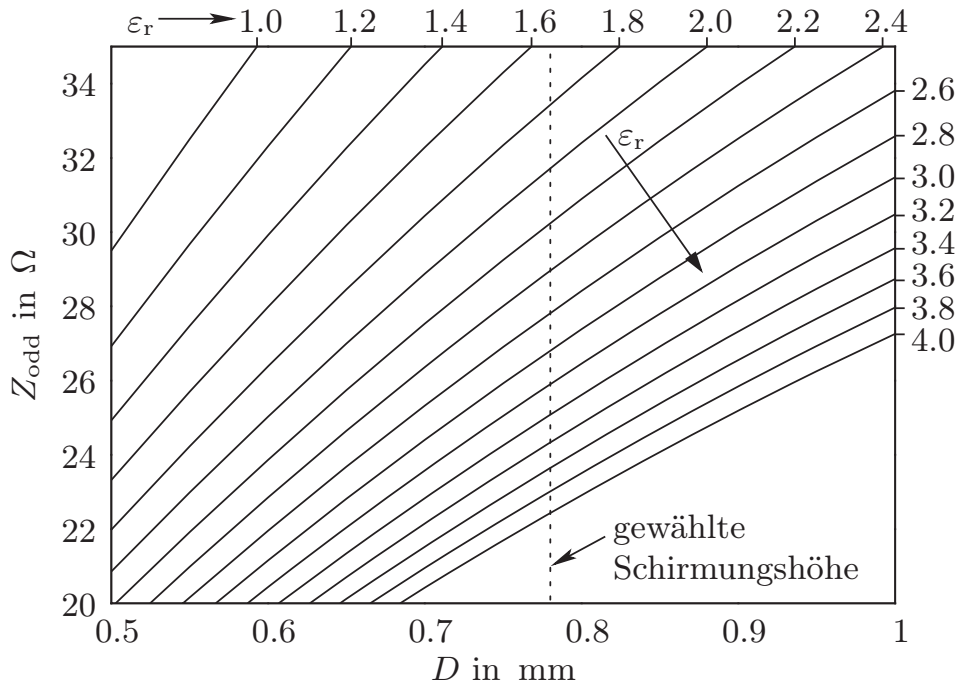
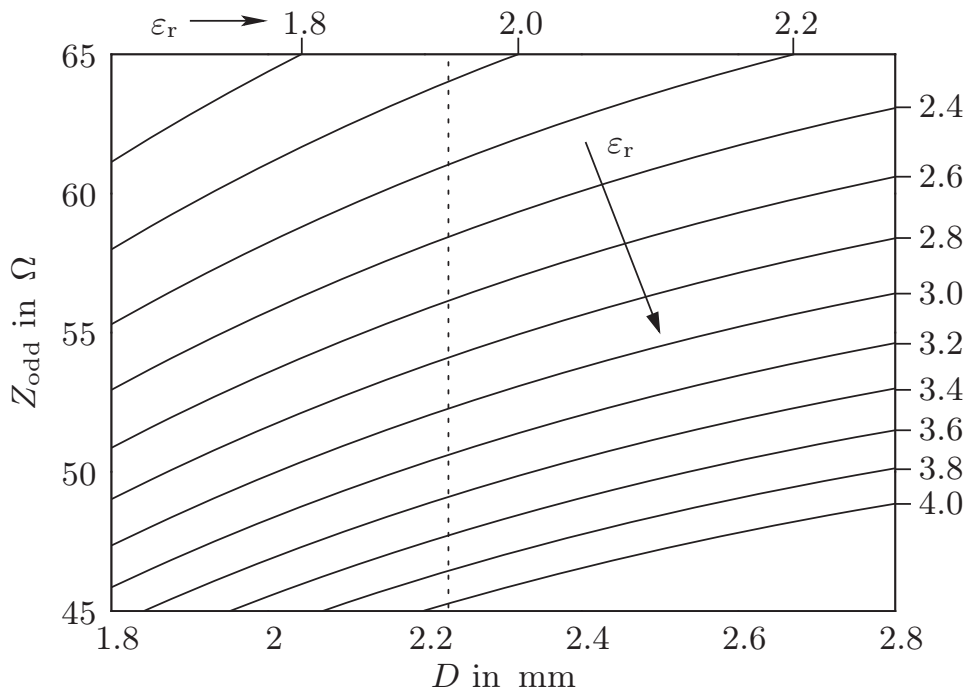


Abb. 4.6: FFC mit vollständiger Schirmung.

Für die Struktur in Abb. 4.6 gibt es keinen geschlossenen analytischen Ausdruck, um die Impedanz zu berechnen. Es existieren lediglich Näherungen auf Basis konformer Abbildungen für ähnliche Strukturen [52], die jedoch nicht die gewünschte Genauigkeit liefern.



(a) 25  $\Omega$ -FFC



(b) 50  $\Omega$ -FFC

Abb. 4.7: Simulierte Impedanz  $Z_{\text{odd}}$  als Funktion der Schirmungshöhe  $D$  und der relativen Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$ .

Deshalb ist die Impedanz mittels zweidimensionaler Simulation als Funktion der Schirmungshöhe  $D$  und der relativen Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  für das 25  $\Omega$ -FFC (Abb. 4.7(a)) und das 50  $\Omega$ -FFC (Abb. 4.7(b)) bestimmt worden.

Analog zum ungeschirmten FFC steigt  $Z_{\text{odd}}$  mit zunehmender Schirmungshöhe und zunehmender Dielektrizitätszahl an. Mit Hilfe der Simulationsergebnisse sind  $D$  und  $W$  so gewählt, dass  $Z_{\text{odd}}$  für Dielektrizitätszahlen typischer Isolatoren jeweils innerhalb der vorgegebenen Impedanzbereiche liegt (Tabelle 4.1). Während  $D$  für das 25  $\Omega$ -FFC mit 0.78 mm relativ klein und das FFC somit flexibel ist, wird für das 50  $\Omega$ -FFC eine Schirmungshöhe von 2.23 mm notwendig.

FFC-Typ	$D$ / mm	$W$ / mm	$d$ / mm	$s$ / mm	$w$ / mm
25 $\Omega$ -FFC	0.78	4.40	0.10	1.54	1.00
50 $\Omega$ -FFC	2.23	5.88	0.10	1.54	1.00

Tabelle 4.1: Abmessungen geschirmter FFCs.

Geschirmte Flachkabelmuster wurden entsprechend der entworfenen Dimensionen mit einem kostengünstigen Extrusionsprozess für die Dielektrika Polypropylen (PP), hochverdichtetes Polyethylen (HDPE), querverbundenes Polyethylen (XLPE) und geschäumtes thermoplastisches Polyurethan (TPU) hergestellt.

### Schirmungskonzepte und hergestellte Muster

Neben der geschlossenen Schirmung, die in der simulierten Struktur angenommen wurde, sind die Polypropylen-FFCs zusätzlich mit zwei kostengünstigeren Schirmungen versehen worden (Abb. 4.8 Schirmung 1 und Schirmung 2), deren Wirksamkeit im nachfolgenden Abschnitt untersucht werden soll. Bei diesen Schirmungen ist die Masse seitlich unterbrochen. Theoretisch können sich in so einer Leitungsanordnung noch mehr Moden als der Odd-Mode und der Even-Mode ausbreiten. Im Messaufbau wurde mit Metallklammern dafür gesorgt, dass alle Masseflächen gleiches Potenzial haben und nur die Signalleiter angeregt sind. Die hergestellten Muster für die 25  $\Omega$ -FFCs und 50  $\Omega$ -FFCs sind in Abb. 4.9 gezeigt.



Abb. 4.8: Schirmungskonzepte: Schirmung 1 ist seitlich offen, Schirmung 2 hat zusätzliche Massedrähte und Schirmung 3 ist komplett geschlossen.

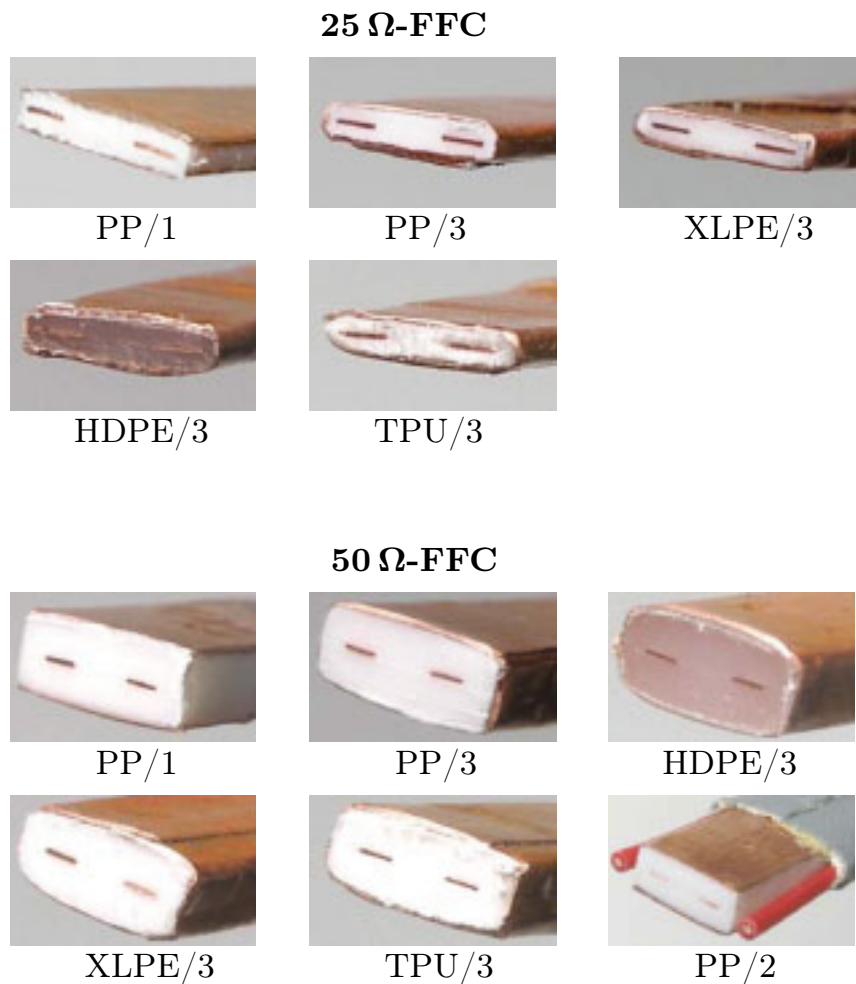


Abb. 4.9: Hergestellte Flachkabelmuster (Bezeichnung „Dielektrikum/Schirmungskonzept“).

### 4.3 Charakterisierung geschirmter FFCs

Nachfolgend werden die hergestellten Muster zunächst bezüglich ihrer Impedanzen und dielektrischen Eigenschaften untersucht. Anschließend werden Störemissionsergebnisse der verschiedenen Schirmungen für eine HS-CAN-Datenübertragung verglichen.

#### 4.3.1 Analyse der Impedanzen und Dielektrika

Um die Impedanzen der geschirmten FFCs zu verifizieren und die Dielektrizitätszahl der verschiedenen Isolatoren zu bestimmen, sind die FFC-Muster mit dem Zeitbereichs-Reflektometrie-Messverfahren (engl. *time domain reflectometry*, künftig TDR) charakterisiert worden. Bei diesem Verfahren wird im Zeitbereich aus der Messgröße eines reflektierten Sprungs und bekannten Impedanzverhältnissen im Messgerät auf die Impedanz der zu messenden Leitung geschlossen [53]. Zusätzlich lässt sich mit der gemessenen einfachen<sup>3</sup> Signallaufzeit  $\tau$  und der Leitungslänge  $\Delta l$  die Phasengeschwindigkeit  $v_{\text{ph}}$  berechnen:

$$v_{\text{ph}} = \frac{\Delta l}{\tau} . \quad (4.1)$$

Mit der Vakuum-Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  kann dann die effektive Dielektrizitätszahl  $\varepsilon_{\text{r,eff}}$  mit

$$\varepsilon_{\text{r,eff}} = \left( \frac{c_0}{v_{\text{ph}}} \right)^2 = c_0^2 \left( \frac{\tau}{\Delta l} \right)^2 \quad (4.2)$$

bestimmt werden. Bei der Berechnung wird angenommen, dass die Phasengeschwindigkeit über der Frequenz konstant bleibt, die Leitung also nicht dispersiv ist.

Zum Anschluss der FFCs an Messgeräte mit Koaxialeingängen wurden Messadapter für den Hochfrequenz-Übergang vom differenziellen Flachkabel auf zwei halbstarre Koaxialleiter gefertigt (für jeden FFC-Signalleiter eine Koaxialleitung). Über eine Klemmvorrichtung ist die Masse der beiden Leitungstypen induktionsarm kontaktiert worden. Die Signalleiter wurden jeweils verlötet und an der Verbindungsstelle mit einem Kupferfilm abgedeckt, um die Diskontinuität zu minimieren.

Abb. 4.10 zeigt beispielhaft ein TDR-Diagramm, das mit einer Sprunganstiegszeit von 17.5 ps (entspricht 20 GHz Messbandbreite) gemessen wurde. Die hohe Messbandbreite löst die Diskontinuität des Messadapters sowie das offene Leitungsende deutlich auf. Die Impedanz und die doppelte Signallaufzeit können

---

<sup>3</sup>Bei der TDR-Messung erhält man zunächst wegen hin- und rücklaufendem Sprung die doppelte Signallaufzeit.

direkt aus dem Diagramm abgelesen werden. Zu beachten ist, dass ohmsche und dielektrische Verluste im TDR-Diagramm jeweils einen kontinuierlich über die Leitungslänge steigenden bzw. fallenden Impedanzverlauf suggerieren [54] (bei PP in Abb. 4.10 ist der Effekt vernachlässigbar klein). Deshalb sind die Impedanzwerte am Leitungsanfang im Bereich des Messadapters abzulesen.

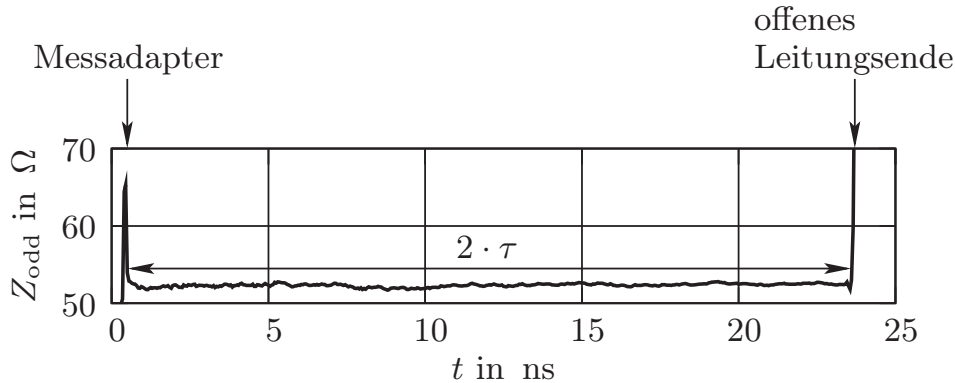


Abb. 4.10: TDR-Diagramm für ein geschirmtes Polypropylen-FFC mit Schirmung 3 (komplett geschlossen).

Für alle hergestellten geschirmten FFCs sind die TDR-Diagramme ausgewertet und die Impedanz sowie die effektive Dielektrizitätszahl bestimmt worden. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.11 zusammen mit den simulierten Ergebnissen aus Abschnitt 4.2 dargestellt [55]. Wie erwartet, nehmen die gemessenen und simulierten Werte für  $Z_{\text{odd}}$  mit steigender effektiver Dielektrizitätszahl (und somit steigenden Teilkapazitätsbelägen) ab.

Der Einfluss der drei Schirmungen auf die Impedanz bei den Polypropylen-FFCs ist vernachlässigbar gering, da nur ein sehr kleines Streufeld aus den Schlitten in Schirmung 1 und 2 dringt. Allerdings ist der Einfluss der Schirmungen auf die Störemission noch zu prüfen (siehe Abschnitt 4.3.2). Insgesamt liegen die gemessenen Werte sehr nah bei den simulierten Kurven.

Es ist zu erwarten, dass die ermittelten Dielektrizitätszahlen für denselben Isolatorwerkstoff zwischen dem 25  $\Omega$ -FFC und dem 50  $\Omega$ -FFC vergleichbar sind. Bei HDPE, XLPE und TPU weichen sie geringfügig ab ( $|\Delta\epsilon_{r,\text{eff}}| < 0.15$ ), was an Messungenauigkeiten liegen kann (siehe Diskussion der Messfehler im folgenden Abschnitt). Im Gegensatz dazu sind die Abweichungen für das Dielektrikum PP zwischen dem 25  $\Omega$ -FFC (künftig PP25) und dem 50  $\Omega$ -FFC (künftig PP50) mit  $|\Delta\epsilon_{r,\text{eff}}| = 0.30$  doppelt so groß. Die Ursache dafür könnte in der Herstellung liegen: Im Extruder entsteht ein unterschiedlicher Druck für die verschiedenen Dielektrikumshöhen, der die elektrischen Eigenschaften des Polypropylens verändert.

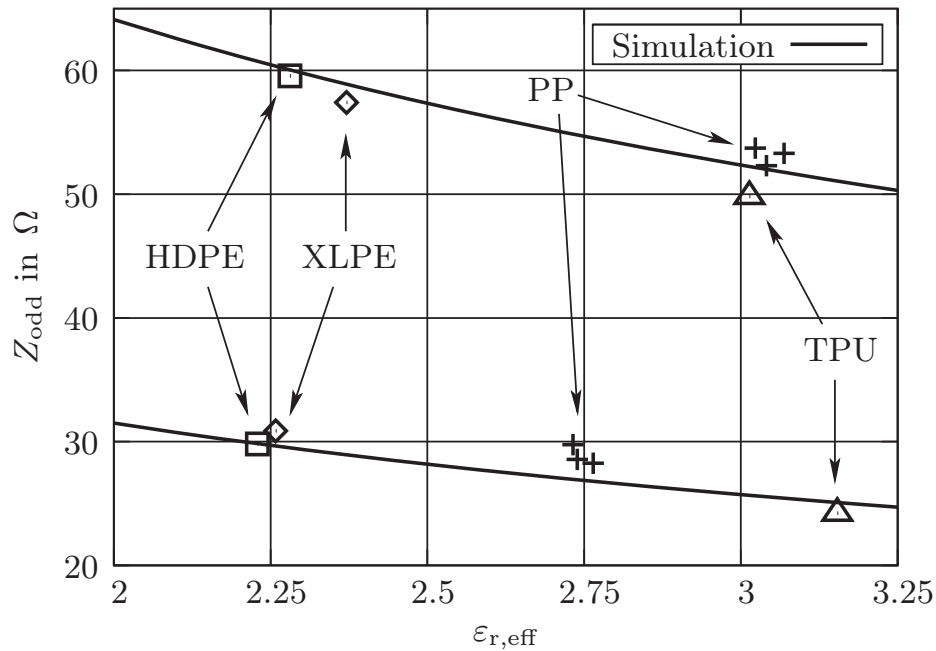


Abb. 4.11: Impedanz  $Z_{\text{odd}}$  als Funktion der effektiven Dielektrizitätszahl  $\epsilon_{r,\text{eff}}$  (gemessene Werte für HDPE, XLPE, PP und TPU).

Die Dielektrizitätszahlen sind für jedes Material jeweils über alle Messwerte gemittelt (bei PP jeweils für PP25 und PP50) und in Tabelle 4.2 aufgelistet.

Dielektrikum	HDPE	XLPE	PP25	PP50	TPU
$\epsilon_{r,\text{eff}}$	2.2	2.3	2.7	3.0	3.1

Tabelle 4.2: Ermittelte relative Dielektrizitätszahlen

Um die Genauigkeit der erhaltenen Daten beurteilen zu können, werden im Folgenden die Messfehler am Beispiel der Polypropylen-FFCs diskutiert.

### Messfehler

Zunächst wird eine grobe Abschätzung der maximal zu erwartenden Fehler vorgenommen, die dann mit der tatsächlichen Streuung der Dielektrizitätszahlen für die PP-FFCs verglichen wird.

### Gemessene Leitungslänge und Signallaufzeit

Die gemessene Leitungslänge und Signallaufzeit für den PP50-FFC mit Schirmung 3 betragen jeweils

$$\Delta l_{\text{mess}} = 1990 \text{ mm} \quad \text{und} \quad \tau_{\text{mess}} = 1.16 \cdot 10^{-8} \text{ s} .$$

Mit Gl. (4.2) erhält man die effektive Dielektrizitätszahl:

$$\varepsilon_{r,\text{eff}} = c_0^2 \left( \frac{\tau_{\text{mess}}}{\Delta l_{\text{mess}}} \right)^2 = 3.04 . \quad (4.3)$$

### Abschätzung des maximalen $\varepsilon_{r,\text{eff}}$ -Fehlers

Der Messfehler der Leitungslänge kann mit  $\Delta l_f = \pm 1 \text{ mm}$  geschätzt werden. Wegen der großen Leitungslänge ist er mit ca.  $\pm 0.1\%$  sehr klein. Deutlich größer ist der Messfehler in der Signallaufzeit wegen der durch Dispersion und frequenzabhängigen Dämpfung verursachten vergrößerten Anstiegszeit am Leitungsende:  $\tau_f = \pm 0.25 \text{ ns}$  (entspricht  $\pm 2\%$ ). Aus Gl. (4.3) geht hervor, dass diese Messfehler besonders stark (quadratische Beziehung) in die Berechnung der Dielektrizitätszahl eingehen. Die minimale und maximale Dielektrizitätszahl werden wie folgt berechnet:

$$\varepsilon_{r,\text{eff},\text{min}} = c_0^2 \cdot \left( \frac{\tau_{\text{mess}} - \tau_f}{\Delta l_{\text{mess}} + \Delta l_f} \right)^2 = 2.92 \quad (-4\% \text{ Abweichung}), \quad (4.4)$$

$$\varepsilon_{r,\text{eff},\text{max}} = c_0^2 \cdot \left( \frac{\tau_{\text{mess}} + \tau_f}{\Delta l_{\text{mess}} - \Delta l_f} \right)^2 = 3.19 \quad (+5\% \text{ Abweichung}). \quad (4.5)$$

### Tatsächliche Streuung der $\varepsilon_{r,\text{eff}}$ -Werte für PP

Die tatsächliche Streuung der Dielektrizitätszahlen für den PP25-FFC und den PP50-FFC ist mit jeweils  $\Delta \varepsilon_{r,\text{eff}} = 0.03$  (Abweichung  $< 1\%$ ) und  $\Delta \varepsilon_{r,\text{eff}} = 0.05$  (Abweichung  $< 1\%$ ) sehr gering. Die ermittelten Dielektrizitätszahlen liegen dichter beieinander als die Fehlerabschätzung vermuten lässt.

### Tatsächliche Streuung der Impedanzen für PP

Die maximale Abweichung der Impedanzen für Polypropylen beträgt für den PP25-FFC  $1.5 \Omega$  (Abweichung  $5\%$ ) und für den PP50-FFC  $1.4 \Omega$  (Abweichung  $3\%$ ) und ist somit ausreichend gering.

