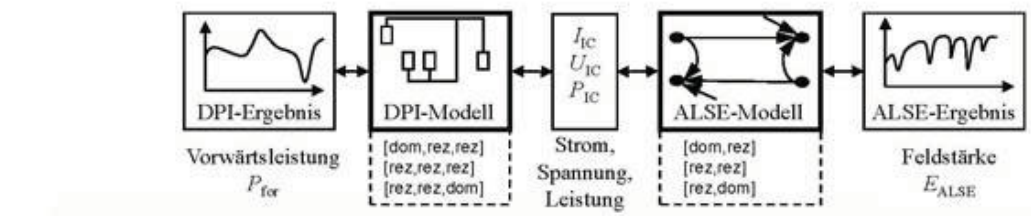
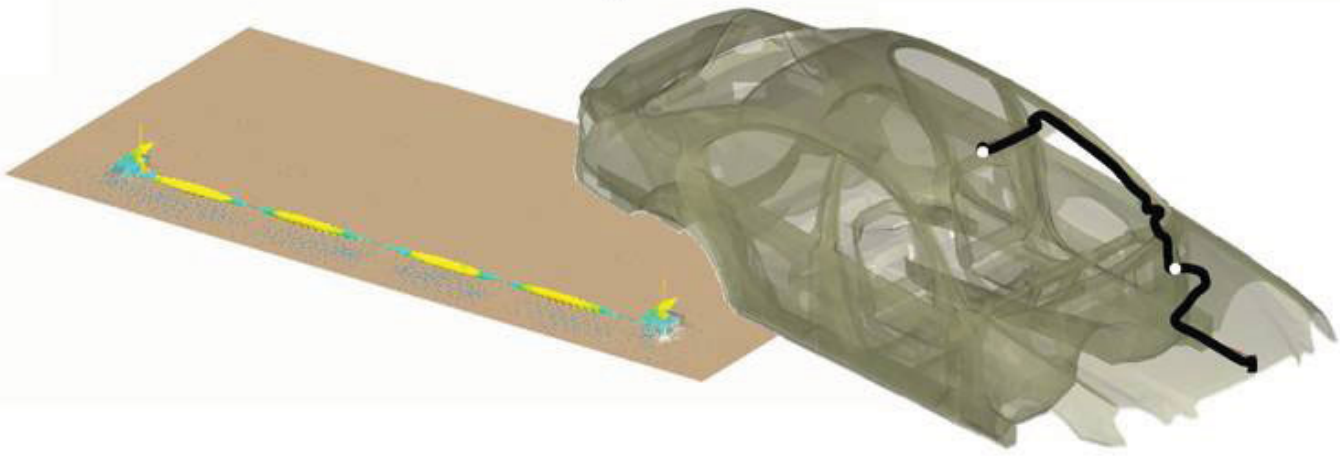
Stefan Buntz

Bauteil-Störfestigkeitsprüf-verfahren für Kfz-Bussysteme





Cuvillier Verlag Göttingen
Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag

ulm university universität
uulm

Bauteil-Störfestigkeitsprüfverfahren für Kfz-Bussysteme

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS
(DR.-ING.)

der Fakultät für Ingenieurwissenschaften
und Informatik der Universität Ulm

von

STEFAN BUNTZ
AUS ULM/DONAU

Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel
	Prof. Dr. Hans Peter Großmann
Amtierender Dekan:	Prof. Dr.-Ing. Michael Weber

Ulm, 17. Juli 2009

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über http://dnb.ddb.de abrufbar.
1. Aufl. - Göttingen: Cuvillier, 2009
Zugl.: Ulm, Univ., Diss., 2009

978-3-86955-164-7

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2009
Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen
Telefon: 0551-54724-0
Telefax: 0551-54724-21
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

978-3-86955-164-7

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Doktorand bei der Daimler AG in Ulm.

Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel, nicht nur für die Betreuung dieser Arbeit, sondern auch für seine stete Bereitschaft zu einer offenen Diskussion, durch die er mir im Laufe der Arbeit immer wieder entscheidende Anregungen und wertvolle Hilfestellungen gab.

Ebenso möchte ich Herrn Prof. Dr. Hans-Peter Großmann für die Übernahme des Koreferats und dem damit dokumentierten Interesse an dieser Arbeit danken.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Dieter Gwisdalla von der Hochschule Ulm danke ich für die vielen anregenden Diskussionen während der Arbeit, die oft neue Ideen und Erkenntnisse auf dem Gebiet der EMV-Messtechnik brachten.