### Impedanzverlauf entlang der Leitung

Die Abhängigkeit der Impedanz vom FFC-Masse-Abstand ist für FFCs mit den Schirmungen 1 bis 3 eliminiert (Abb. 4.12).



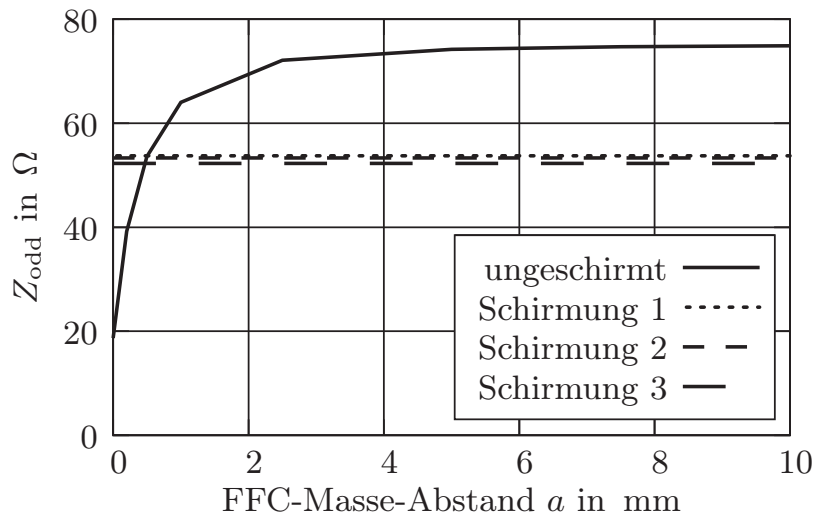


Abb. 4.12: Impedanz in Abhängigkeit des FFC-Masse-Abstands für einen ungeschirmten FFC (Simulation) und geschirmte PP50-FFCs (Messung).

### Nah-Nebensprechen

Ebenso ist das extrem große Nah-Nebensprechen zwischen ungeschirmten FFCs um mehr als 40 dB für geschirmte FFCs (beide Schirmung 3) reduziert (Abb. 4.13).

### Leitungsverluste

Die Leitungsverluste, die sich aus ohmschen und dielektrischen Verlusten zusammensetzen, wurden für die  $50\ \Omega$ -FFCs im Odd-Mode mit einem 4-Tor-Netzwerkanalysator gemessen. Um die Rückflussdämpfung zu minimieren, wurden die FFCs „virtuell“ jeweils mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen: Die Streuparameter der  $50\ \Omega$ -Umgebung sind für die jeweilige  $Z_{\text{odd}}$ -Umgebung umgerechnet worden [56].

Da alle  $50\ \Omega$ -FFCs den gleichen Querschnitt und somit die gleichen Gleichstrom- und Skinneffektverluste haben, können die dielektrischen Verluste direkt miteinander verglichen werden. Abb. 4.14 zeigt die Leitungsdämpfung für die Dielektrika TPU, PP, XLPE und HDPE.

Die Verluste für den TPU-FFC sind außergewöhnlich hoch. Dies wurde bereits bei den TDR-Messungen an einer stark vergrößerten Sprunganstiegszeit am Leitungsende deutlich. Darüber hinaus sind dem Flachleiterhersteller hohe Verluste für TPU bei Gleichstrom bekannt.

Für den PP- und XLPE-FFC liegen die Leitungsverluste auf vergleichbarem

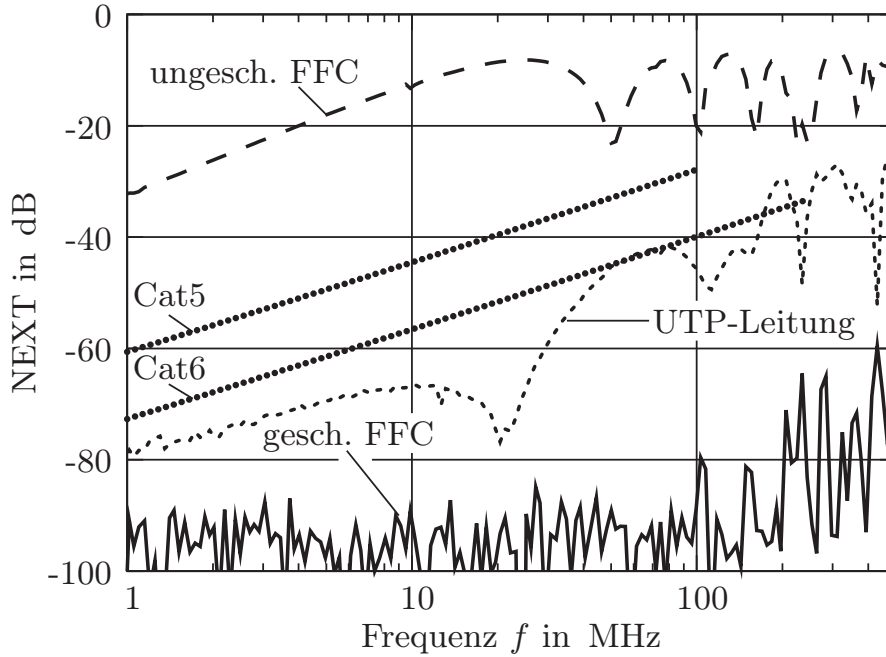


Abb. 4.13: Gemessenes Nah-Nebensprechen zwischen zwei geschirmten Flachkabeln (Messwerte liegen bereits im Rauschteppich) im Vergleich zu zwei ungeschirmten Flachkabeln und UTP-Leitungen.

Niveau. Nur halb so groß – und damit am niedrigsten – sind die Verluste des HDPE-FFCs.

Die dielektrischen Verluste verringern sich mit kleiner werdender Dielektrizitätszahl von TPU ( $\epsilon_{r,\text{eff}} = 3.1$ ) über PP50 ( $\epsilon_{r,\text{eff}} = 2.7$ ), XLPE ( $\epsilon_{r,\text{eff}} = 2.3$ ) bis zu HDPE ( $\epsilon_{r,\text{eff}} = 2.2$ ). Zwar ist die Wellenlänge von TPU im Vergleich zu HDPE wegen der größeren Dielektrizitätszahl gemäß

$$\frac{\lambda(\text{TPU})}{\lambda(\text{HDPE})} = \sqrt{\frac{\epsilon_{r,\text{eff}}(\text{HDPE})}{\epsilon_{r,\text{eff}}(\text{TPU})}} = 0.84 \quad (4.6)$$

kleiner und demnach die Verluste größer. Der Effekt ist aber bei diesen großen Unterschieden in den dielektrischen Verlusten vernachlässigbar. Vielmehr liegt die Ursache für die Größe der Verluste im Materialaufbau der Isolatoren.

Der Isolator HDPE ist als Dielektrikum in FFCs für die hochbitratige Datenübertragung wegen der geringen Dämpfung gut geeignet. Alternativ können PP und XLPE für kurze Übertragungstrecken eingesetzt werden. In einer geschäumten Version könnten die Verluste für HDPE, XLPE und PP reduziert werden. In diesem Fall würde sich auch die effektive Dielektrizitätszahl verringern, was

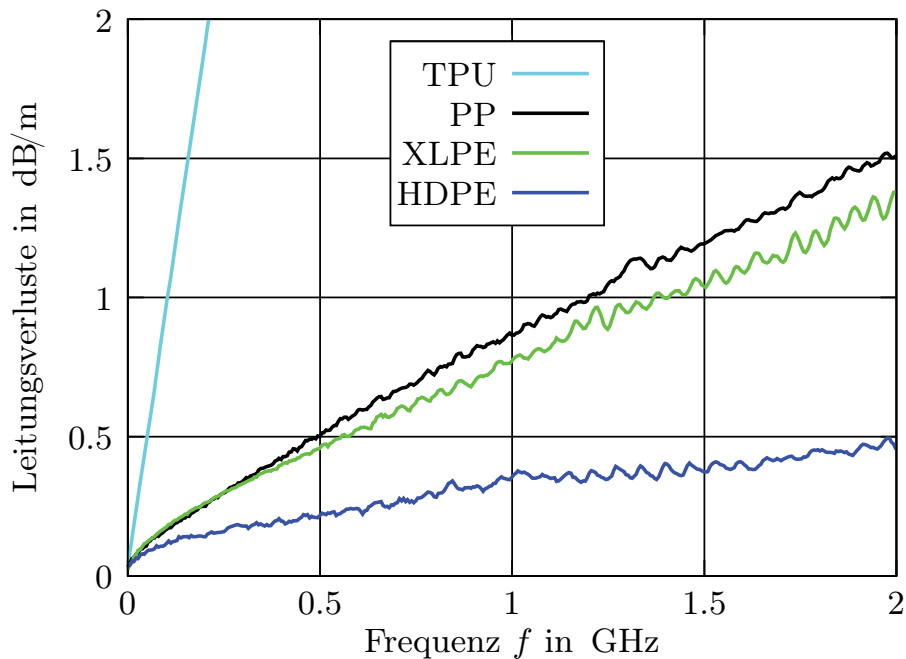


Abb. 4.14: Leitungsverluste der FFCs (alle Schirmung 3) mit verschiedenen Dielektrika.

zu kleineren Abmessungen der FFCs bei gleicher Impedanz führt. Das Dielektrikum TPU sollte auf jeden Fall für Frequenzen oberhalb des kHz-Bereichs wegen der herausragend hohen Verluste vermieden werden.

### 4.3.2 Untersuchung der Störemission

Um die Wirkung der verschiedenen Schirmkonzepte zu evaluieren, wurde die Störemission einer HS-CAN-Datenübertragungsstrecke mit FFCs der Schirmungen 1 bis 3 gemessen. Abb. 4.15 zeigt den Messaufbau in der Absorberhalle, der sich an der Norm CISPR 25 [57] orientiert<sup>4</sup>. Die Position und Lage der FFCs auf dem Versuchstisch beeinflusst die Richtung des abgestrahlten Feldes. Die Lage für alle FFCs wurde hier so gewählt, dass die FFCs hochkant, d.h. mit der schmalen Seite auf dem Versuchstisch, lagen. Die Datenübertragungsstrecke besteht aus zwei geschirmten HS-CAN-Knoten (Sender und Empfänger), die beide ohne Gleichtaktdrosseln aufgebaut sind. Eine 1010...-Bitsequenz wird mit 500 kbit/s vom Sender über den FFC zum Empfänger übertragen. Im Abstand von 1 m zur Übertragungsstrecke ist eine bipolar-logarithmische Messantenne

<sup>4</sup>Auf die Masseplatte unter der Übertragungsstrecke wurde verzichtet, damit die Emission über dem Grundrauschen detektierbar ist.

positioniert, die an einen Messempfänger angeschlossen ist.

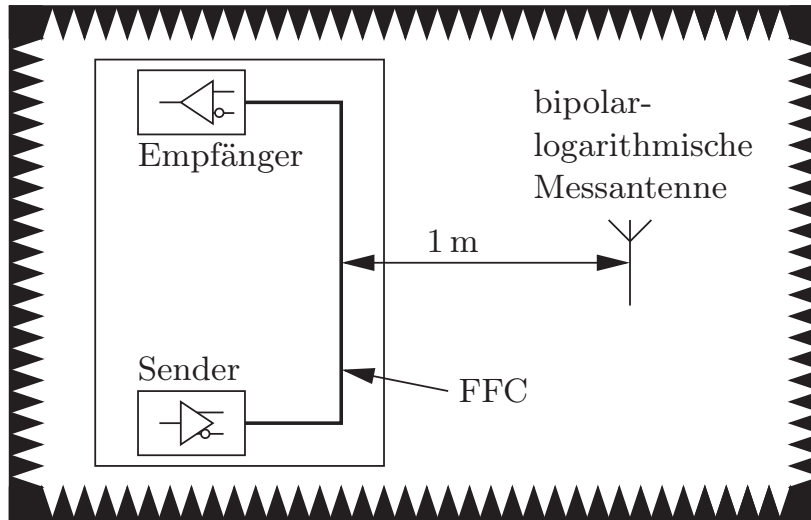


Abb. 4.15: Schematische Darstellung des Messaufbaus in der Absorberhalle.

Wegen Unsymmetrien im differentiellen HS-CAN-Kommunikationspfad, die beispielsweise durch den Bustreiber hervorgerufen werden, wird ein Gleichtaktfeld erzeugt, das vom FFC auf die Messantenne koppelt. Abb. 4.16 zeigt die gemessene Störemission für einen ungeschirmten FFC und für PP50-FFCs mit Schirmungen 1-3. Es wurde mit einer vertikal polarisierten Antenne im Spitzenwert-Detektionsmodus gemessen. Messungen mit einer horizontal polarisierten Messantenne lieferten vergleichbare Ergebnisse.

Die maximale Störemission bei 33 MHz für den ungeschirmten FFC ist mit Schirmung 1 um 10 dB und mit Schirmung 2 um 15 dB reduziert. Keine Emission über dem Grundrauschen kann für Schirmung 3 beobachtet werden, was einer Reduzierung von mehr als 25 dB entspricht.

Zudem ist eine UTP-Leitung statt eines FFCs als Referenz vermessen worden (Abb. 4.17). Die maximale Emission für die UTP-Leitung ist im Vergleich zum ungeschirmten FFC um ca. 4 dB niedriger, jedoch signifikant höher als alle geschirmten FFCs. Wegen der geringen Störemission sollte der FFC mit Schirmung 3 bevorzugt für die Datenübertragung eingesetzt werden.

Durch die Schirmung der FFCs wird die Flexibilität eingeschränkt und die Leitungen werden weniger flach: Das Verhältnis von Leiterbreite zur -dicke nähert sich dem vom Rundleiter an.

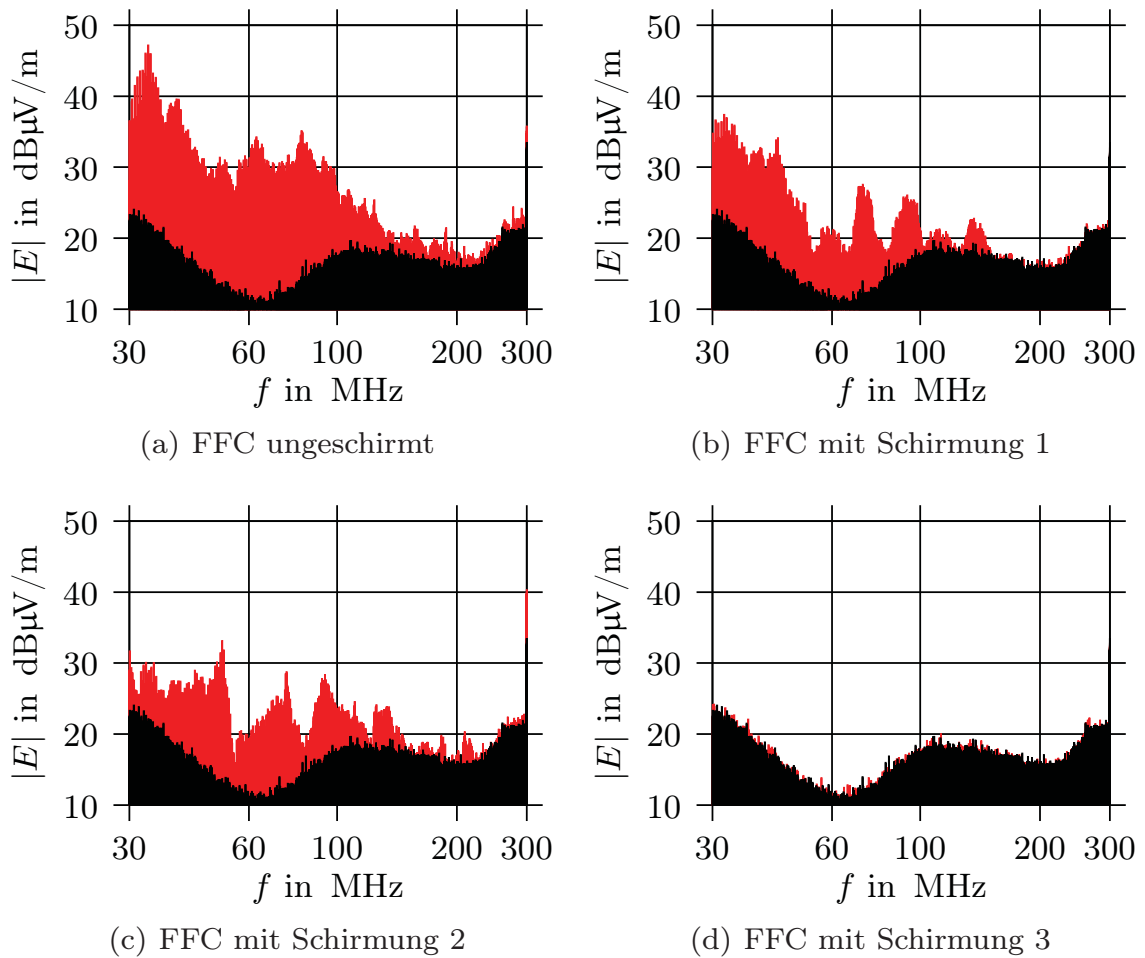


Abb. 4.16: Gemessene Störemission für FFCs mit verschiedenen Schirmungskonzepten (**Störemission: rot**, **Grundrauschen: schwarz**).

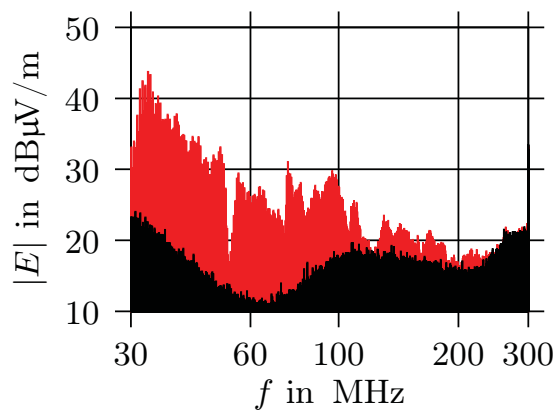


Abb. 4.17: Gemessene Störemission für eine UTP-Leitung.

## 5 Datenübertragung über Sternviererkabel

Wegen der herausragenden Hochfrequenz-Eigenschaften und flexiblen Einsatzmöglichkeiten ist das Sternviererkabel für die hochbitratige Datenübertragung gut geeignet [58]. In diesem Kapitel wird ein geschirmtes Sternviererkabel charakterisiert und mit einem physikalisch konsistenten Leitungsmodell nachgebildet. Die Leitung wird anschließend in einer Gbit/s-Übertragungsstrecke eingesetzt, um die maximale Datenrate als Funktion der Leitungslänge zu ermitteln.

### 5.1 Geschirmtes Sternviererkabel

Herkömmliche Leitungskonzepte für die differenzielle Signalübertragung basieren auf geschirmten oder ungeschirmten verdrehten Aderpaaren. Während das Übersprechen benachbarter differenzieller Paare in der Regel durch Verdrehung oder Schirmung der Einzelpaare reduziert ist, wird beim Sternviererkabel ein anderer Ansatz verfolgt: Hier werden vier Adern zweier differenzieller Leitungen in einer verdrehten Sternvierer-Konfiguration angeordnet (Abb. 5.1).

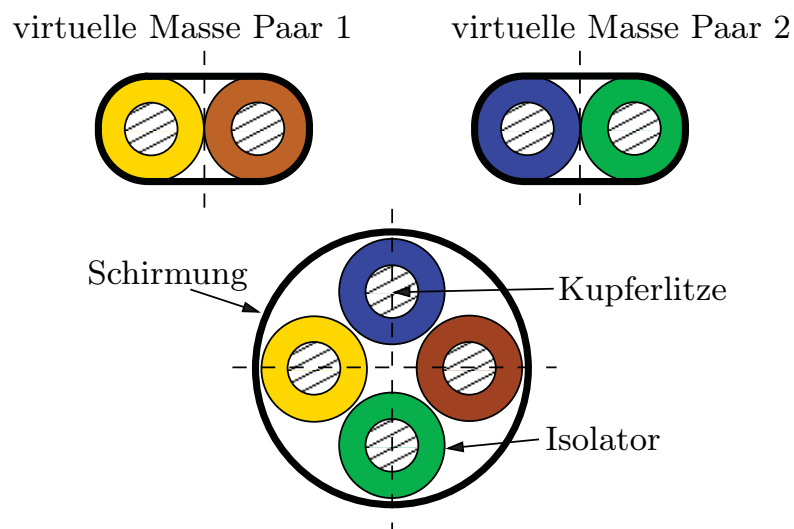


Abb. 5.1: Das Konzept der virtuellen Masse beim Sternviererkabel.

Betrachtet man ein differenzielles Leitungspaar, dann liegen die Adern des benachbarten Paares in der virtuellen Masseebene des ersten Paares. Das Übersprechen zwischen den differenziellen Paaren ist somit minimal.

In diesem Abschnitt wird ein Sternviererkabel der Firma Leoni [59] untersucht, dessen Signalleiter aus vier verzinnten mit Polypropylen isolierten Kupferlitzen bestehen (Abb. 5.2). Die Adern sind mit einer Geflecht- und einer Folienschirmung umschlossen und mit einer äußeren PVC-Schicht ummantelt.



Abb. 5.2: Sternviererkabel mit Geflecht- und Folienschirmung.

Je nach Anwendung können die vier Signalleiter entweder für zwei differenzielle Übertragungskanäle oder für einen differenziellen Übertragungskanal und die Stromversorgung verwendet werden.

Nachfolgend werden die wichtigsten Leitungseigenschaften bestimmt: Leitungsdämpfung, Nah-Nebensprechen und Modenkonzersion.

### 5.1.1 Leitungseigenschaften

#### Leitungsdämpfung

Wegen des Skin- und Proximityeffekts sowie der dielektrischen Verluste hat das Sternviererkabel Tiefpass-Eigenschaften; Abb. 5.3 zeigt die Leitungsdämpfung. Zwar ist die Dämpfung des Sternviererkabels im Vergleich zu den geschirmten Flachkabeln aus Kapitel 4 (Abb. 4.14) geringfügig höher (0.3 dB/m), da die Oberfläche der flachen Signalleiter im Vergleich zum Rundleiter größer ist (Skin-effekt), durch die Rundleiter wird das Sternviererkabel jedoch deutlich flexibler.