Für die Mitwirkung an der mündlichen Prüfung möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Jian Xie danken.

Ein besonderer Dank gilt auch meinem Betreuer bei der Daimler AG, Herrn Dr. Helmut Leier, der mir die Möglichkeit gab, diese Arbeit unter dem Dach der Firma anzufertigen und mich hierbei in allen Belangen auch stets unterstützt hat. Ebenso möchte ich meinen Kollegen bei der Daimler AG danken, die mich in vielfältiger Art und Weise bei meiner Arbeit unterstützt haben. Insbesondere Herrn Benian Chand, Herrn Dr.-Ing. Marc Schreiner, Herrn Claus Wölk und Herrn Dr.-Ing. Volker Zwillich möchte ich für das gute Arbeitsklima und die Unterstützung in allen Belangen meiner Tätigkeit bei der Daimler AG danken. Nicht zuletzt möchte mich bei meinen Studenten bedanken, deren Studien- und Diplomarbeiten eine wertvolle Unterstützung meiner Tätigkeit im Konzern waren und teilweise auch die vorliegende Arbeit begleitet haben.

Den Mitarbeitern des Instituts für Mikrowellentechnik der Universität Ulm danke ich ebenfalls für die Unterstützung während meiner Arbeit, insbesondere Herrn Dr.-Ing. Frank Bögelsack für das Auffinden etlicher Tippfehler im Manuskript.

Mein persönlicher Dank gilt meinen Eltern, die mir nicht nur mein Studium ermöglicht haben, sondern mich bis heute in allen Lebenslagen unterstützen.

Ganz besonders möchte ich an dieser Stelle noch meiner Frau Carolin für das mir entgegengebrachte Verständnis und die Unterstützung während der schwierigen Phasen dieser Arbeit danken.

Temmenhausen, im November 2009 Stefan Buntz

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **1**

2 Grundlagen **5**
2.1 Bussysteme 5
2.1.1 Das OSI-Modell 6
2.1.2 Der LIN-Bus 11
2.2 Grundlagen der EMV 13
2.2.1 Die EMV-Wirkungskette 14
2.2.2 Definition der verschiedenen Messebenen 17
2.2.3 Störfestigkeitsanforderungen im Kfz 18
2.3 Darstellung von Systemen durch Streuparametern 21
2.3.1 Grundlagen der Wellenparameter und Streuparameter 21
2.3.2 Aktive Mikrowellen-Tore 23
2.4 Ersatzquellendarstellung einer Störung 24
2.4.1 Modellierung 24
2.4.2 Ausfallszenarien 25
2.4.3 Bewertung der Wirksamkeit einer Störquelle 26

3 EMV-Messverfahren **29**
3.1 Leitungsgebundene Störfestigkeitsmessung 29
3.1.1 Anwendung des DPI-Verfahrens 30
3.1.2 Theoretische Untersuchungen am bestehenden Verfahren 33
3.2 Gestrahlte Störfestigkeitsmessung 34
3.2.1 Grundlagen und Anwendung des ALSE-Messverfahrens 34
3.2.2 Nachteile des ALSE-Messverfahrens 36
3.3 Bulk Current Injection 37
3.4 Stripline-Verfahren 38

4 Analyse der gestrahlten Störfestigkeitsmessung **39**
4.1 Modellierung durch ein aktives Zweitor 39
4.2 Bestimmung des aktiven Zweitors aus der Simulation 41
4.2.1 Simulationsmodell des ALSE-Messaufbaus 42
4.2.2 Bestimmung der Streuparameter ohne Einstrahlung 43
4.2.3 Bestimmung der durch Einstrahlung entstehenden Quellwellen . . . 44
4.3 Bestimmung des aktiven Zweitors aus Messungen 47
4.4 Vergleich von Simulation und Messung 48