#### Nah-Nebensprechen

Das Nah-Nebensprechen eines differenziellen Paares zum benachbarten differenziellen Paar wurde am gleichen Leitungsende gemessen und mit der Referenzkurve für Cat6-Leitungen verglichen (Abb. 5.4). Die gemessenen Werte liegen

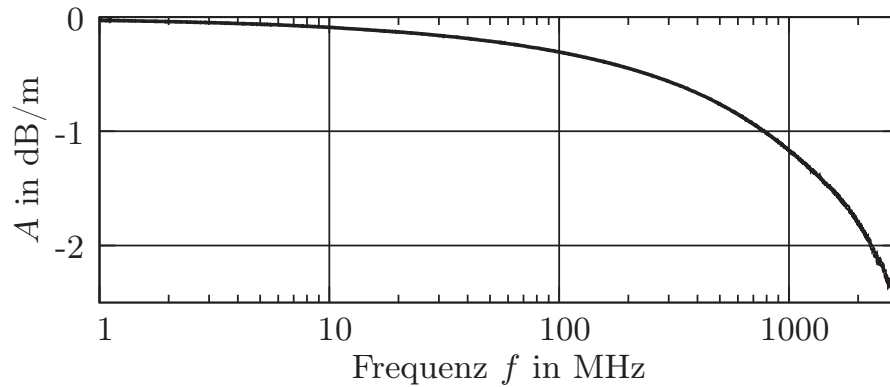


Abb. 5.3: Gemessene Leitungsdämpfung.

deutlich unter den Cat6-Grenzwerten und sind mit weniger als  $-22$  dB erwartungsgemäß niedrig.

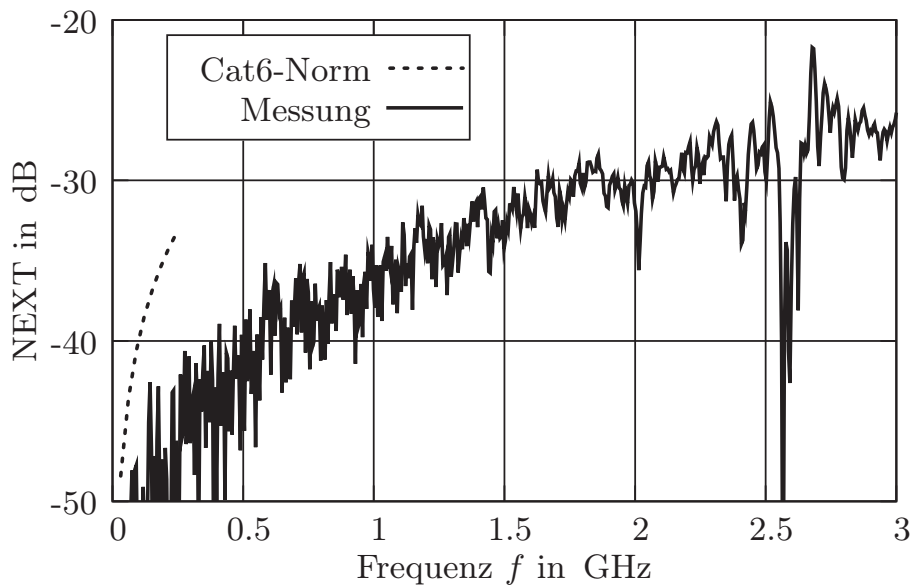


Abb. 5.4: Gemessenes Nah-Nebensprechen zwischen den differenziellen Paaren (Leitungslänge: 7.2 m).

### Modenkonversion

Die Symmetrie des Sternviererkabels kann mittels Modenkonversion bewertet werden. Abb. 5.5 zeigt den gemessenen Transmissionskoeffizienten  $|S_{CD21}|$  eines



differenziellen Paares vom Odd-Mode in den Even-Mode. Mit einem Maximalwert von  $-25$  dB weist das Sternviererkabel eine gute Symmetrie auf.

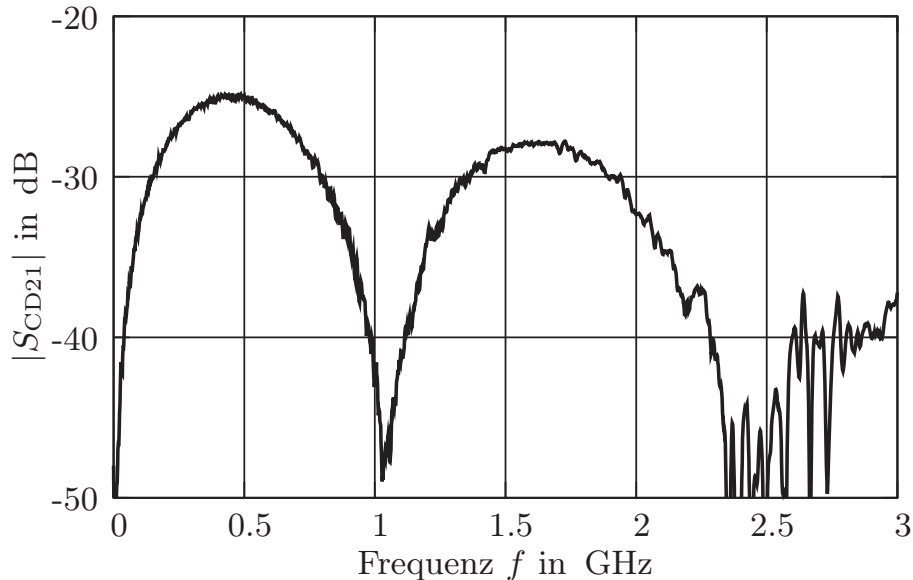


Abb. 5.5: Gemessene Modenkonzersion (Odd-Mode in den Even-Mode) eines differenziellen Paares (Leitungslänge: 7.2 m).

### 5.1.2 Leitungsmodell

Um den Einfluss des Sternviererkabels (Dämpfung, Dispersion) auf die zu übertragenen Digitalsignale zu simulieren, ist ein akkurates Leitungsmodell notwendig.

In herkömmlichen analytischen Leitungsmodellen werden dielektrische Verluste als konstant über der Frequenz angenommen; dies führt jedoch zu nicht kausalen Ergebnissen [54]. Djordjevic und andere [60] haben ein physikalisch konsistentes Modell zur Beschreibung dielektrischer Verluste vorgestellt, das auf der Debye-Relaxation basiert, und erfolgreich von Hall und anderen [61] für kurze Leitungen auf FR4-Leiterplatten angewandt wurde. Das Modell erfüllt sowohl für die ohmschen als auch für die dielektrischen Verluste das Hilbert-Theorem, das unter anderem besagt: In einem kausalen System muss sich bei einer Änderung des Realteils der Übertragungsfunktion auch der Imaginärteil mit der Frequenz ändern.

In dieser Arbeit wurde das grundsätzliche Modell von Djordjevic für den Übergangsbereich von Gleichstrom- zu Skinneffektverlusten erweitert und für das komplexere Sternviererkabel angepasst. Es wird angenommen, dass sich die Wellen

im Sternviererkabel in der Quasi-TEM-Mode ausbreiten.

Das niedrige Übersprechen und die geringe Modenkonversion erlauben es, sowohl die beiden differentiellen Adernpaare als auch den Odd- und den Even-Mode eines differentiellen Paares getrennt zu betrachten. Das differentielle Ersatzschaltbild eines Adernpaares kann mit dieser Näherung auf das Leitungsmodell für eine unsymmetrische Leitung reduziert werden.

### Differentielles Ersatzschaltbild

Für ein infinitesimal kurzes Leitungsstück zeigt Abb. 5.6 das Ersatzschaltbild mit den frequenzabhängigen Längsbelägen  $R'(\omega)$ ,  $L'(\omega)$  und Querbelägen  $G'(\omega)$  und  $C'(\omega)$  (mit Kreisfrequenz  $\omega = 2\pi f$ ).

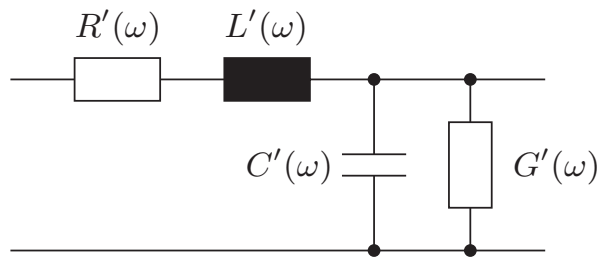


Abb. 5.6: Differentielles Ersatzschaltbild eines Adernpaares für ein infinitesimal kurzes Leitungsstück.

Aus der Leitungstheorie folgt für die Leitungsimpedanz:

$$Z_{\text{diff}}(\omega) = 2 \cdot Z_{\text{odd}}(\omega) = \sqrt{\frac{R'(\omega) + j\omega L'(\omega)}{G'(\omega) + j\omega C'(\omega)}}. \quad (5.1)$$

Für den Ausbreitungskoeffizienten gilt:

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \sqrt{[R'(\omega) + j\omega L'(\omega)][G'(\omega) + j\omega C'(\omega)]}. \quad (5.2)$$

Die Übertragungsfunktion der Leitung ist der Quotient aus den komplexen Spannungen am Leitungsende und am Leitungsanfang. Sie lautet für eine mit dem Wellenwiderstand abgeschlossene Leitung:

$$H(\omega) = e^{-\gamma(\omega) \cdot l} \quad (5.3)$$

Im Folgenden werden die analytischen Gleichungen für die Leitungsbeläge vorgestellt und erläutert.

### Längsbeläge

Der **Widerstandsbelag** setzt sich aus einem frequenzunabhängigen Anteil  $R'_{DC}$  für den Gleichstromwiderstand und einem frequenzabhängigen Anteil  $R'_{AC}(\omega)$  für den Skin- und den Proximityeffekt zusammen. Um den Übergang von den Gleichstrom- zu den voll entwickelten Skineffektverlusten exakt zu beschreiben, wäre die rechenintensive Lösung der Besselfunktion für jede Frequenz notwendig. Eine effizientere Methode ist die Verwendung einer hinreichend genauen Näherung. Abb. 5.7 zeigt eine Messung des Transmissionskoeffizienten und zwei Simulationen mit unterschiedlichen Näherungen für den Widerstandsbelag.

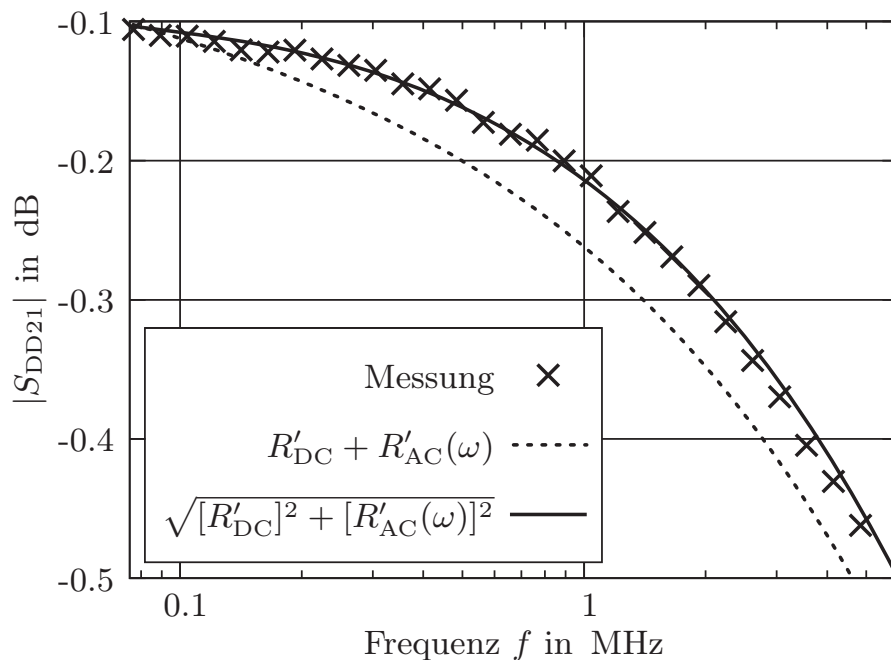


Abb. 5.7: Modellierung des Widerstandsbelags von den Quasi-Gleichstrom- zu den voll entwickelten Skineffektverlusten.

Die Näherung

$$R'(\omega) = \sqrt{[R'_{DC}]^2 + [R'_{AC}(\omega)]^2} \quad (5.4)$$

stimmt besser mit der Messung überein und wird im Weiteren verwendet [54]. Gleichung 5.4 betont gegenüber dem Ausdruck  $R'_{DC} + R'_{AC}(\omega)$  den größeren Anteil:  $R'_{DC}$  für niedrige und  $R'_{AC}(\omega)$  für höhere Frequenzen. Der Skin- und der

Proximityeffekt werden mit dem komplexen Ausdruck

$$\begin{aligned}
 R'_{AC}(\omega) &= (1 + j) \frac{R'_s(\omega_r)}{\sqrt{\omega_r}} \cdot \sqrt{\omega} \\
 &= \underbrace{\frac{R'_s(\omega_r)}{\sqrt{\omega_r}} \cdot \sqrt{\omega}}_{\text{ohmscher Widerstand}} + j\omega \cdot \underbrace{\frac{R'_s(\omega_r)}{\sqrt{\omega_r}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\omega}}}_{\text{innere Induktivität}}
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

nachgebildet. Während der Anteil ohmscher Widerstand auf Grund der Stromverdrängung mit  $\sqrt{\omega}$  ansteigt, verringert sich der Anteil der **inneren Induktivität** – hervorgerufen durch die Ströme innerhalb des Kupferleiters – mit  $1/\sqrt{\omega}$ . Die Proportionalitätskonstante  $R'_s(\omega_r)/\sqrt{\omega_r}$  ist durch die Geometrie der Leitung bestimmt.

Die frequenzunabhängige **äußere Induktivität**  $L'_a$  entsteht durch Ströme auf der Leiteroberfläche, die ein magnetisches Feld außerhalb des Leiters erzeugen. Sie wird im Ersatzschaltbild (Abb. 5.6) durch  $L'$  repräsentiert.

### Querbeläge

Sowohl die effektive Dielektrizitätszahl als auch die dielektrischen Verluste werden frequenzabhängig betrachtet und mit der Debye-Relaxation beschrieben [60]:

$$\varepsilon_{r,\text{eff}}(\omega) = \varepsilon'_\infty + \frac{1}{\ln 10} \cdot \frac{\Delta\varepsilon'}{m_2 - m_1} \cdot \ln \frac{\omega_2 + j\omega}{\omega_1 + j\omega} \tag{5.6}$$

$$= \varepsilon'_{r,\text{eff}}(\omega) - j\varepsilon''_{r,\text{eff}}(\omega). \tag{5.7}$$

In Gl. (5.6) sinkt der Realteil der effektiven Dielektrizitätszahl vom Anfangswert bei  $\omega_1 = 10^{m_1} \text{ 1/s}$  mit  $\Delta\varepsilon'_{r,\text{eff}}/(m_2 - m_1)$  pro Dekade bis er den Endwert  $\varepsilon'_\infty$  bei  $\omega_2 = 10^{m_2} \text{ 1/s}$  erreicht (hier:  $m_1 = 0$  und  $m_2 = 14$ ).

Für den **Kapazitätsbelag** und den **Leitwertbelag** gilt [62]:

$$C'(\omega) = \varepsilon'_{r,\text{eff}}(\omega) \cdot C'_0, \tag{5.8}$$

$$G'(\omega) = \frac{\varepsilon''_{r,\text{eff}}(\omega)}{\varepsilon'_{r,\text{eff}}(\omega)} \omega C'(\omega). \tag{5.9}$$

### Bestimmung der Modellparameter

Die sechs frequenzunabhängigen Modellparameter wurden durch Vergleich von gemessenen und simulierten Transmissionskoeffizienten und Phasengeschwindigkeiten mit Hilfe eines Gradientenoptimierers in ADS [40] bestimmt. Der Optimierer wurde mit physikalisch sinnvollen Anfangswerten gestartet und hatte in

der Regel nach 30 Iterationen das globale Minimum der Fehlerfunktion – die Differenz zwischen gemessenen und simulierten Werten – erreicht. Die optimierten Modellparameter sind in Tabelle 5.1 aufgelistet [63, 64].

Sie sind physikalisch sinnvoll, da sie dicht an Näherungswerten liegen, die sich aus typischen Leitungskennwerten für Phasengeschwindigkeit, differenzielle Impedanz etc. ergeben. Bei der Verifikation der Parameter ist zu beachten, dass die komplexe Dielektrizitätskonstante die Dielektrika Polypropylen und Luft beinhaltet.

### Leitungsimpedanz

Mit den optimierten Modellparametern wurden der Real- und der Imaginärteil der differentiellen Leitungsimpedanz simuliert (Abb. 5.8). Wie erwartet wird die differentielle Leitungsimpedanz für höhere Frequenzen (ab ca. 1 GHz) reell und beträgt  $Z_{\text{diff}} = 101 \Omega$ . Dieses Ergebnis stimmt mit Impedanzmessungen (TDR-Messverfahren) in etwa überein, die  $103 \Omega$  ergaben.

Modellparameter	optimierter Zahlenwert
$R'_{DC}$	322 m $\Omega$ /m
$R'_s(\omega_r)/\sqrt{\omega_r}$	$247 \cdot 10^{-6} \Omega \sqrt{s}/\text{m}$
$L'_a$	487 nH/m
$\Delta\varepsilon'$	0.09
$\varepsilon'_\infty$	2.14
$C'_0$	22.1 pF/m

Tabelle 5.1: Optimierte Modellparameter für das Sternviererkabel.

### 5.1.3 Modellverifikation

Im Folgenden wird das Leitungsmodell mit den optimierten Parametern zunächst im Frequenzbereich (Transmissionskoeffizient und Phasengeschwindigkeit) und anschließend im Zeitbereich (Sprungantwort) mit Messungen verglichen.

#### Transmissionskoeffizient

Der gemessene und der simulierte Transmissionskoeffizient sind nahezu deckungsgleich (Abb. 5.9). Zusätzlich wurde das Leitungsmodell ohne dielektrische Verluste simuliert (nur Skineffekt), um den Einfluss der ohmschen- und der dielektri-

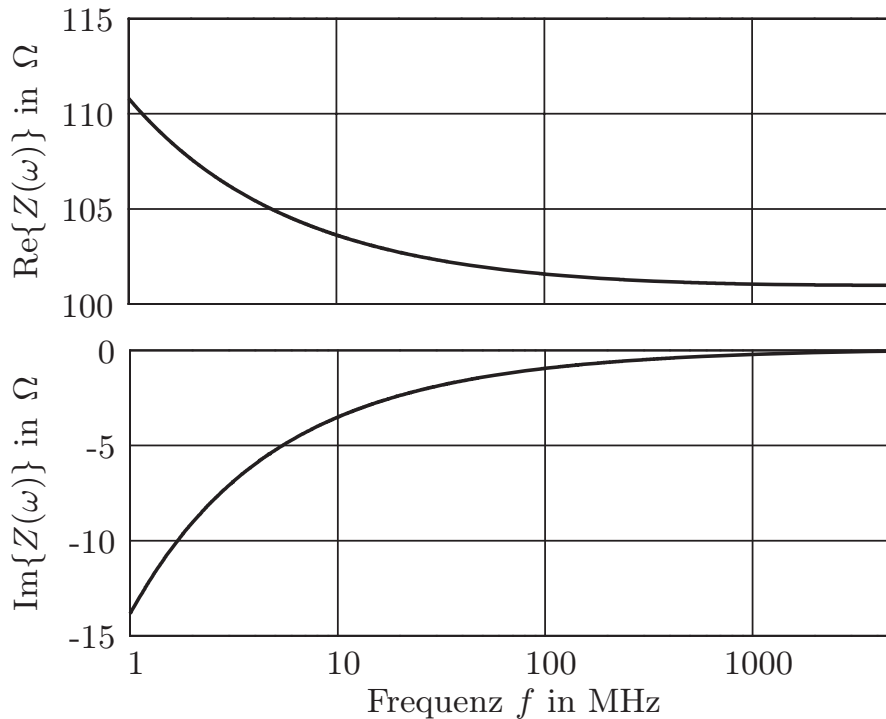


Abb. 5.8: Simulierte differentielle Leitungsimpedanz für das Sternviererkabel.

schen Anteile auf das Tiefpassverhalten zu ermitteln. Die dielektrischen Verluste sind kleiner als die ohmschen Verluste und treten erst ab 100 MHz auf.

### Phasengeschwindigkeit

Die Phasengeschwindigkeit kann aus der Phase  $\varphi(\omega)$  des Transmissionskoeffizienten und der Leitungslänge  $l$  wie folgt bestimmt werden:

$$v_{\text{ph}}(\omega) = \frac{\omega}{\beta(\omega)} = -\frac{\omega \cdot l}{\varphi(\omega)}. \quad (5.10)$$

Als Folge einer kleiner werdenden inneren Induktivität steigt die Phasengeschwindigkeit mit der Frequenz bis zum voll entwickelten Skin Effekt bei ca. 1 GHz (Abb. 5.10). Die gemessene und die simulierte Phasengeschwindigkeit stimmen gut überein.

### Sprungantwort

Eine geringe Abweichung zwischen Messung und Simulation im Frequenzbereich ist noch nicht hinreichend für eine gute Übereinstimmung im Zeitbereich. Es ist notwendig, dass die Kausalitätsbedingung für die Übertragungsfunktion des Sternviererkabels  $h(t)$  im Zeitbereich erfüllt ist:

$$h(t) = 0 \quad \text{für } t < 0. \quad (5.11)$$

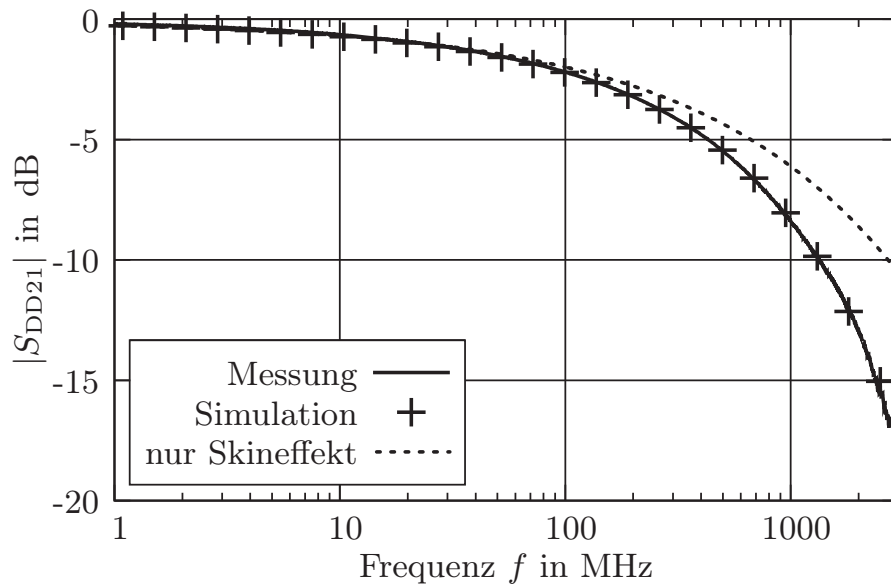


Abb. 5.9: Gemessener und simulierter Transmissionskoeffizient (Leitungslänge: 7.2 m).

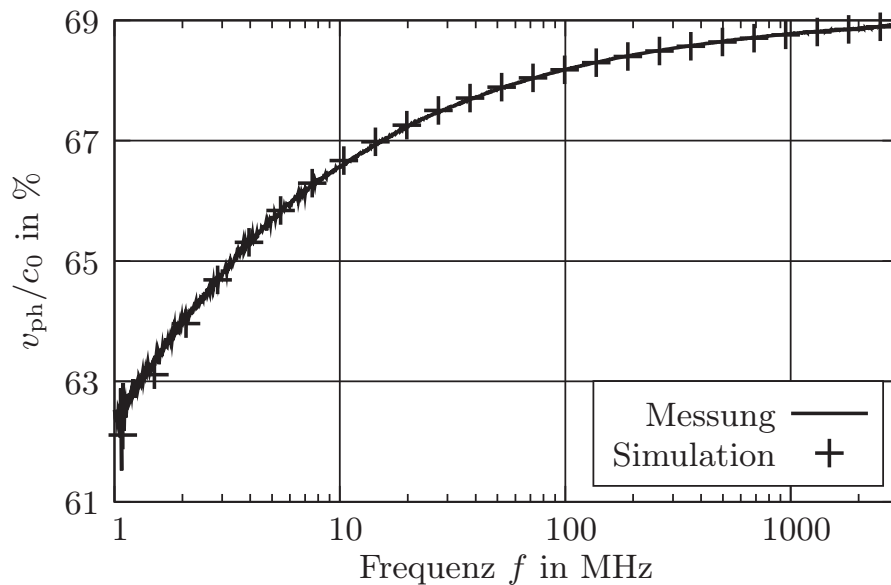


Abb. 5.10: Gemessene und simulierte Phasengeschwindigkeit (Leitungslänge: 7.2 m).

Die Kausalität des Leitungsmodells kann simulatorisch nachgewiesen werden, indem die Sprungantwort mittels inverser Fouriertransformation bestimmt und

Gl. (5.11) graphisch verifiziert wird.

Experimentell kann die Sprungantwort des Sternviererkabels mit dem differentiellen TDT-Messverfahren (*Time-Domain-Transmission*) bestimmt werden.<sup>1</sup> Sowohl in der Messung als auch in der Simulation beträgt die Anstiegszeit des Eingangssprungs 17 ps, was einer Bandbreite von

$$\text{Bandbreite} \approx \frac{0.35}{\text{Anstiegszeit}} \approx 20 \text{ GHz} \quad (5.12)$$

entspricht [54].

Abb. 5.11 zeigt einen Ausschnitt (0 bis 1.5 ns) der gemessenen und simulierten Sprungantworten. Zusätzlich zum hier angepassten Modell (neues Modell) wurde die Sprungantwort für das herkömmliche Leitungsmodell mit den frequenzunabhängigen dielektrischen Verlusten (altes Modell) sowie für die reinen Skineffektverluste (nur Skineffekt) berechnet.

Wegen der schnelleren Ausbreitung sowie der deutlich stärkeren Dämpfung hoher Frequenzanteile wird die Sprunganstiegszeit (gemessen von 10% bis 90% des Endwertes) vergrößert und beträgt am Leitungsende ca. 4 ns (siehe Abb. 5.13). Während die Sprungantwort vom alten Modell schon vor dem eigentlichen Eintreffen des Sprungs beginnt (nicht kausal), ist die des neuen Modells kausal und stimmt sehr gut mit der Messung überein. Der Unterschied zwischen der Messung einerseits und der Simulation mit dem Modell nur Skineffekt andererseits zeigt die Bedeutung der dielektrischen Verluste an der Anstiegszeit-Vergrößerung.

Mit zunehmenden dielektrischen Verlusten wird der Unterschied zwischen dem nicht kausalen und dem kausalen Modell noch gravierender. Abb. 5.12 zeigt zwei Simulationsreihen, bei denen die dielektrischen Verluste – ausgehend vom Niveau des Sternviererkabel – schrittweise erhöht wurden. Während das alte Modell unbrauchbare Ergebnisse liefert, bleiben die Simulationen mit dem neuen Modell physikalisch konsistent.

Ein größerer Ausschnitt (0 bis 30 ns) der gemessenen und simulierten (neues Modell) Sprungantwort ist in Abb. 5.13 dargestellt. Messung und Simulation sind auch über den größeren Zeitbereich deckungsgleich und zeigen den langsamen Anstieg der Sprungantwort.

Das in dieser Arbeit angepasste Modell für das Sternviererkabel ist längenskalierbar und kann direkt in Schaltungssimulatoren implementiert werden.

<sup>1</sup>Analog zum TDR-Verfahren, das auf Seite 50 beschrieben ist, wird beim TDT-Verfahren die Transmission gemessen.



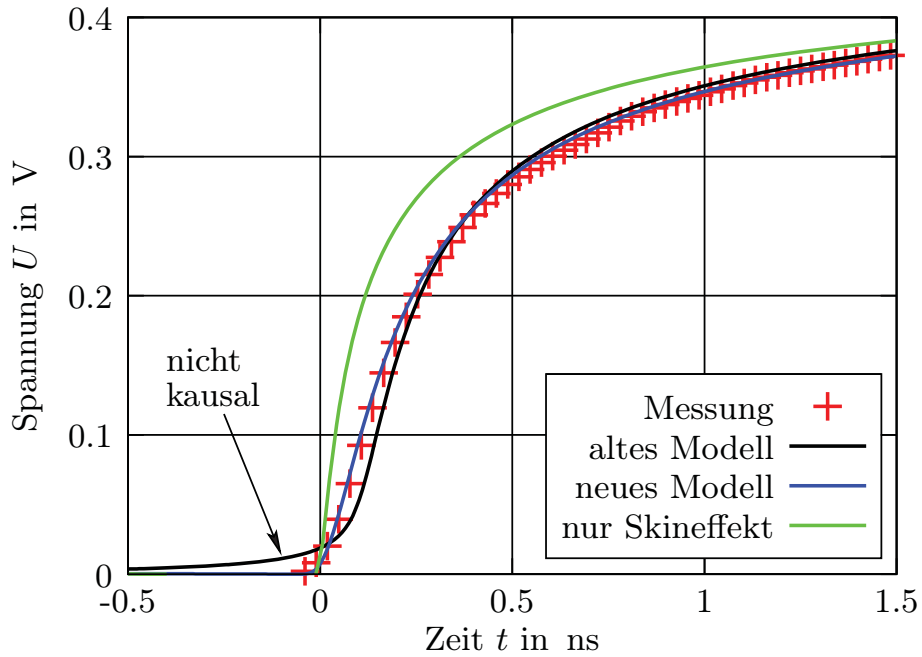


Abb. 5.11: Gemessene und simulierte Sprungantworten (Leitungslänge: 7.2 m).

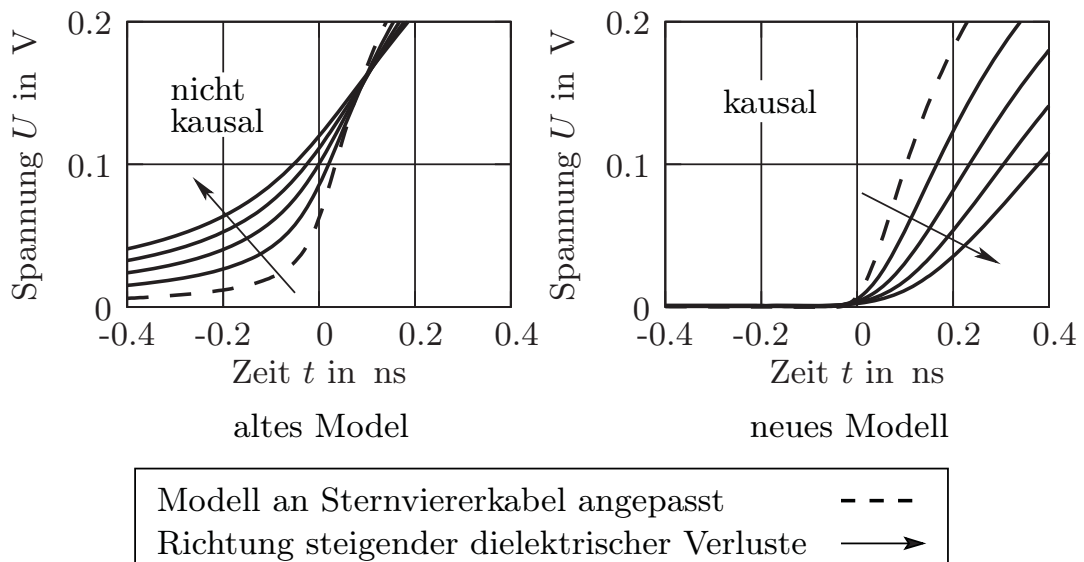


Abb. 5.12: Ausschnitt der simulierten Sprungantworten für das nicht kausale (altes Modell) und das kausale Modell (neues Modell).

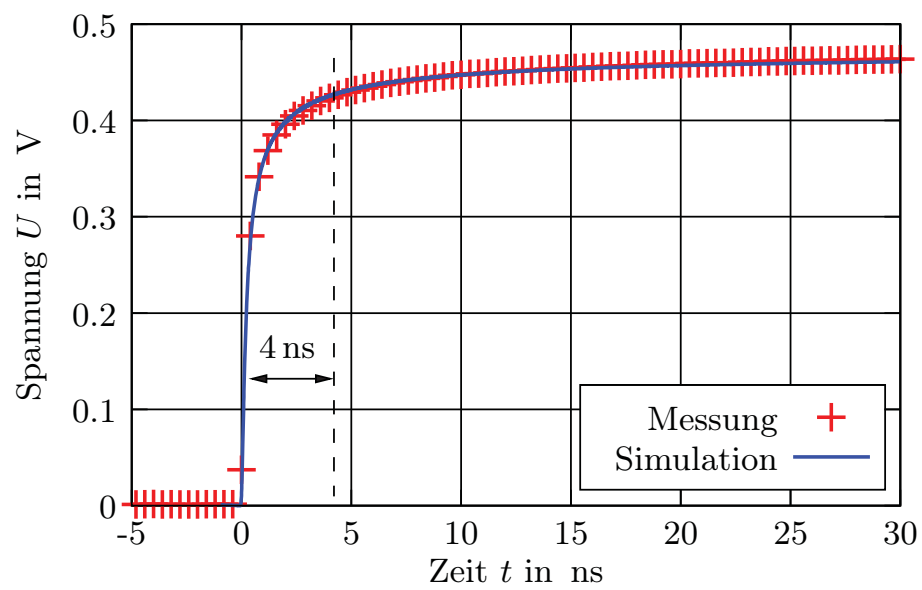


Abb. 5.13: Gemessene und simulierte (neues Modell) Sprungantwort (Leitungslänge: 7.2 m).

## 5.2 Hochbitratige Videoverbindung

Im Folgenden wird das Sternviererkabel in einer seriellen digitalen Videoverbindung – als Beispiel für eine Hochgeschwindigkeits-Datenübertragungstrecke – eingesetzt. In einer Punkt-zu-Punkt-Verbindung werden Daten von einer Videoquelle zu einem neuartigen Display mit Datenraten bis zu 1.5 Gbit/s übertragen.

Zunächst wird das Serialisierer/Deserialisierer-Konzept der Übertragungstrecke beschrieben. Anschließend werden die einzelnen Komponenten der Bitübertragungsschicht charakterisiert und modelliert. Schließlich werden die Grenzen der gesamten Übertragungstrecke in Abhängigkeit von der Datenrate und der Leitungslänge messtechnisch und simulatorisch bestimmt.

In einer vorhergehenden Untersuchung haben Brandl und andere [65] die Signalintegrität einer LVDS-Serialisierer/Deserialisierer-Videoverbindung bis 420 Mbit/s pro differenziellem Kanal untersucht. Augendiagramm-Messungen an einer LVDS-Bildschirmschnittstelle wurden von Goldie [66] bis zu einer Datenrate von 780 Mbit/s vorgestellt. Ahn und andere [67] haben Vollwellen- und Transienten-Simulationen gekoppelter Mikrostreifenleitungen für LVDS-Anwendungen durchgeführt.

### 5.2.1 Serialisierer/Deserialisierer-Konzept

Aktuelle Bussysteme wie IDB1394, MOST, Ethernet etc. sind zum Zeitpunkt der Untersuchungen nicht mit einer Datenrate von 1.5 Gbit/s für den Einsatz im Pkw verfügbar. Aus diesem Grund wird statt eines Bussystems eine Datenverbindung mit einem Serialisierer/Deserialisierer-Konzept eingesetzt, das in Abb. 5.14 schematisch dargestellt ist.

Grundsätzlich bündelt der Serialisierer einen parallelen Datenstrom ( $D_{in}$ ) zu einem seriellen differenziellen Datenstrom mit höherer Datenrate (24:1-Multiplexer), während der Deserialisierer wieder den seriellen in den parallelen Datenstrom ( $R_{out}$ ) umwandelt. Dies hat den Vorteil, dass die Anzahl der Signalleitungen und Steckerstifte im Vergleich zum parallelen Bus reduziert werden kann – zu Lasten einer höheren Datenrate.

In dieser Arbeit wurde der Chipsatz DS90UR241/124 [68] von *National Semiconductor* untersucht, dessen Merkmale nachfolgend beschrieben werden.

### Gleichstrom-Entkopplung

Sende- und Empfangssteuergert können im Fahrzeug insbesondere bei langen Leitungsverbindungen einen beträchtlichen Potenzialunterschied zwischen ihren Gehäusemassen aufweisen. Um die Datenübertragung durch den Masseversatz

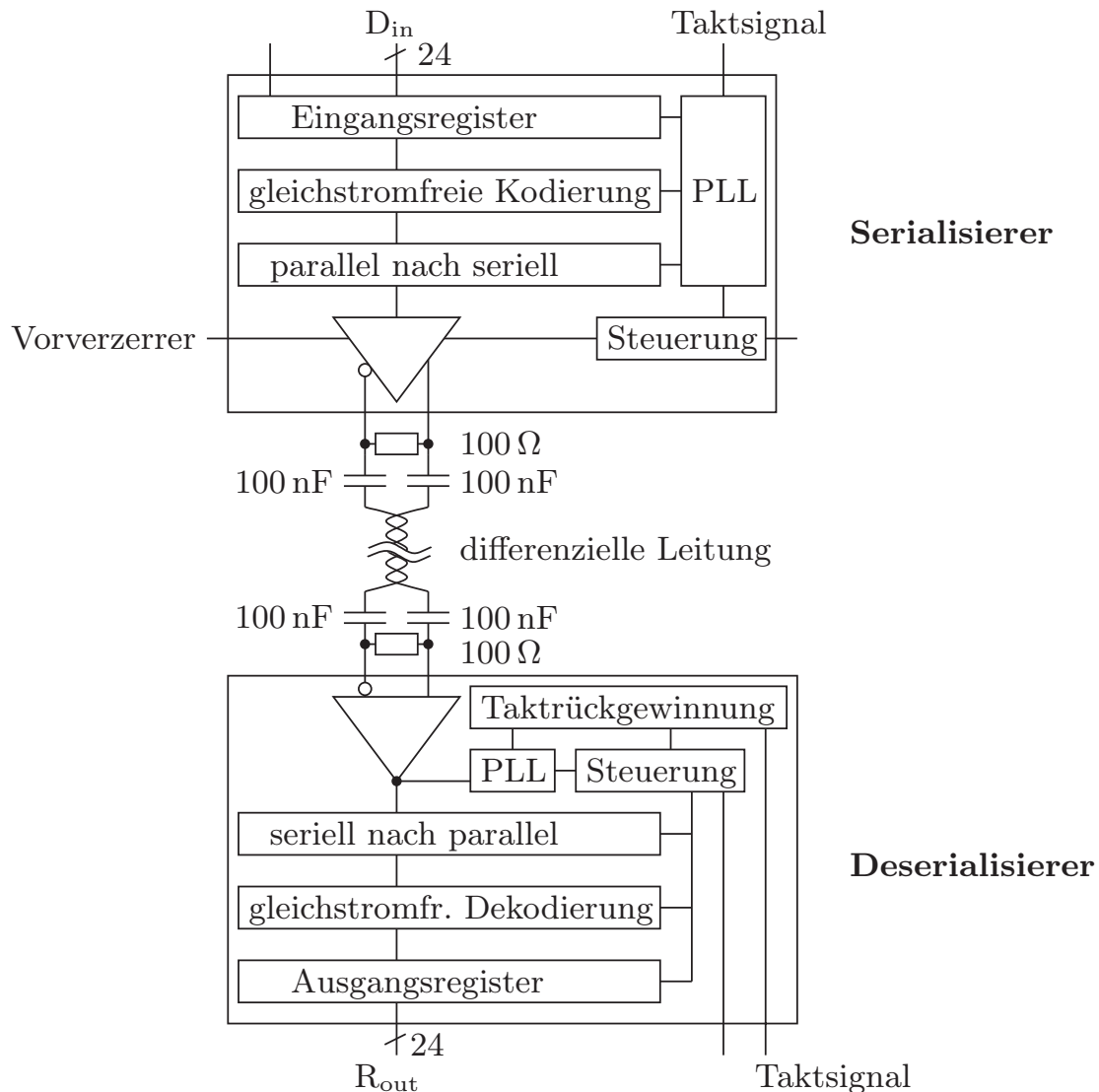


Abb. 5.14: Serialisierer/Deserialisierer-Konzept.

nicht zu beeinträchtigen, werden die Potenziale des Senders und des Empfängers über in Serie geschaltete Koppelkondensatoren gleichstrommäßig entkoppelt. Diese AC-Kopplung erfordert einen gleichstromfreien Leitungscode, der im Serialisierer erzeugt und im Deserialisierer dekodiert wird. Zusätzlich schützen die sender- und empfangsseitigen Koppelkondensatoren den differenziellen Ein- und Ausgang vor Kurzschluss gegenüber Masse und der Betriebsspannung.

### Eingebettetes Taktsignal

Das Taktsignal des parallelen Bus wird als Startbit und Stoppbit in den seriellen Datenstrom eingebettet. Auf diese Weise kann eine zusätzliche differenzielle Taktleitung eingespart werden und ungewollte Verzögerungszeiten zwischen Datensignalen und Taktsignal können so vermieden werden. Der Deserialisierer gewinnt dann aus dem empfangenen Datenstrom den parallelen Bustakt zurück.

### Regelbare Vorverzerrung

Tiefpass- und Dispersionseigenschaften des Sternviererkabels können besonders bei großen Leitungslängen zu Intersymbolinterferenz und im ungünstigsten Fall zu einem Abbruch der Datenverbindung führen.

Mit der Vorverzerrung wird dem entgegengewirkt: Der Treiberstrom wird bei der Vorverzerrung bei jedem Bitzustandswechsel (hohe Frequenzanteile) für die Länge einer Bitdauer (1-Bit-Vorverzerrung) verstärkt, wobei die Größe der Signalverstärkung über einen regelbaren Widerstand einstellbar ist.

### 5.2.2 LVDS-Bitübertragungsschicht

Während der parallele Bus mit der unsymmetrischen LVCMOS-Schnittstelle arbeitet, ist die serielle hochbitratige Übertragungsstrecke, die im Folgenden detailliert untersucht wird, mit dem LVDS-Standard (engl. *Low Voltage Differential Signaling*) realisiert.

Diese standardisierte Schnittstelle (ANSI-/TIA-/EIA-644A [69, 70]) legt die Spannungspegel und die Terminierung fest. Abb. 5.15 zeigt die Spannungsamplituden typischer unsymmetrischer und symmetrischer Logikfamilien [71].

Die unsymmetrischen 5 V-Schnittstellen CMOS, TTL und ihre 3.3 V-Varianten haben eine deutlich größere Spannungsamplitude und damit ein sehr viel höheres Störemissionsrisiko als die symmetrischen Schnittstellen LVDS und CML (engl. *current mode logic*). Das schematische Grundprinzip einer LVDS-Übertragungsstrecke wird in Abb. 5.16 gezeigt. Eine 3.5 mA-Stromquelle wird von vier Transistoren jeweils diagonal geschaltet, so dass der Strom durch einen 100  $\Omega$ -Terminierungswiderstand je nach Schaltrichtung eine Spannung von  $U_{\text{diff}} = +350 \text{ mV}$  beziehungsweise  $U_{\text{diff}} = -350 \text{ mV}$  verursacht. Werden die Verluste durch die Umladung parasitärer Transistorkapazitäten vernachlässigt, beträgt die permanente Leistungsaufnahme nur ca. 1 mW.

Gegenüber LVDS hat die CML-Schaltungstechnik, die auf Seite 76 in Abb. 5.17 gezeigt ist, mit ca. 6 mW eine höhere Leistungsaufnahme. Allerdings kann LVDS nur bis Datenraten von ca. 3 Gbit/s eingesetzt werden, und die Leitungsterminierung ist hier nicht im IC integriert. Da diese Nachteile kei-

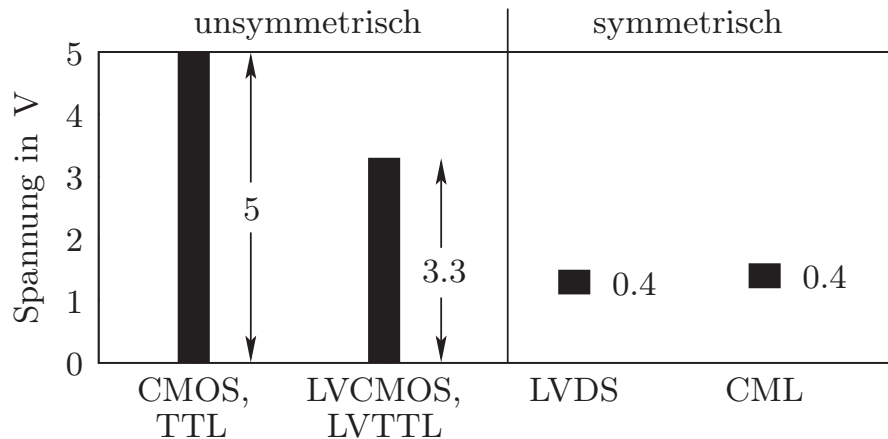


Abb. 5.15: Spannungsamplitude unsymmetrischer und symmetrischer Schnittstellen-Standards.

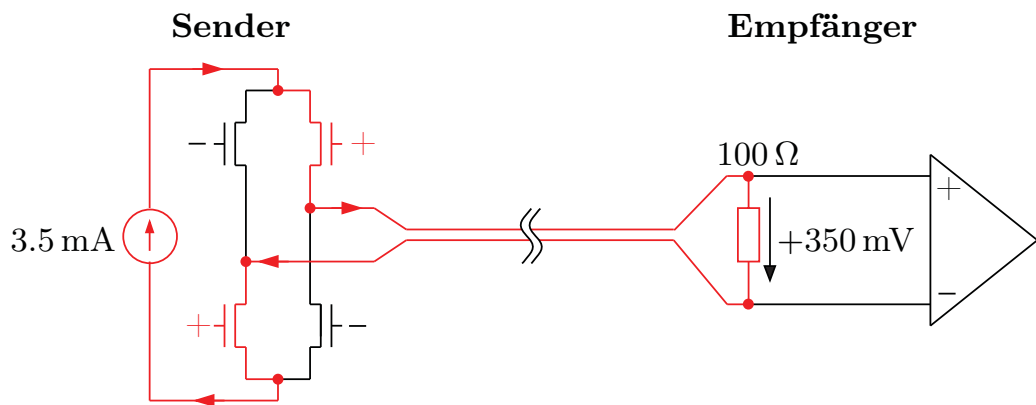


Abb. 5.16: Schematisches Schaltbild der LVDS-Übertragungsstrecke.

ne Einschränkungen für unsere Untersuchung sind, wird im weitem die LVDS-Schaltungstechnik betrachtet.

Abb. 5.18 zeigt die Übersicht einer realen LVDS-Bitübertragungsschicht, die aus folgenden Komponenten besteht:

- Sendetreiber und Empfänger,
- Sternviererkabel,
- gekoppelte Mikrostreifenleitung auf Leiterplatten,
- Terminierung und Koppelkondensatoren,
- Leiterplatten-Steckverbinder und Kabel-Steckverbinder.

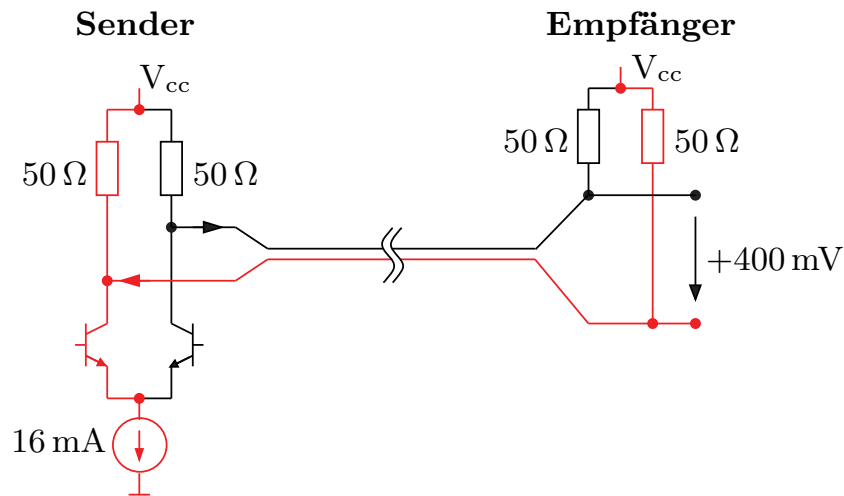


Abb. 5.17: Schematisches Schaltbild der CML-Übertragungsstrecke.

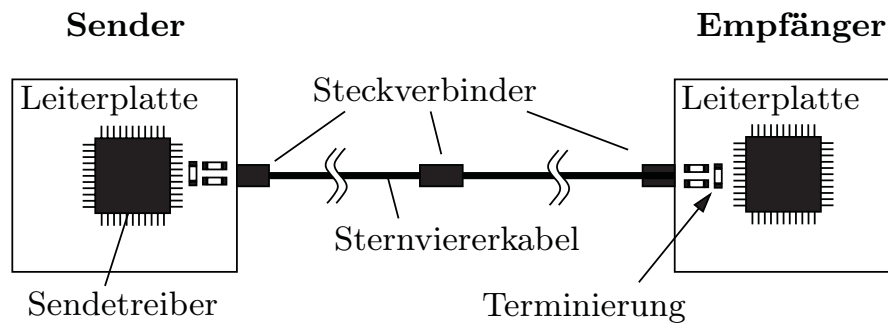


Abb. 5.18: LVDS-Bitübertragungsschicht.

Die digitalen Signale können auf ihrem Weg vom Sendetreiber zum Empfänger unbeabsichtigt reflektiert, gedämpft, verzerrt, modenkonvertiert und durch Übersprechen und andere Interferenzen deformiert werden. Unter ungünstigen Umständen können Bitfehler zu Applikationsausfällen führen. Mit akkuraten Simulationsmodellen lassen sich die Signale am Empfänger und damit die Signalintegrität der Übertragungsstrecke vorhersagen. Dies ermöglicht den Entwurf eines zuverlässigen Systems in einer frühen Entwicklungsphase.

### 5.2.3 Sendetreiber, Empfänger und Terminierung

Die Steilheit der Signalfanken an den Ausgängen des Sendetreibers  $D_{out+}$  und  $D_{out-}$  gibt an, bis zu welcher Frequenz signifikante Oberwellen berücksichtigt werden müssen. Die bei diesem Sendetreiber gemessene Anstiegs- und Abfallzeit beträgt 200 ps; dies entspricht nach Johnson [54] einer Bandbreite von

$0.35/(2 \cdot 10^{-10} \text{ s}) = 1.75 \text{ GHz}$ . Die maximale Frequenz, mit der die Übertragungsstrecke in dieser Arbeit untersucht wurde, ist mit 3 GHz ausreichend hoch gewählt.

Bisher sind keine Simulationsmodelle verfügbar, die die Ausgänge des Sendetreibers inklusive der Vorverzerrung nachbilden. Deshalb wurde ein Modell im Schaltungssimulator ADS [40] entwickelt, das durch die Serienschaltung von drei bereits verfügbaren Pulsquellen-Modellen und eines  $100 \Omega$ -Abschlusswiderstands entstanden ist (Abb. 5.19). Während eine Pulsquelle die korrekte Anstiegs-, Abfallzeit sowie die Spannungsamplitude und die Bitlänge wiedergibt, bilden die anderen beiden Pulsquellen die Vorverzerrung nach: Abhängig vom Bitmuster werden sie entweder gleichphasig (Vorverzerrung an) oder gegenphasig (Vorverzerrung aus) geschaltet.

Die empfangsseitige Terminierung und der Empfänger wurden mit einer Parallelschaltung aus einem Abschlusswiderstand ( $100 \Omega$ ) und einer  $4 \text{ pF}$ -Kapazität (Angabe aus Datenblatt), die die parasitären Kapazitäten der integrierten Schaltung und des Gehäuses repräsentiert, modelliert.

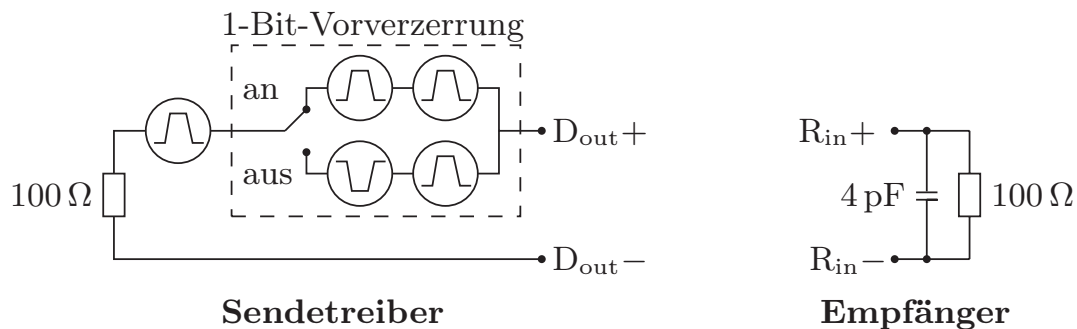


Abb. 5.19: Modelle für Sendetreiber und Empfänger.

### 5.2.4 Gekoppelte Mikrostreifenleitungen

Die LVDS-Signale werden von den Sendetreiber-Ausgängen zu einem Leiterplatten-Steckverbinder (und empfangsseitig vom Leiterplatten-Steckverbinder zu den Deserialisierer-Eingängen) über gekoppelte Mikrostreifenleitungen auf FR4-Leiterplatten übertragen. Eine Charakterisierung und Modellierung dieser gekoppelten Mikrostreifenleitungen ist zum einen wichtig, um ihren Einfluss auf die LVDS-Signale zu bestimmen, zum anderen wird dadurch ein späteres De-embedding der Steckverbinder ermöglicht (siehe Abschnitt 5.2.5).

Um die gekoppelten Mikrostreifenleitungen mit dem Netzwerkanalysator isoliert zu vermessen, wurde eine Leiterplatte mit SMA-Steckverbindern



entworfen (Abb. 5.20).

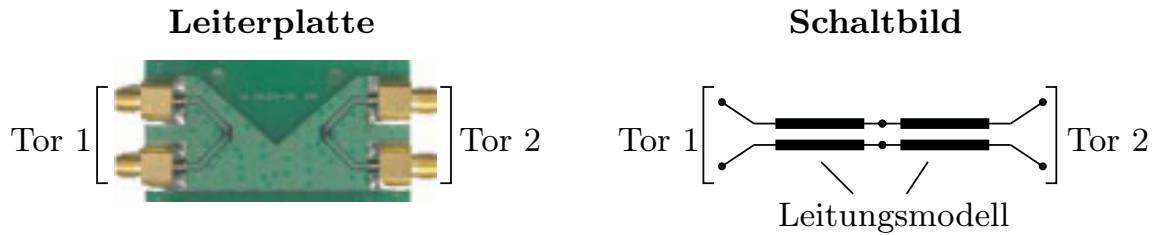


Abb. 5.20: Leiterplatte mit gekoppelten Mikrostreifenleitungen und Schaltbild.

Analog zum Sternviererkabel wurde das in Abschnitt 5.1.2 beschriebene Leitungsmodell für die gekoppelte Mikrostreifenleitung angepasst. Die optimierten Modellparameter sind in Tabelle 5.2 aufgelistet. Im Vergleich zum Sternviererkabel (Tabelle 5.1) sind die Skineffekt- und die dielektrischen Verluste hier deutlich größer.

Modellparameter	optimierter Zahlenwert
$R'_{DC}$	391 m $\Omega$ /m
$R'_s(\omega_r)/\sqrt{\omega_r}$	$379 \cdot 10^{-6} \Omega \sqrt{s}/m$
$L'_a$	847 nH/m
$\Delta\epsilon'$	1.00
$\epsilon'_\infty$	4.00
$C'_0$	17.3 pF/m

Tabelle 5.2: Extrahierte Modellparameter für die gekoppelten Mikrostreifenleitungen.

Abb. 5.21 und Abb. 5.22 zeigen jeweils die Messungen und Simulationen des Transmissionskoeffizienten und der Phasengeschwindigkeit. Die Abweichung zwischen Messung und Simulation beim Transmissionskoeffizienten ist mit max. 0.02 dB klein. Ebenso ist die Abweichung bei der Phasengeschwindigkeit mit 2% unbedeutend.

Darüber hinaus wurde die ermittelte relative Dielektrizitätszahl mit Literaturangaben für FR4-Leiterplatten verglichen (Abb. 5.23); die maximale Abweichung beträgt lediglich 0.2.

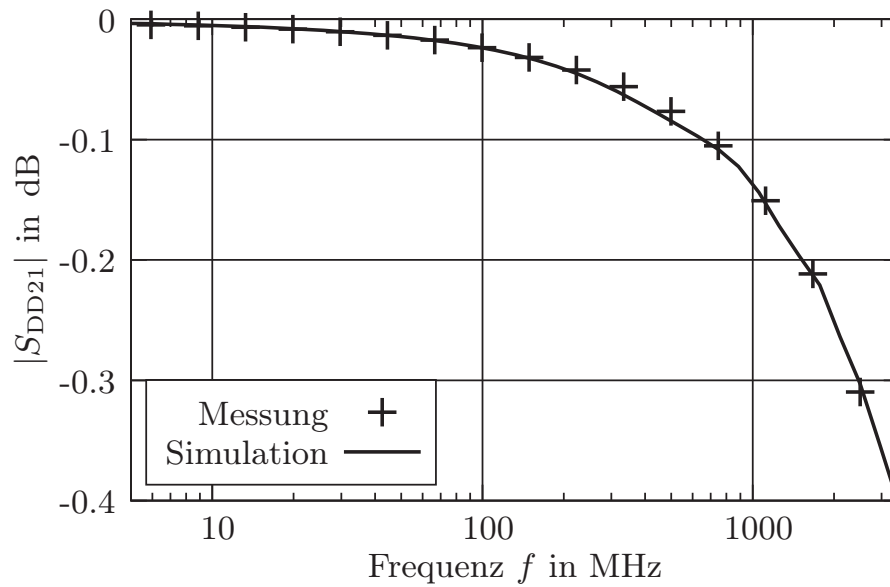


Abb. 5.21: Gemessener und simulierter Transmissionskoeffizient der gekoppelten Mikrostreifenleitungen.

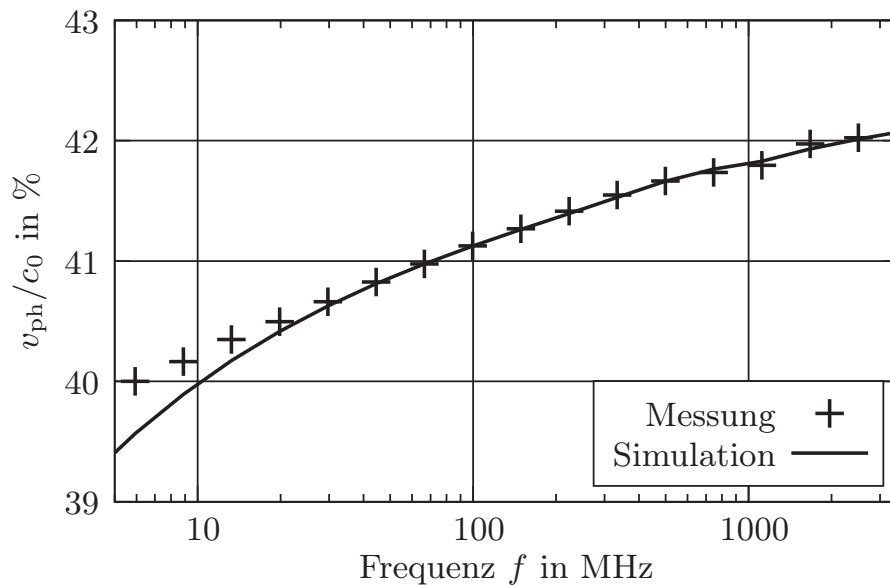


Abb. 5.22: Gemessene und simulierte Phasengeschwindigkeit der gekoppelten Mikrostreifenleitungen.

Obwohl die gekoppelten Mikrostreifenleitungen auf der Leiterplatte deutlich verlustbehafteter sind als das Sternviererkabel, ist ihr Einfluss in der gesamten

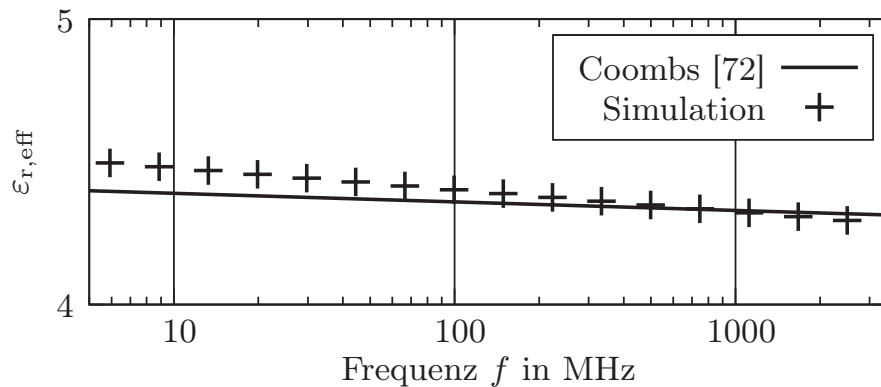


Abb. 5.23: Simulation und Literaturangaben der relativen Dielektrizitätszahl für die betrachteten FR4-Leiterplatten.

Übertragungstrecke wegen der kurzen Längen gering. Beim De-embedding der Steckverbindungen müssen ihre Eigenschaften jedoch beachtet werden.

### 5.2.5 Steckverbindungen

Für die Kontaktierung der Sternviererkabel untereinander und die Anbindung des Sternviererkabels an Steuergeräte sind geeignete Steckverbindungen notwendig. Diese müssen die hohen mechanischen und thermischen Anforderungen im Pkw erfüllen und sollen eine minimale Diskontinuität im Signalpfad darstellen, um Reflexionen und Interferenzen zu minimieren. In dieser Arbeit werden neuartige HSD-Steckverbinder [73] (engl. *high speed data*) der Firma Rosenberger untersucht, die auf Basis der weit verbreiteten FAKRA-Koaxialverbindungen entwickelt und auf vier Signalleitungen erweitert wurden.

Die im Weiteren verwendete Bezeichnung der beiden Komponenten einer Steckverbindung richtet sich nach der Form der Innenleiter: Der Stecker ist männlich und die Kupplung weiblich (Abb. 5.24). Stecker und Kupplung sind

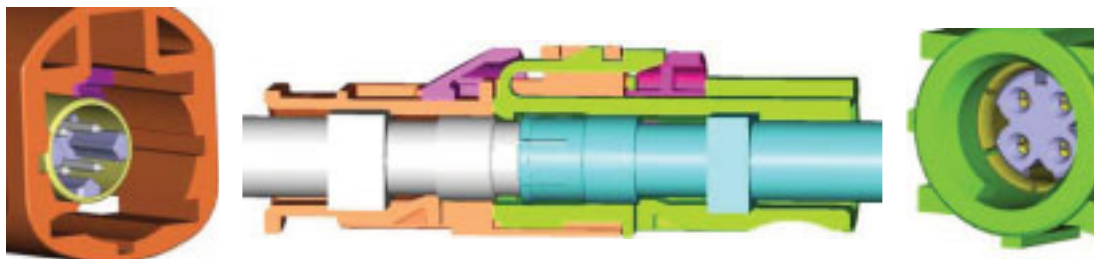


Abb. 5.24: Stecker, Kabel-Steckverbindung und Kupplung (v.l.n.r.).

in der Sternvierer-Konfiguration aufgebaut und von einem Masseschirm umgeben. Um eine korrekte Kontaktierung zu gewährleisten und einen Kurzschluss zu verhindern, sind Stecker und Kupplung mechanisch kodiert und werden mit einem Schnappverschluss zusammengehalten.

Aus einer großen Anzahl von möglichen Steckverbindungen (gerade und Winkelbauform für Stecker oder Kupplung, Leiterplatten- oder Kabel-Steckverbinder) werden im Folgenden exemplarisch zwei Steckverbindungen genauer untersucht:

- 1) Leiterplatten-Steckverbinder,
- 2) Kabel-Steckverbinder.

### Leiterplatten-Steckverbinder

Der betrachtete Leiterplatten-Steckverbinder besteht aus einem Stecker in Winkelbauform und einer geraden Kupplung. Über eine Adapterplatine ist der Anschluss an Messgeräte mit Koaxialsteckern möglich.

### Impedanzmessung

Zunächst wird der Impedanzverlauf mit dem TDR-Messverfahren bei Messbandbreiten von 1 GHz bis 20 GHz bestimmt (errechnet aus der Anstiegszeit des Eingangssprungs). Abb. 5.25 zeigt das Impedanzprofil entlang des Steckverbinders.

Während bei einer Messbandbreite von 20 GHz (kleinste Wellenlänge ca.  $\lambda_{\min} = 1 \text{ cm}$ ) Impedanzschwankungen von  $\Delta Z_{\text{odd}} = 15 \Omega$  (Spitze-Spitze) auftreten, ändert sich das Impedanzprofil bei 1 GHz ( $\lambda_{\min} = 20 \text{ cm}$ ) lediglich um  $\Delta Z_{\text{odd}} = 2 \Omega$ . Bei der hier untersuchten LVDS-Übertragungsstrecke (Bandbreite 3 GHz) beträgt  $\Delta Z_{\text{odd}} = 4 \Omega$ .

Das TDR-Messverfahren gibt einen ersten Eindruck über die Größe der Diskontinuität, hat aber folgenden Nachteil: Das Impedanzprofil hängt entscheidend von der noch effektiv wirksamen Messbandbreite ab, die sich wegen des Tiefpass-Verhaltens der Messanordnung (Messleitungen und Adapterplatine) entlang des Signalpfads stetig reduziert. Je kleiner die Messbandbreite, desto verschmierter (flacher und breiter) ist das gemessene Impedanzprofil des Steckers. Die Entwicklung von Simulationsmodellen alleine auf Basis von TDR-Messdaten ist nicht zu empfehlen.

### De-embedding nach Kompa

Stattdessen wird die gesamte Messanordnung in Abb. 5.26 im Frequenzbereich mit einem 4-Tor-Netzwerkanalysator charakterisiert (Tor A, Tor B), um anschließend in mehreren Schritten die Streuparameter eines einzelnen Leiterplatten-

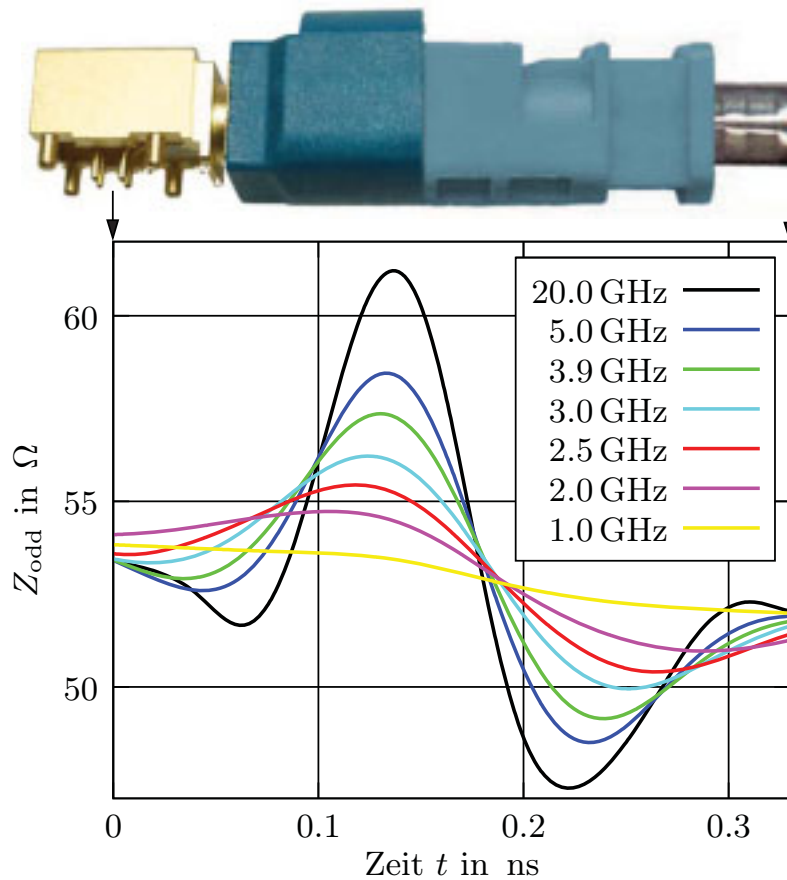


Abb. 5.25: Impedanzprofil entlang des Leiterplatten-Steckverbinders.

Steckverbinders aus den Streuparametern der gesamten Messanordnung zu bestimmen.

In einem ersten De-embedding-Schritt wird der Einfluss der Adapterplatine, die bereits in Abschnitt 5.2.4 charakterisiert und modelliert wurde, herausgerechnet. Auf diese Weise erhält man die Streuparameter der symmetrischen Kettenschaltung zweier Leiterplatten-Steckverbinder, die über das Sternviererkabel der Länge  $l_i$  (Tabelle 5.3) miteinander verbunden sind. Durch Messung der Anordnung in Abb. 5.26 für zwei verschiedene Leitungslängen, lässt sich nach Kompa [74] die Streuparametermatrix eines einzelnen Übergangs (Tor 1, Tor 2) berechnen (Anhang A.2).

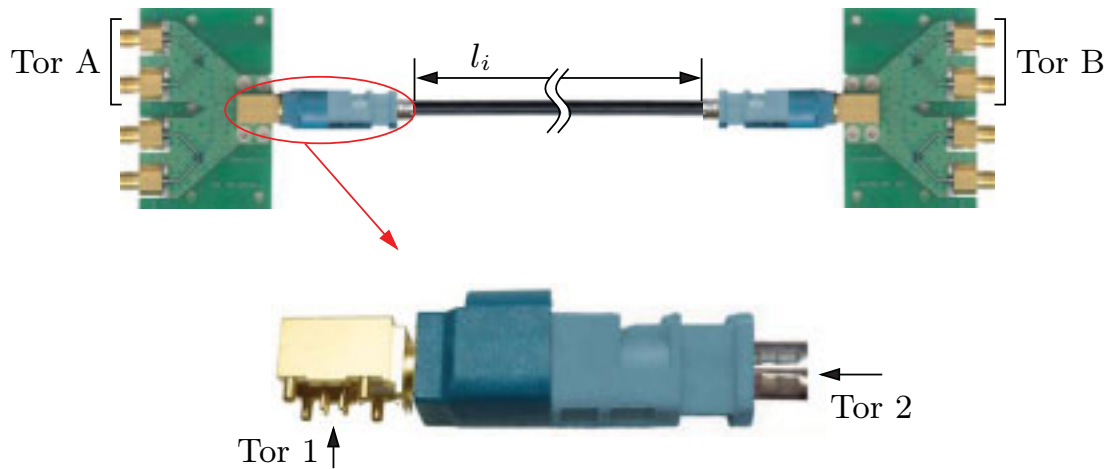


Abb. 5.26: Symmetrische Messanordnung zur Berechnung der Streuparameter eines Leiterplatten-Steckverbinders.

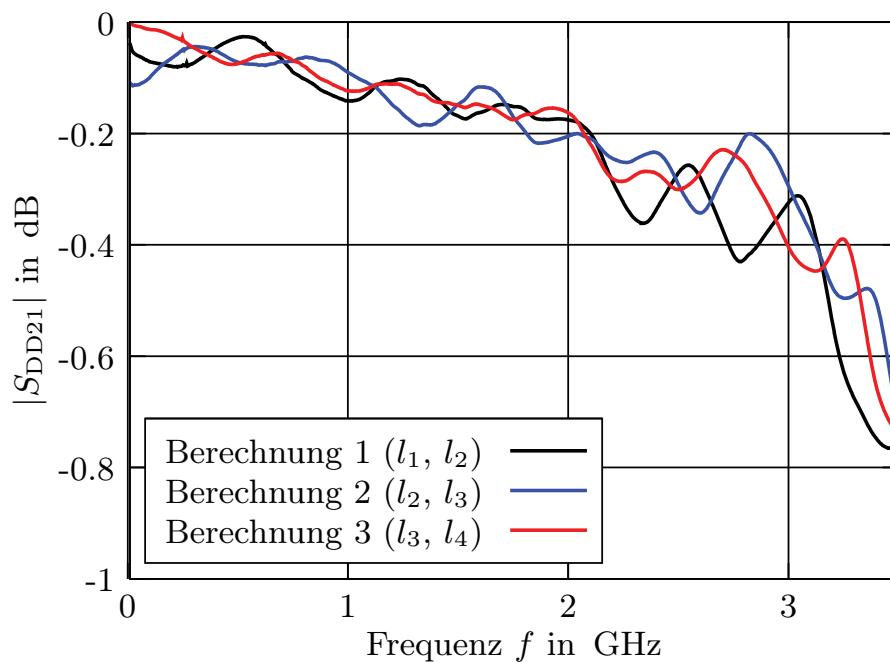


Abb. 5.27: Berechneter Transmissionskoeffizient des Leiterplatten-Steckverbinders für unterschiedliche Längenkombinationen.

Bezeichnung	Länge in m
$l_1$	0.12
$l_2$	0.13
$l_3$	0.14
$l_4$	0.15
$l_5$	0.19

Tabelle 5.3: Leitungslängen des Sternviererkabels.

Um die Reproduzierbarkeit dieses Verfahrens zu überprüfen, wurden die Streuparameter des Steckverbinders für drei verschiedene Längenkombinationen berechnet (Abb. 5.27).

Der Transmissionskoeffizient des Steckverbinders nimmt – ähnlich dem Verhalten einer Leitung – mit zunehmender Frequenz ab. Der Steckverbinder-Hersteller gibt an, dass der Betrag des Transmissionskoeffizienten bei 1 GHz größer als  $-0.1$  dB ist. Die hier ermittelten Werte liegen bei 1 GHz zwischen  $-0.07$  und  $-0.13$  dB.

Vor dem Hintergrund, dass die herausgerechneten Adapterplatinen und das Leitungsstück deutlich höhere Verluste haben als der Leiterplatten-Steckverbinder und die Steckverbinder-Verluste in der Größenordnung der Messauflösung liegen, sind die Ergebnisse überraschend gut reproduzierbar.

### Messdaten-basiertes Modell

Untersuchungen haben gezeigt, dass mit den gemessenen Daten die Topologie eines konzentrierten Ersatzschaltbildes mit den zugehörigen Parametersätzen wegen des komplexen Steckverbinder-Aufbaus (große Anzahl an Parametern) empirisch nicht eindeutig bestimmbar und deshalb physikalisch fragwürdig ist. Aus diesem Grund wurde für die Nachbildung des Steckverbinders ein Messdaten-basiertes Modell verwendet. Die errechneten Streuparametern können direkt als Datensatz in den Simulationsaufbau des Schaltungssimulators eingebunden werden.

Ein Nachteil des Messdaten-basierten Modells im Vergleich zu einem konzentrierten Ersatzschaltbild ist die Tatsache, dass eine Extrapolation der Messdaten über den gemessenen Frequenzbereich hinaus zu unphysikalischen Werten führen kann.

### Kabel-Steckverbinder

Der betrachtete Kabel-Steckverbinder besteht aus einem geraden Stecker sowie einer geraden Kupplung.

### Impedanzmessung

Analog zur Charakterisierung des Leiterplatten-Steckverbinders wird zunächst das Impedanzprofil entlang des Kabel-Steckverbinders bestimmt (Abb. 5.28). Die Impedanzvariationen, die in der Größenordnung des Leiterplatten-Steckverbinders liegen, treten insbesondere beim Übergang von den Adern des Sternviererkabels zu den Kontaktierungsstiften im Steckverbinder auf.

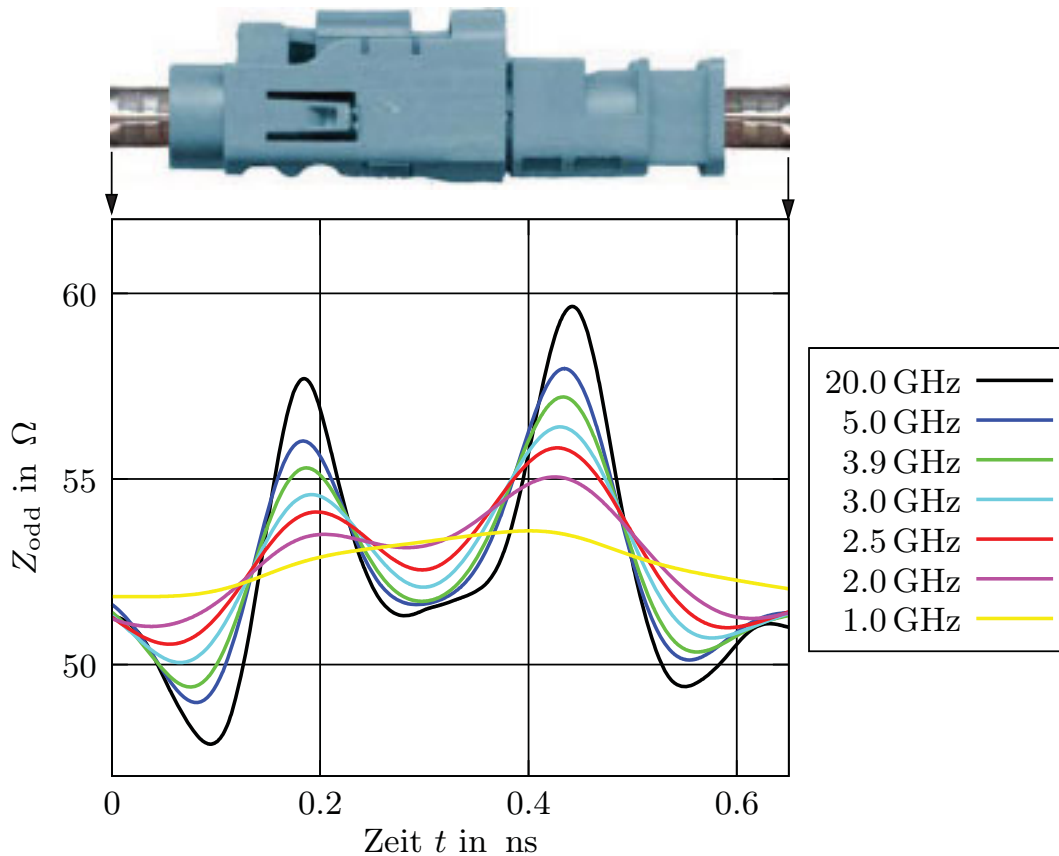


Abb. 5.28: Impedanzprofil entlang des Kabel-Steckverbinders.

### De-embedding des Kabel-Steckverbinders

Um die Streuparameter des Kabel-Steckverbinders zu erhalten, wird die gesamte Messanordnung in Abb. 5.29 mit dem 4-Tor-Netzwerkanalysator charakterisiert (Tor A, Tor B).

Mit den bereits bekannten Streuparametern für das Sternviererkabel, die Adapterplatine und den Leiterplatten-Steckverbinder kann die Streuparametermatrix eines einzelnen Kabel-Steckverbinders berechnet werden (Tor 1, Tor 2).

Abb. 5.30 zeigt den berechneten Transmissionskoeffizienten des Kabel-Steckverbinders für zwei verschiedene Längen des Sternviererkabels.



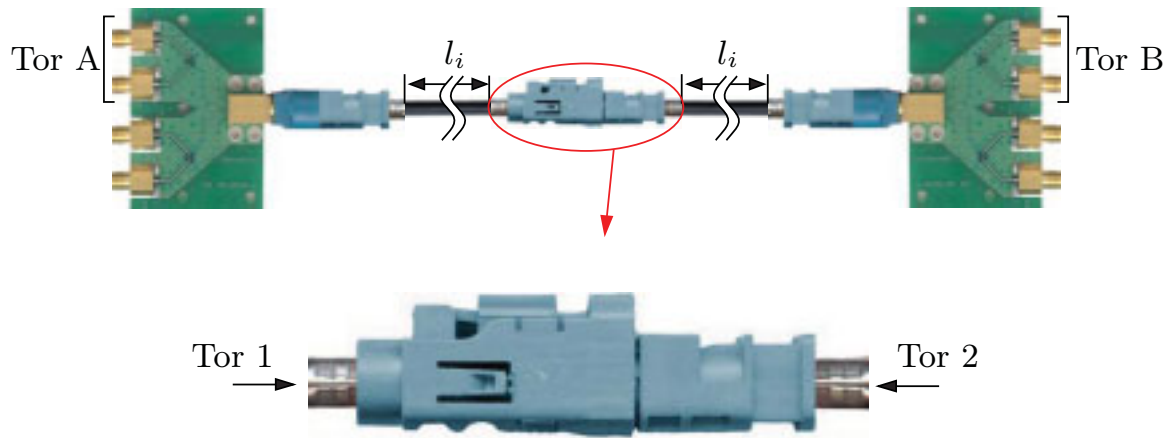


Abb. 5.29: Messanordnung zur Bestimmung der Streuparameter eines Kabel-Steckverbinders.

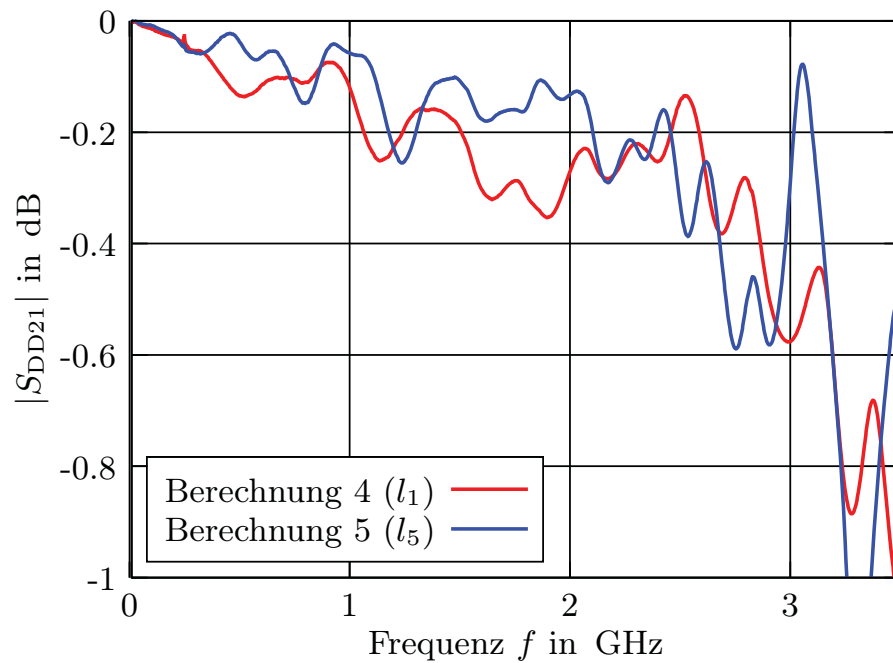


Abb. 5.30: Berechneter Transmissionskoeffizient eines Kabel-Steckverbinders.

Der Kurvenverlauf ist – insbesondere für die Berechnung mit dem längeren Sternviererkabel – uneben, da die Dämpfung der gesamten Messleitungen mit Adapterplatine, Leiterplatten-Steckverbinder und Sternviererkabel deutlich größer als die Dämpfung des Kabel-Steckverbinders ist. Die Reproduzierbarkeit der Ergebnisse ist mit maximalen Abweichungen zwischen Berechnung 4 und 5 von 0.2 dB bis 3 GHz ausreichend. Die berechneten Transmissionskoeffizienten bei 1 GHz betragen  $-0.1$  dB (Berechnung 4) und  $-0.06$  dB (Berechnung 5) und liegen im Bereich der Herstellerangaben ( $> -0.1$  dB). Ebenso wie beim Leiterplatten-Steckverbinder steht das Modell als Datensatz für den Einsatz im Simulationsaufbau zur Verfügung.

Als Ergebnis lässt sich festhalten, dass der Einfluss der Stecker (ca. 0.1 dB Dämpfung bei 1 GHz) im Vergleich zum Sternviererkabel (ca. 1 dB/m Dämpfung bei 1 GHz) vernachlässigbar ist.

### 5.2.6 Grenzen der Datenübertragungsstrecke

Im Folgenden wird die Übertragung von LVDS-Signalen über die gesamte Übertragungsstrecke aus Abb. 5.18 betrachtet. Die Untersuchung der einzelnen Komponenten hat ergeben, dass das Sternviererkabel die größte Dämpfung aufweist, die deutlich mit größeren Leitungslängen sowie höheren Frequenzen und damit höheren Datenraten ansteigt. Die Grenzen der Datenübertragung sollen in diesem Abschnitt bezüglich der Leitungslänge und der Datenrate simulatorisch ermittelt und messtechnisch verifiziert werden. Für die Beurteilung der Signalintegrität der Übertragungsstrecke werden Augendiagramme am Empfänger ausgewertet.

### Simulationsverfahren

Häufig werden Transientensimulatoren, die die Einbindung von Frequenzbereichsmodellen unterstützen (*Convolution Simulator*), für die Berechnung von Zeitsignalen eingesetzt. Der Nachteil bei diesem Simulationsverfahren ist, dass durch die fehlerbehaftete numerische Transformation der einzelnen Frequenzbereichsmodelle in den Zeitbereich ein relativ großer Gesamtfehler entstehen kann, der unter Umständen zu nicht-physikalischen Ergebnissen führt.

In dieser Arbeit wurde ein anderer Ansatz verfolgt: Die beschriebenen Komponentenmodelle werden zu einem Gesamtmodell verschaltet und in einen *Harmonic-Balance*-Simulationsaufbau im Schaltungssimulator *ADS* integriert. Im Anschluss an diese Frequenzbereichssimulation wird aus dem Betrag und der Phase des Signalspektrums am Empfänger mittels der inversen Fouriertransformation das Zeitsignal berechnet (nur eine Transformation notwendig) und in Form von Augendiagrammen dargestellt. Das verwendete Bitmuster ist ei-

ne PRBS mit einer Länge von 1024 bit und wurde in ca. 3 Minuten auf einem Centrino-Dual-Core-Laptop mit 1.5 GHz Taktfrequenz und 2 GB RAM berechnet.

### Experimenteller Aufbau

Abb. 5.31 zeigt den Messaufbau, der neben der Übertragungsstrecke aus einem Pulsgenerator und einem Abtastoszilloskop mit breitbandiger aktiver Messspitze (5 GHz, differenziell) besteht. Der Pulsgenerator liefert sowohl das Taktsignal für den Serialisierer als auch das Triggersignal für das Abtastoszilloskop. Da die Bitkodierung des Serialisierers bereits die gewünschte PRBS erzeugt, ist die Ansteuerung der parallelen Eingänge nicht notwendig. Die Zeitsignale werden mit der Messspitze direkt am Sender und am Empfänger mit 20 s Messzeit abgegriffen.

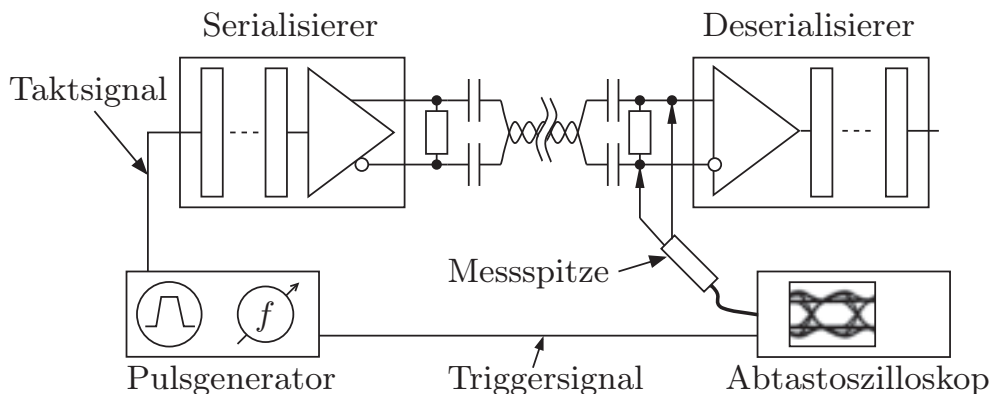


Abb. 5.31: Experimenteller Aufbau (schematisch).

### Gemessene und simulierte Zeitsignale

An einer konkreten Anwendung, die eine Datenübertragung bei 770 Mbit/s über 10 m Leitungslänge erfordert, soll die Signalintegrität bewertet und die Signalform gemessener und simulierter Augendiagramme verglichen werden. Im Folgenden wird die Datenübertragung als zuverlässig bewertet, wenn die Signalamplitude größer als die Empfängergrenzspannung ist und die Jitter-Grenzen<sup>2</sup> nicht überschritten werden. Die Augenöffnung ist dann größer als eine vom Chip-Hersteller spezifizierte Augenmaske. Die Augenmaske ist hier ein Polygon mit folgenden Punkten:  $(-0.5 \tau_{\text{bit}}, 0 \text{ mV})$ ;  $(-0.25 \tau_{\text{bit}}, 50 \text{ mV})$ ;  $(0.25 \tau_{\text{bit}}, 50 \text{ mV})$ ;

<sup>2</sup>Unter Jitter (engl. Schwankung) versteht man das Taktzittern bei der Übertragung von digitalen Signalen; detaillierte Informationen über Jitter sind in [75] zu finden.

$(0.5 \tau_{\text{bit}}, 0 \text{ mV})$ ;  $(0.25 \tau_{\text{bit}}, -50 \text{ mV})$ ;  $(-0.25 \tau_{\text{bit}}, -50 \text{ mV})$ . Im anderen Fall kann die Bitfehlerrate ansteigen und im ungünstigsten Fall zu einem Abbruch der Datenverbindung führen. Die gemessenen und simulierten Augendiagramme sind in Abb. 5.32 gegenübergestellt.

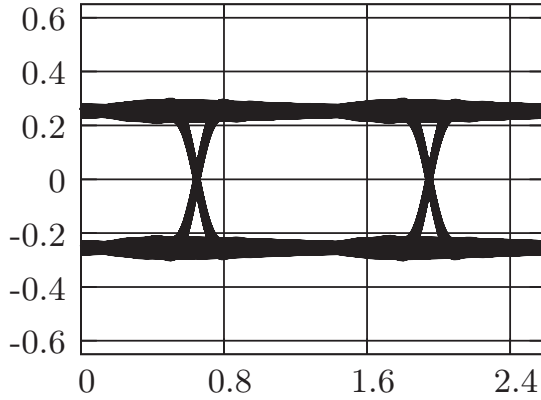
### Sender ohne Vorverzerrung

Am Sender, der zunächst ohne Vorverzerrung betrieben wird, ist die Anstiegszeit mit ca. 0.2 ns deutlich kleiner als die Bitdauer  $\tau_{\text{bit}} = 1.3 \text{ ns}$ ; die Abfallzeit beträgt auch 0.2 ns. In horizontaler und vertikaler Richtung ist das Auge weit geöffnet.

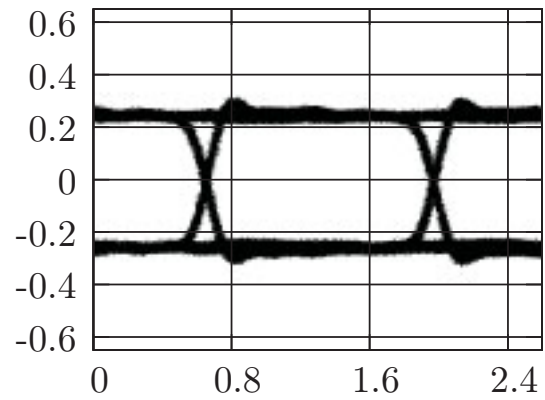
Nach der Übertragung über den Tiefpasskanal ist die Anstiegszeit am Empfänger mit ca. 0.8 ns viermal so groß. Bei einer 1010-Bitfolge beginnt der nächste Bitzustandswechsel, bevor die Anstiegsflanke des vorherigen Bits ihren Endwert erreicht hat (Intersymbolinterferenz). Infolgedessen ist die Augenöffnung in horizontaler und vertikaler Richtung verkleinert, jedoch wird der Augenmasken-Test gerade noch erfüllt. Demnach ist ohne äußere elektromagnetische Einflüsse eine zuverlässige Datenübertragung noch möglich.

Bezüglich der Signalform und der Größe der Augenöffnung stimmen gemessene und simulierte Signalformen sehr gut überein. Allerdings ist zu beachten, dass in der Simulation ausschließlich der deterministische Jitter berücksichtigt wird, während im realen System zusätzlich zufälliger Jitter mit gaußscher Verteilung (z.B. thermisches Rauschen) auftritt [75]. In diesem Fall überwiegt der deterministische Jitter deutlich gegenüber dem zufälligen Jitter.

**Sender (ohne Vorverzerrung)**

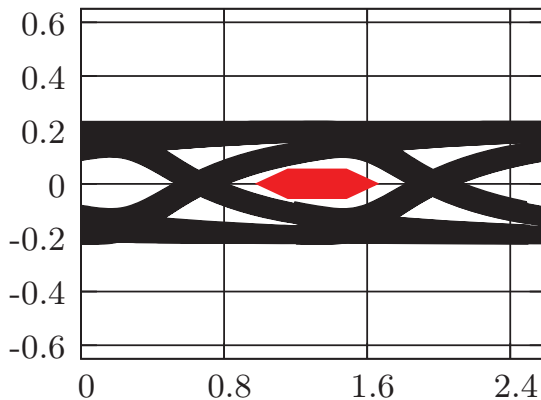


(a) Simulation

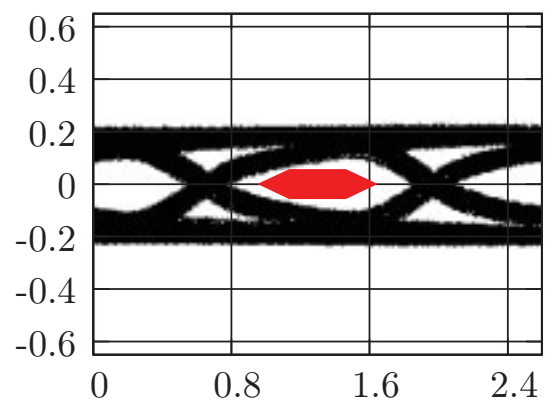


(b) Messung

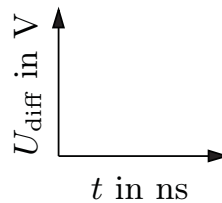
**Empfänger**



(c) Simulation



(d) Messung



(e) Achsenbeschriftung für die Diagramme (a) - (d).

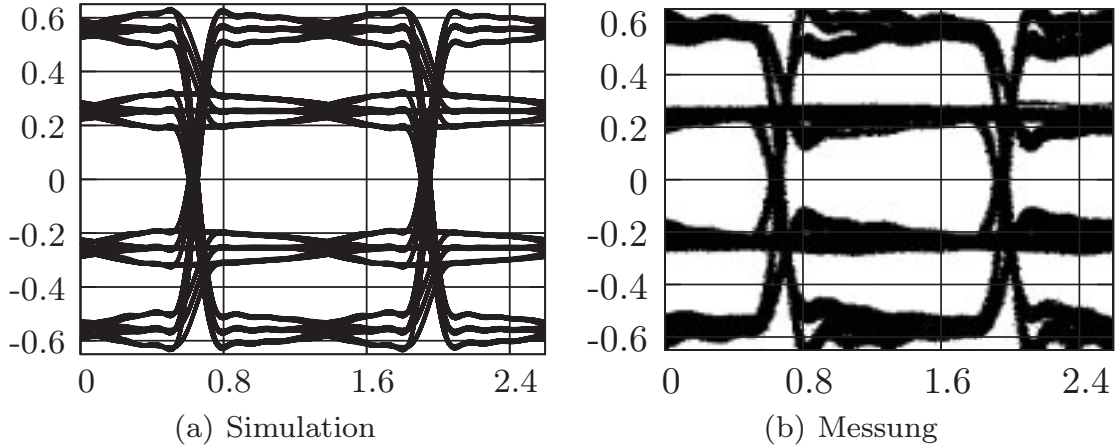
Abb. 5.32: Simulierte und gemessene Augendiagramme mit eingezeichneter Augenmaske (770 Mbit/s bei 10 m Sternviererkabel mit zwei Leiterplatten-Steckverbindern und ohne Kabel-Steckverbinder).

### Sender mit Vorverzerrung

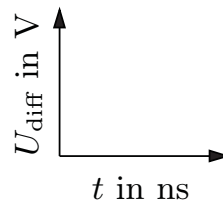
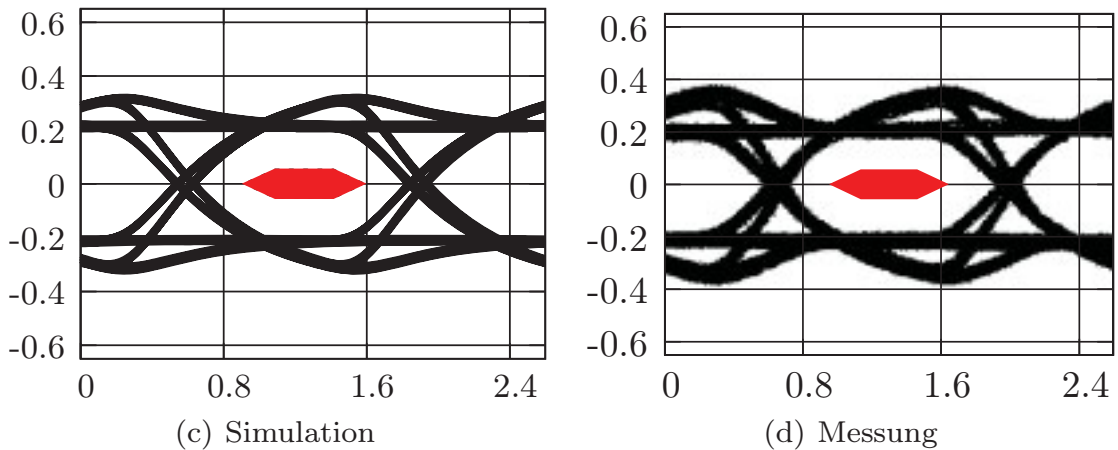
Um die Störfestigkeit dieser Übertragungsstrecke gegen elektromagnetische Einstrahlung zu erhöhen, kann der Serialisierer mit Vorverzerrung betrieben werden. Die Größe der Vorverzerrung wurde so eingestellt, dass die Signalamplitude für eine Bitlänge verdoppelt wird (Anstiegszeit bleibt konstant). Abb. 5.33 zeigt gemessene und simulierte Augendiagramme mit Vorverzerrung. Durch den beabsichtigten Überschwinger am Ausgang des Serialisierers wird die Augenöffnung am Empfänger deutlich vergrößert. Die gemessenen und die simulierten Signalformen sind nahezu identisch.

Abb. 5.34 zeigt für die vorgestellten Zeitsignale die entsprechenden simulierten Signalspektren. Im betrachteten Frequenzausschnitt erhöht die Vorverzerrung die Spannungspegel am Sender und am Empfänger um ca. 5 dB. Wegen der Tiefpasseigenschaft der Bitübertragungsschicht sind die Pegel am Empfänger ab 3 GHz kleiner als 40 dB $\mu$ V.

Sender (mit Vorverzerrung)



Empfänger



(e) Achsenbeschriftung für die Diagramme (a) - (d).

Abb. 5.33: Simulierte und gemessene Augendiagramme mit eingezeichneter Augenmaske (770 Mbit/s bei 10 m Sternviererkabel mit zwei Leiterplatten-Steckverbindern und ohne Kabel-Steckverbinder).

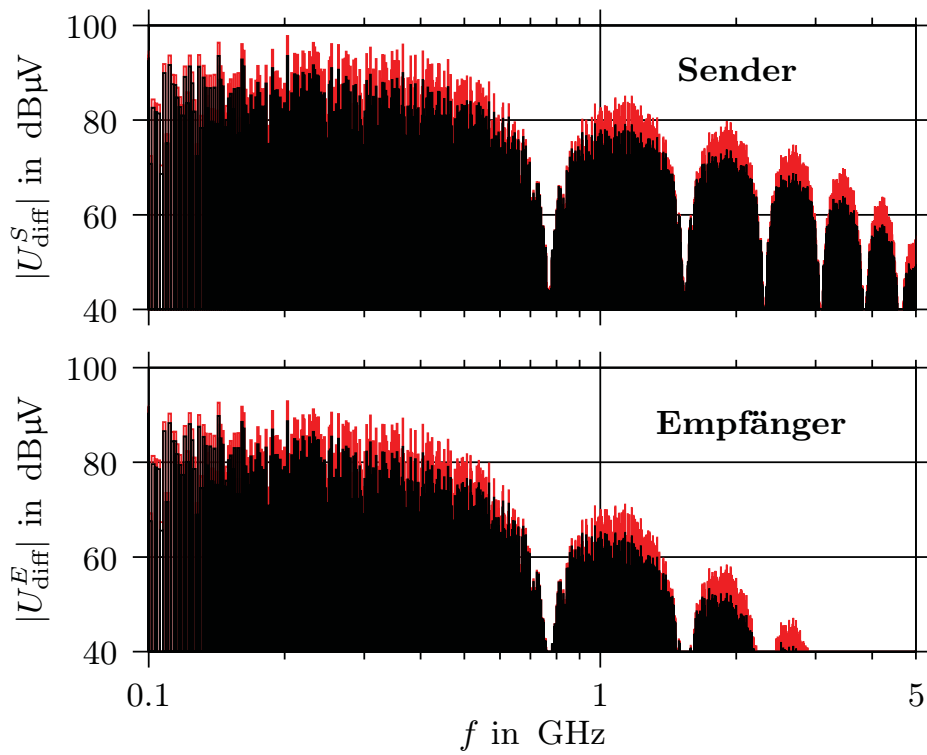


Abb. 5.34: Simulierte Signalspektren **mit Vorverzerrung (rot)** und **ohne Vorverzerrung (schwarz)**.



### Maximale Leitungslänge in Abhängigkeit von der Datenrate

Für die Auslegung zukünftiger Systeme ist es für den Pkw-Entwickler hilfreich, die maximale Leitungslänge als Funktion der Datenrate zu kennen. Diese Übertragungsgrenzen wurden von 770 Mbit/s bis 2 Gbit/s experimentell und simulatorisch bestimmt: Bei gegebener Leitungslänge wird die Datenrate so lange erhöht, bis die spezifizierte Augenmaske im Augendiagramm verletzt ist. Die für die Messung zur Verfügung stehenden Leitungslängen betragen 5 m, 7 m, 10 m und 13 m, während in der Simulationsreihe 11 verschiedene Längen zwischen 5 m und 15 m untersucht wurden. Abb. 5.35 zeigt die gemessenen und simulierten Ergebnisse mit und ohne Vorverzerrung.

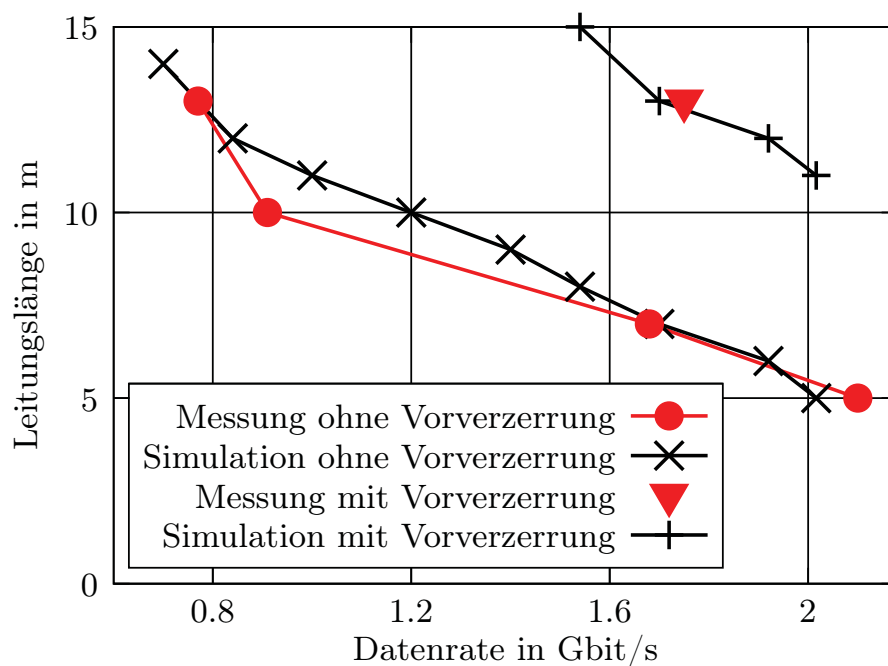


Abb. 5.35: Gemessene und simulierte maximale Leitungslänge als Funktion der Datenrate mit und ohne Vorverzerrung.

Wie erwartet, verringert sich die maximale Leitungslänge mit steigender Datenrate. Die maximale Leitungslänge ohne Vorverzerrung kann mit Vorverzerrung um mehr als 80% verlängert werden.

## 6 Zusammenfassung

Diese Arbeit befasst sich mit der hochbitratigen Datenübertragung im Basisband über Kupferleitungen im Pkw unter den Aspekten der EMV und der Signalintegrität.

Zukünftige Anwendungen erfordern Datenraten im Gbit/s-Bereich, die nicht mehr über herkömmliche Leitungen übertragen werden können. Ausgehend von herkömmlichen ungeschirmten UTP-Leitungen wurden ungeschirmte sowie geschirmte Flachkabel und schließlich geschirmte Sternviererkabel auf ihre Tauglichkeit als Datenübertragungskabel im Pkw untersucht. Dabei wurde unterschiedliche Kommunikationshardware entsprechend der anvisierten Datenrate eingesetzt. Ziel war es, den Einsatzbereich (max. Datenrate, Kabellänge) unterschiedlicher Kabeltypen herauszuarbeiten. Empirisch und simulatorisch wurden zunächst die Grenzen von kostengünstigen Übertragungsleitungen aufgezeigt und ihr Einsatz für den Gbit/s-Bereich untersucht.

Die Analyse der Datenübertragung über die kostengünstige UTP-Leitung hat ergeben, dass es zu desaströsen Datenausfällen und in Folge zu Systemzusammenbrüchen bei der Übertragung von Daten oberhalb ca. 100 Mbit/s kommen kann. Der Grund für die Datenausfälle sind Impedanzfluktuationen, die bei einer Änderung des Leitungs-Masse-Abstands auftreten und insbesondere bei einem periodischen Impedanzprofil zu kritischen Resonanzen führen können. Die Messung der Datenausfälle konnte sehr gut in der Simulation bestätigt werden.

Die Resonanzeffekte wurden auch bei dem ungeschirmten Flachkabel, das auf Grund seiner kostengünstigen Montage und der Platzvorteile in flachen Bauräumen eingesetzt wird, festgestellt. Hinzu kommt die Möglichkeit eines extrem großen Übersprechens, wenn Flachkabel in engen Bauräumen dicht übereinander liegend verlegt werden. Zusätzlich entstehen durch einen unsymmetrischen Abstand zur Karosseriemasse Gleichtaktstörungen, die zu hoher elektromagnetischer Störemission führen.

Als Lösung für diese Probleme wurde in dieser Arbeit die Flachkabeltechnologie um Impedanz-kontrollierte geschirmte Flachkabel erweitert. Neuartige geschirmte Flachkabel wurden entworfen, hergestellt, charakterisiert und optimiert. Es zeigte sich, dass die Resonanz-, Übersprech- und Störemissionsprobleme eliminiert sind. Die geschirmten Flachkabel sind besonders gut für flache Bauräume mit geraden Verlegewegen geeignet und können bis ca. 1 Gbit/s eingesetzt werden.

Als Standardkabel für hohe Datenraten mit guten Biegeeigenschaften hat sich das Sternviererkabel erwiesen. Die günstige Sternvierer-Konfiguration mit orthogonaler Leitungsanordnung ist – auch aus Sicht der EMV aufgrund der geringen Überkopplung – sehr gut für hohe Datenraten geeignet, was empirisch bis in den Gbit/s-Bereich verifiziert wurde. Die Begrenzung der Datenrate ist fast ausschließlich auf die Leitungsdämpfung zurückzuführen.

Um die Leitungsdämpfung und damit die Übertragungsgrenzen zu beschreiben, wurde in dieser Arbeit erstmalig ein analytisches Leitungsmodell für das Sternviererkabel so erweitert und angepasst, dass es sehr akkurate und kausale Ergebnisse liefert. Dabei wurden physikalische Beschreibungen für die dielektrischen Verluste ausgewählt und Näherungen für den Übergang vom Gleichstrom zum Hochfrequenzbereich ermittelt. Eingesetzt in einen Simulationsaufbau einer beliebigen Übertragungsstrecke, lässt sich mit Hilfe dieses Modells schnell die maximale Leitungslänge als Funktion der Datenrate gewinnen, die Vorhersagen über die Übertragungssicherheit zukünftiger Systeme erlaubt. Wegen der hohen Datenrate, guten EMV-Eigenschaften und der geringen Leistungsaufnahme ist die LVDS-Übertragungsstrecke sehr gut für den Einsatz im Pkw geeignet und wurde zur Verifikation des Leitungsmodells eingesetzt. Es wurde nachgewiesen, dass bei einer Datenrate von 1.5 Gbit/s Leitungslängen von 8 m bzw. 15 m (mit zusätzlicher Vorverzerrung) möglich sind, was den Einsatz im Fahrzeug ermöglicht. Die Genauigkeit und Effizienz der Simulation konnte deutlich verbessert werden, indem zunächst im Frequenzbereich simuliert und anschließend auf Zeitsignale zurückgerechnet wurde.

# Abstract

This thesis covers high speed data transmission in the baseband via copper cables for automotive applications with the focus on electromagnetic compatibility (EMC) and signal integrity.

Future applications require data rates in the Gbit/s-range that cannot be transmitted via commonly used transmission lines. Unshielded twisted-pair (UTP) cables, unshielded and shielded flat flexible cables (FFC), and finally, shielded quad-cables were investigated and tested for high-speed data transmission in cars. Depending on the range of data rates, different communication hardware was chosen. The objective was to determine the range of operation for the different cable types (maximal data rate, cable length). At first, the limits of cost-effective transmission lines were identified through simulation and measurements and their application in the Gbit/s-range was investigated.

The analysis of the data transmission via the cost-effective UTP cables indicates possibly disastrous transmission breakdowns leading to system failures above approximately 100 Mbit/s. The reason for the breakdowns is impedance fluctuations due to a changing distance between the cable and the grounded car body. Especially a periodic impedance profile can lead to critical resonances. The measurements of the transmission failures were confirmed in the simulation.

Resonances were also observed with unshielded FFCs which require less space and can be assembled automatically. In addition, crosstalk is extremely high for unshielded FFCs stacked on top of each other. Further, unwanted even-mode signals can be generated for an unsymmetrical distance to the car body which would result in high electromagnetic emission.

As a solution for these problems, the FFC-technology was extended to impedance-controlled shielded FFCs in this thesis. New shielded FFCs were designed, manufactured, characterized, and optimized. Results show, that problems of resonances, crosstalk, and electromagnetic emission were eliminated. The shielded FFCs are especially suited where space is limited. They can be operated up to approximately 1 Gbit/s.

We discovered that the standard cable for high data rates with good bending properties is the shielded quad cable. The quad configuration – with its orthogonal signal conductors – is suited well for high speed data transmission, which was demonstrated up to several Gbit/s and has very good EMC properties. The major limiting factor for the data rate is cable attenuation.

To describe the cable attenuation and therefore the data transmission limits, an analytical transmission line model for the shielded quad cable was extended for the first time and adopted to deliver very accurate and causal results. Expressions based on physics were chosen to describe the dielectric losses and, additionally, approximations for the DC-RF-transition were applied. The models can be inserted into a simulation setup of a data transmission link to gain knowledge of the maximum cable length as a function of data rate. In this way, the communication reliability of future systems can be predicted. Because of its high data rate, good EMC properties, and the low power consumption, the LVDS data link is suited well for applications in the car environment and is therefore used to verify the transmission line model. It was shown that the maximum cable length for a data rate of 1.5 Gbit/s is 8 m (15 m with pre-emphasis) which is sufficient for automotive applications. The precision and efficiency of the simulation could be improved significantly through simulating first in the frequency domain and then transforming the results into the time domain.

# A Anhang

## A.1 Berechnung der modalen Streuparameter

Im Folgenden sind die Berechnungsformeln für die modalen Streuparameter aus den einpoligen Streuparametern nach [76, 77] aufgelistet.

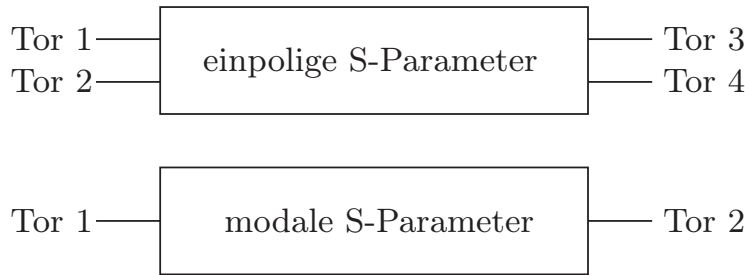


Abb. A.1: Torbelegung der einpoligen und modalen Streuparameter.

$$S_{DD11} = \frac{1}{2} (S_{11} - S_{13} - S_{31} + S_{33}) \quad S_{DD12} = \frac{1}{2} (S_{12} - S_{14} - S_{32} + S_{34})$$

$$S_{DD21} = \frac{1}{2} (S_{21} - S_{23} - S_{41} + S_{43}) \quad S_{DD22} = \frac{1}{2} (S_{22} - S_{24} - S_{42} + S_{44})$$


---

$$S_{DC11} = \frac{1}{2} (S_{11} + S_{13} - S_{31} - S_{33}) \quad S_{DC12} = \frac{1}{2} (S_{12} + S_{14} - S_{32} - S_{34})$$

$$S_{DC21} = \frac{1}{2} (S_{21} + S_{23} - S_{41} - S_{43}) \quad S_{DC22} = \frac{1}{2} (S_{22} + S_{24} - S_{42} - S_{44})$$


---

$$S_{CD11} = \frac{1}{2} (S_{11} - S_{13} + S_{31} - S_{33}) \quad S_{CD12} = \frac{1}{2} (S_{12} - S_{14} + S_{32} - S_{34})$$

$$S_{CD21} = \frac{1}{2} (S_{21} - S_{23} + S_{41} - S_{43}) \quad S_{CD22} = \frac{1}{2} (S_{22} - S_{24} + S_{42} - S_{44})$$


---

$$S_{CC11} = \frac{1}{2} (S_{11} + S_{13} + S_{31} + S_{33}) \quad S_{CC12} = \frac{1}{2} (S_{12} + S_{14} + S_{32} + S_{34})$$

$$S_{CC21} = \frac{1}{2} (S_{21} + S_{23} + S_{41} + S_{43}) \quad S_{CC22} = \frac{1}{2} (S_{22} + S_{24} + S_{42} + S_{44})$$

## A.2 De-embedding von Steckverbindungen

Steckverbindungen sind elektrische HF-Übergänge, die u.U. messtechnisch nicht isoliert charakterisiert werden können. Sie sind häufig in einen Messaufbau eingebettet, der nachträglich herausgerechnet werden muss. Das nachfolgende Verfahren nach Kompa [74] ist ein De-embedding Verfahren für den Spezialfall, dass die Steckverbinder über eine Leitung symmetrisch verbunden sind. Wenn die Leitungseigenschaften bekannt sind, lassen sich aus zwei Messungen mit unterschiedlicher Leitungslänge die Streuparameter eines einzelnen Übergangs berechnen. Dies wird im Folgenden mit Hilfe der Signalflussmethode gezeigt. Das Verfahren kann sowohl für einpolige als auch für rein differenzielle Streuparameter angewendet werden. Die entsprechenden Bezugsimpedanzen müssen jeweils angepasst werden.

Die gemessenen Streuparameter der gesamten Messanordnung sind im Signalflussdiagramm Abb. A.2 dargestellt. Der betrachtete Messaufbau aus zwei gleichen Steckverbindern, die über eine angepasste Leitung symmetrisch verbunden sind, lässt sich mit dem Signalflussdiagramm aus Abb. A.3 beschreiben.

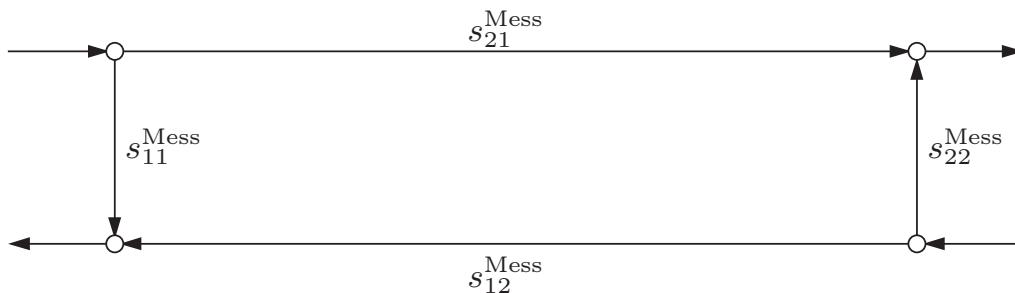


Abb. A.2: Gemessene Streuparameter der gesamten Anordnung.

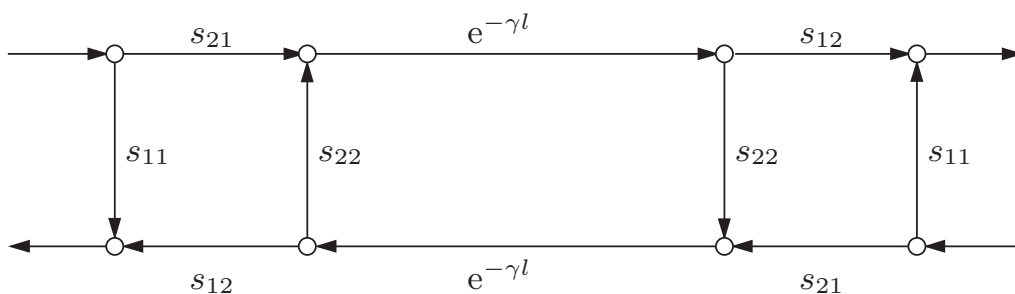


Abb. A.3: Signalflussdiagramm des Messaufbaus.

Mit der Signalflussmethode erhält man

$$s_{11}^{\text{Mess}} = s_{22}^{\text{Mess}} = s_{11} + \frac{s_{21}s_{12}s_{22}e^{-2\gamma l}}{1 - s_{22}s_{22}e^{-2\gamma l}} = s_{11} + s_{22}s_{21}^{\text{Mess}}e^{-\gamma l}, \quad (\text{A.1})$$

$$s_{21}^{\text{Mess}} = s_{12}^{\text{Mess}} = \frac{s_{21}s_{12}e^{-\gamma l}}{1 - s_{22}s_{22}e^{-2\gamma l}}. \quad (\text{A.2})$$

Zur Bestimmung der Streuparameter  $s_{11}$ ,  $s_{12}$ ,  $s_{21}$ ,  $s_{22}$  einer einzelnen Steckverbindung ist die Messung bei zwei unterschiedlichen Leitungslängen  $l_1$  und  $l_2$  erforderlich. Die gemessenen Streuparameter werden entsprechend der Leitungslänge  $l_1$  und  $l_2$  mit  $s_{xy}^I$  und  $s_{xy}^{II}$  bezeichnet:

$$s_{11}^I = s_{22}^I = s_{11} + \frac{s_{21}s_{12}s_{22}e^{-2\gamma l_1}}{1 - s_{22}s_{22}e^{-2\gamma l_1}} = s_{11} + s_{22}s_{21}^Ie^{-\gamma l_1}, \quad (\text{A.3})$$

$$s_{21}^I = s_{12}^I = \frac{s_{21}s_{12}e^{-\gamma l_1}}{1 - s_{22}s_{22}e^{-2\gamma l_1}}, \quad (\text{A.4})$$

$$s_{11}^{II} = s_{22}^{II} = s_{11} + \frac{s_{21}s_{12}s_{22}e^{-2\gamma l_2}}{1 - s_{22}s_{22}e^{-2\gamma l_2}} = s_{11} + s_{22}s_{21}^{II}e^{-\gamma l_2}, \quad (\text{A.5})$$

$$s_{21}^{II} = s_{12}^{II} = \frac{s_{21}s_{12}e^{-\gamma l_2}}{1 - s_{22}s_{22}e^{-2\gamma l_2}}. \quad (\text{A.6})$$

Nach Lösung des Gleichungssystems erhält man

$$s_{11} = \frac{s_{11}^I s_{21}^{II} e^{-\gamma l_2} - s_{11}^{II} s_{21}^I e^{-\gamma l_1}}{s_{21}^{II} e^{-\gamma l_2} - s_{21}^I e^{-\gamma l_1}}, \quad (\text{A.7})$$

$$s_{22} = \frac{s_{11}^{II} - s_{11}^I}{s_{21}^{II} e^{-\gamma l_2} - s_{21}^I e^{-\gamma l_1}}, \quad (\text{A.8})$$

$$s_{21} = s_{12} = \pm \sqrt{s_{21}^{II} e^{+\gamma l_2} - s_{22} s_{22} s_{21}^{II} e^{-\gamma l_2}}, \quad (\text{A.9})$$

$$= \pm \sqrt{s_{21}^{II} e^{+\gamma l_2} - \left( \frac{s_{11}^{II} - s_{11}^I}{s_{21}^{II} e^{-\gamma l_2} - s_{21}^I e^{-\gamma l_1}} \right)^2 s_{21}^{II} e^{-\gamma l_2}}. \quad (\text{A.10})$$

$s_{21}$  und  $s_{12}$  werden ungenau, wenn der Nenner in Gl. (A.10) sehr klein wird. Dies ist bei den Frequenzen bzw. Längendifferenzen der Fall, für die gilt:

$$\frac{\Delta l}{\lambda} \approx \pm \frac{n}{2} \quad \text{mit } n = 1, 2, 3, \dots \quad \text{und } \Delta l = l_2 - l_1. \quad (\text{A.11})$$



Tatsächlich konnten in dieser Arbeit signifikante Ungenauigkeiten genau bei den Frequenzen festgestellt werden, bei denen Gl. (A.11) erfüllt ist. In der praktischen Anwendung des Verfahrens für Stecker sollte

$$\Delta l < \frac{\lambda}{2} \tag{A.12}$$

gewählt werden.

## Literaturverzeichnis

- [1] WIRSCHER, T.: Das kommunikative Kfz ist sicherer. In: *Elektronik und Entwicklung*, November 2007
- [2] SCHÖPP, H. ; MUYSHONDT, H.: Gut unterhalten während der Fahrt. In: *Elektronik und Entwicklung*, Januar 2008
- [3] TANENBAUM, Andrew S.: *Computer Networks*. Prentice Hall, 1997
- [4] RANDT, Michael: Bussysteme im Automobil. In: *ECT 2002*. Augsburg, Juni 2002
- [5] NATIONAL SEMICONDUCTORS. – URL: <http://www.national.com/appinfo/lvds>
- [6] MAXIM. – URL: <http://www.maxim-ic.com/products/interface/serdes.cfm>
- [7] LAWRENZ, Wolfhard: *CAN Controller Area Network*. Hüthig, 2000
- [8] GRZEMBA, A. ; WENSE, H. von der: *LIN-Bus: Systeme, Protokolle, Tests von LIN-Systemen, Tools, Hardware, Applikationen*. Franzis, 2005
- [9] RAUSCH, M.: *FlexRay – Grundlagen, Funktionsweise, Anwendung*. Hanser, 2007
- [10] GRZEMBA, A.: *MOST: Das Multimedia-Bussystem für den Einsatz im Automobil*. Franzis, 2007
- [11] IDB-FORUM. – URL: <http://www.idbforum.org>
- [12] EBERHARDT, U. ; KELM, H.J.: *USB 2.0: Datendienste, Funktion, Hub, Host, Errorhandling, Powermanagement, USB-Treiber, USB-Bausteine, USB-Applikationen, Test & Analyse*. Franzis, 2001
- [13] KRAUS, R.: *Gigabit-Bus – GigaStar bringt 1.2 Gbit/s Nutzdatenrate ins Auto*. Carl Hansa, 2001

- [14] MOORE, Gordon E.: Cramming more components onto integrated circuits. In: *4th Electronics Magazine*, 1965
- [15] SCHWAB, A.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Springer, 1996
- [16] EM SOFTWARE & SYSTEMS-S.A. (PTY) LTD: *FEKO Suite 4.2 User Manual*, Februar 2004
- [17] JAKOBUS, U. ; LANDSTORFER, F.M.: Improvement of the PO-MoM hybrid method by accounting for effects of perfectly conducting wedges. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Oktober 1995
- [18] TONDER, J. ; JAKOBUS, U.: Fast multipole solution of metallic and dielectric scattering problems in FEKO. In: *Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics*, April 2005
- [19] JAKOBUS, U. ; TONDER, J.: Anwendungen einer mehrstufigen schnellen Multipolmethode zur Analyse komplexer EMV-Probleme. In: *12. Internationaler Kongress für Elektromag. Verträglichkeit*, Februar 2004
- [20] FRANZ, J.: *EMV*. Vieweg und Teubner, 2005
- [21] ZINKE, O. ; BRUNSWIG, H.: *Hochfrequenztechnik 1*. Springer, 2000
- [22] PAUL, C. R.: *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. John Wiley & Sons, 1994
- [23] MENZEL, W. – Grundlagen der Hochfrequenztechnik (Vorlesungsskript)
- [24] SON, Y.-C. ; SUL, S.-K.: A new active common-mode EMI filter for PWM inverter. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 18 (2003), November, S. 1309–1314
- [25] HARPHAM, L.F.: *Line termination for multiple differential transmission lines*. 1997. – United States Patent US 5,659,273, 1997
- [26] PHILIPS SEMICONDUCTORS: Mai 2002. – Datenblatt: High Speed CAN Transceiver TJA1050
- [27] SZE, S. M.: *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley & Sons, 2006
- [28] Mündliche Mitteilung am 19.1.2004 von Herrn Thomas Sürmann, Philips Deutschland

- [29] UMEK, Anton: Modeling the Structural Return Loss in Twisted Pair Cables. In: *10th Mediterranean Electrotechnical Conference (MEIeCon)* Bd. 1. Lemosos, Zypern, Mai 2000, S. 173–176
- [30] BUCCELLA, C. ; FELIZIANI, M. ; MANZI, G. ; MARADEI, F.: Prediction of Voltage and Current Propagation in Twisted Wire Pairs (TWPs) by a Circuit Model. In: *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Chicago, IL, U.S.A., August 2005
- [31] AL-ASADI, M. M. ; DUFFY, A. P. ; HODGE, K. G. ; WILLS, A. J.: Analysing and Modelling of Structured Wiring Communication Channels. In: *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology* Bd. 148, Mai 2001, S. 129–136
- [32] AL-ASADI, M. M. ; WILLS, A. J. ; HODGE, K. ; DUFFY, A. P.: Modelling as a Tool for Analysing Handling Effects in Structured Wire Cabling. In: *10th International Conference on Electromagnetic Compatibility*. Coventry, UK, Januar 1997, S. 131–136
- [33] PAUL, C. R. ; MCKNIGHT, J. 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* EMC-21 (1979), Mai, Nr. 2, S. 92–105
- [34] PAUL, C. R. ; MCKNIGHT, J. W.: Prediction of Crosstalk Involving Twisted Pairs of Wires—Part II: A Simplified Low-Frequency Prediction Model. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* EMC-21 (1979), Mai, Nr. 2, S. 105–114
- [35] KNOBLOCH, A. ; GARBE, H. ; KÄRST, J. P.: Shielded or Unshielded Twisted-Pair for High Speed Data Transmission? In: *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Denver, CO, U.S.A., August 1998
- [36] KIRKBY, Dave: Finding the Characteristics of Arbitrary Transmission Lines. In: *Forum for Communications Experimenters (QEX)* (1996), Dezember, S. 3–10
- [37] CST GMBH: *CST Microwave Studio Version 5.0.0 User Manual*, Januar 2004
- [38] URL: [http://www.rfcafe.com/references/electrical/dielectric\\_constants\\_strengths.htm](http://www.rfcafe.com/references/electrical/dielectric_constants_strengths.htm)

- [39] TEXAS INSTRUMENTS: The Bergeron Method – A Graphic Method for Determining Line Reflections in Transient Phenomena. SDYA014 (1996), Oktober
- [40] AGILENT TECHNOLOGIES: *Advanced Design System 2005, Documentation*
- [41] TEKTRONIX INC.: *Data Sheet Communications Signal Analyzer CSA8000B*, Dezember 2003
- [42] TEKTRONIX INC.: *Data Sheet Electrical Sampling Module 80E04*, November 2007
- [43] ZWILLICH, V. ; MENZEL, W. ; LEIER, H.: Worst Case Signal Integrity Analysis for In-Vehicle Data Transmission via UTP Cables. In: *Proc. 18th Int. Zurich Symp. Tech. Exhib. Electromagnetic Compatibility*. München, September 2007
- [44] HUFSCHEMID, M.: *Information und Kommunikation: Grundlagen und Verfahren der Informationsübertragung*. Vieweg und Teubner, Januar 2007
- [45] KLEIN, Ralf: *Selbstkalibrierende Pad-Treiber zur Verbesserung der elektromagnetischen Verträglichkeit Integrierter Schaltungen*, Universität Ulm, Dissertation, Juni 2002
- [46] WARNER, B. A. ; BREON, S. R.: Electromagnetic Interference (EMI) and Thermal studies of flat conductor cable (FCC). In: *Advances in cryogenic engineering* 39 (1994), S. 1161–1168
- [47] MORTIER, C. ; KELLETT, N.: Shielded Flat Flexible Cable (for use in automotive applications). In: *IEE Seminar on Electromagnetic Compatibility for automotive electronics (Ref. No. 1999/134)*. Birmingham, England, September 1999, S. 5/1–5/6
- [48] KOSDIKIAN, F. ; PAUMIER, F. ; BALLENGHIEN, J. L.: EMC on new efficient and economic cabling system. In: *Proc. 15th Int. Zurich Symp. Tech. Exhib. Electromagnetic Compatibility* Bd. 1. Zürich, Februar 2003, S. 203–206
- [49] I&T INNOVATION TECHNOLOGY ENTWICKLUNGS- UND HOLDING AG. – URL: <http://www.innovation-technology.com> Industriegebiet 1; A-7011 Siegendorf
- [50] SIMLAB SOFTWARE GMBH: *CableMod User's Manual, Version 2.7*, Januar 2005

- 
- [51] *Europäische Norm EN50289 Teil 1-6*
- [52] WADELL, B. C.: *Transmission line design handbook*. Norwood, MA., U.S.A. : Artech House, 1991
- [53] TEKTRONIX: *TDR Impedance Measurements: A Foundation for Signal Integrity*. Application Note. 2001
- [54] JOHNSON, H. W.: *High Speed Signal Propagation. Advanced Black Magic*. Prentice Hall, 2003
- [55] ZWILLICH, V. ; MENZEL, W. ; RÖHRIG, L. ; LEIER, H.: Odd-mode Impedance-Controlled Shielded Flat Flexible Cables for In-Vehicle Data Transmission. In: *Proc. 17th Int. Zurich Symp. Tech. Exhib. Electromagnetic Compatibility*. Singapur, Februar 2006, S. 348–351
- [56] AGILENT: *E5070A, E5071A ENA Series RF Network Analyzer Service Manual*, März 2003
- [57] CISPR 25: *Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats, and on devices – Limits and methods of measurement*. August 2002. – International Electrotechnical Commission
- [58] BROOMALL, J. R. ; DEUSEN, H. V.: Extending the Useful Range of Copper Interconnects for High Data Rate Signal Transmission. In: *Proc. 47th Electronic Components and Technology Conference*. San Jose, CA, U.S.A., Mai 1997, S. 196–203
- [59] LEONI KABEL GMBH: *Technical Data Sheet Data cable LEONI Dacar 538*
- [60] DJORDJEVIC, A. R. ; BILJIC, R. M. ; LIKAR-SMILJANIC, V. D. ; SARKAR, T. K.: Wideband Frequency-Domain Characterization of FR-4 and Time-Domain Causality. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 43 (2001), S. 662–667
- [61] HALL, S. ; LIANG, T. ; HECK, H. ; SHYKIND, D.: Modeling Requirements for Transmission Lines in Multi-Gigabit Systems. In: *Electrical Performance of Electronic Packaging*. Portland, OR, U.S.A., Oktober 2004, S. 67–70
- [62] POZAR, D.: *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 1998
- [63] ZWILLICH, V. ; WOLLITZER, M. ; WIRSCHER, T. ; MENZEL, W. ; LEIER, H.: Signal Integrity Analysis of a 1.5 Gbit/s LVDS Video Link. In: *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Honolulu, U.S.A., Juli 2007

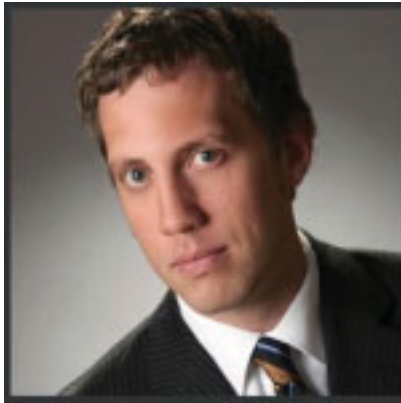
- [64] ZWILLICH, V. ; LEIER, H.: Entwicklung von Simulationsmodellen zur Untersuchung hochbitratiger Datenbussysteme bei Videoanwendungen / DaimlerChrysler AG. September 2007. – Technischer Bericht Nr. 97039
- [65] BRANDL, A. ; RECHT, E. ; BAR-NATAN, V.: LVDS Signal Integrity for Video Transmission Lines. In: *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility* Bd. 1. Bosten, MA, U.S.A., Mai 2003, S. 537–538
- [66] GOLDIE, J.: LVDS goes the distance! In: *SID Symposium Digest of Technical Papers*, 1999
- [67] AHN, S. ; LU, A. ; FAN, W. ; WAI, L. L. ; KIM, J.: Solution Space Analysis of Interconnects for Low Voltage Differential Signaling (LVDS) Applications. In: *Electrical Performance of Electronic Packaging*. Cambridge, MA, U.S.A., Oktober 2001, S. 327–330
- [68] NATIONAL SEMICONDUCTOR: *Technical Data Sheet DS90UR241-124*, 2006
- [69] ANSI/TIA/EIA-644-A: *Electrical Characteristics of Low Voltage Differential Signaling (LVDS) Interface Circuits*. Feb. 2001
- [70] NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION: *LVDS Owner's Manual Design Guide*, 2004
- [71] JOHN GOLDIE: *National Semiconductor AN101063*, 2002
- [72] COOMBS, C. F.: *Printed Circuits Handbook*. New York : McGraw Hill, 1979
- [73] ROSENBERGER HOCHFREQUENZTECHNIK GMBH & Co. KG: *Rosenberger-HSD Connectors*. – URL: <http://www.rosenberger.com> Hauptstraße 1; D-83413 Fridolfing
- [74] KOMPA, Günter: *Die frequenzabhängigen Übertragungseigenschaften von Streifenleitungs-Wellenwiderstandssprüngen, Filtern und Stichleitungen in Mikrostrip-Technik*, RWTH Aachen, Dissertation, 1975
- [75] STEPHANS, R.: 2006. – White Paper (Tektronix Corp.) - Jitter Knowledge Series: All About the Acronyms: RJ, DJ, DDJ, ISI, DCD, PJ, SJ, ...
- [76] BOCKELMAN, David E. ; EISENSTADT, William R.: Combined Differential and Common-Mode Analysis of Power Splitters and Combiners. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 43 (1995), November, S. 2627–2631

- [77] BOCKELMAN, David E. ; EISENSTADT, William R.: Combined Differential and Common-Mode Scattering Parameters: Theory and Simulation. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 43 (1995), S. 1530–1539





## Lebenslauf



### Volker Zwillich

Entenbachstr. 48  
81541 München

\*11.1.1976, ledig

## Berufserfahrung

- seit 04/08 **BMW AG, Elektromagnetische Verträglichkeit, München**  
Entwicklungsingenieur
- 05/03 – 03/08 **Universität Ulm, Institut für Mikrowellentechnik (Prof. W. Menzel)**  
Wissenschaftlicher Mitarbeiter in Kooperation mit der Daimler AG
- 01/02 – 04/03 **DaimlerChrysler AG, Research & Technology (REM/CF), Ulm**  
Wissenschaftlicher Mitarbeiter auf dem Gebiet der EMV

## Praktika

- 04/98 – 05/98 **Daimler Benz Research Centre India, Bangalore, Indien,**  
**Opto Circuits India, Bangalore, Indien**
- 11/97 – 12/98 **Ericsson Eurolab Deutschland, Herzogenrath**  
Forschungsassistent (studienbegleitend)

## Studium

- 10/95 – 06/01 **RWTH Aachen**  
Studium der Elektrotechnik
- 10/00 – 04/01 **University of California, Santa Barbara, California, U.S.A.**  
Diplomarbeit auf dem Gebiet MMIC-Modellierung
- 05/99 – 08/99 **Cornell University, Ithaca, New York, U.S.A.**  
Studienarbeit auf dem Gebiet MMIC-Modellierung

München, 19.5.2009