4.5 Modellierung der LPDA-Antenne . . . 51
4.5.1 Lage des Phasenzentrums . . . 51
4.5.2 Speisestrom des Dipols . . . 52
4.5.3 Vergleich von LPDA-Modell und ebener Welle . . . 53
4.6 Analyse der entstehenden Stromverteilung . . . 54
4.7 Ersatz-Störquelle des Messsystems . . . 56
4.7.1 Bestimmung der Ersatz-Störquelle . . . 56
4.7.2 Lastwiderstandsverhalten der Ersatz-Störquelle . . . 60
4.7.3 Vergleich von Ersatz-Störquelle mit realem Ausfallbild . . . 62
4.8 Polarisationsabhängigkeit des ALSE-Aufbaus . . . 64

5 Untersuchung und Erweiterung des DPI-Verfahrens 67
5.1 Kapazitive Einkopplung . . . 67
5.1.1 Modellierung der kapazitiven Einkopplung . . . 67
5.1.2 Analyse der kapazitiven Einkopplung . . . 69
5.2 Optimierte kapazitive Störungseinkopplung . . . 75
5.2.1 Optimiertes Board – Modellierung . . . 75
5.2.2 Analyse der optimierten kapazitiven Einkopplung . . . 77
5.2.3 Eigenschaften der kapazitiven Einkopplung . . . 78
5.3 Induktive Störeinkopplung . . . 79
5.3.1 Stromeinspeisung – die BCI-Methode . . . 79
5.3.2 Platine zur induktiven Stromeinspeisung . . . 82
5.3.3 Modellierung der induktiven Störeinspeisung . . . 83
5.3.4 Analyse der induktiven Störeinspeisung . . . 83
5.3.5 Einfluss des Übertragers auf Strom und Spannung am IC . . . 85
5.4 Vergleich der betrachteten Varianten . . . 88
5.4.1 Erzeugter Strom am IC-Pin . . . 88
5.4.2 Erzeugte Spannung am IC-Pin . . . 89
5.4.3 Erzeugte Wirkleistung am IC-Pin . . . 89

6 Vergleich von ALSE- und DPI-Verfahren 91
6.1 Bezug der Messmethoden . . . 91
6.2 Vergleich der bei ALSE und DPI entstehenden Ströme . . . 93
6.3 Prognose der gestrahlten Störfestigkeitsmessung . . . 94
6.4 Ableitung von Chip-Level-Störfestigkeitsgrenzwerten . . . 96
6.4.1 Vorgehensweise . . . 96
6.4.2 Ableitung von Grenzwerten . . . 99
6.5 Auswirkung kapazitiver Filterung . . . 101
6.6 Grenzwerte im Fall eines realen Fahrzeugmodells . . . 103
6.6.1 Modellierung eines realen Fahrzeugs als aktives Zweitor . . . 103
6.6.2 Simulationsergebnisse . . . 105

7 Ausblick **109**

8 Zusammenfassung **111**

A Bestimmung des Reflexionsfaktors eines Transceiver-Bausteins **115**
A.1 Messaufbau 115
A.2 Messungen 116

B Analyse des DPI-Messverfahrens mit Kapazitäten **119**
B.1 Standardplatine mit kapazitiver Filterung 119

Literaturverzeichnis **123**

Lebenslauf **133**

Verzeichnis häufig verwendeter Formelzeichen, Symbole und Abkürzungen

Die in der Arbeit verwendeten Formelzeichen und Indizes sind nach DIN 1338 kursiv dargestellt. Vektoren sind durch Großbuchstaben gekennzeichnet, die fett dargestellt sind. Ebenso sind Matrizen durch fett dargestellt Großbuchstaben gekennzeichnet, die zusätzlich unterstrichen sind.

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen

a_j	Wellengröße der hinlaufenden Welle, Element des Wellenvektors $\mathbf{A}$
β_0	Phasenkoeffizient
b_i	Wellengröße der rücklaufenden Welle, Element des Wellenvektors $\mathbf{B}$
b_{Qi}	allgemeine Wellengröße des Quellwellenvektors $\mathbf{B}_Q$
b^*_{Qi}	auf $E_{\mathrm{ALSE}} = 1\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ normierte Wellengröße des Quellwellenvektors $\mathbf{B}^*_Q$
b_Q	allgemeine Wellengröße einer Ersatzquelle (aktives Eintor)
$b_{Q,\mathrm{DPI}}$	Wellengröße der Ersatzquelle des DPI-Modells
$b_{Qi,\mathrm{ALSE}}$	Wellengröße der Ersatzquelle des aktiven Zweitor-Modells des ALSE-Aufbaus ($i \in 1, 2$)
c_0	Vakuumlichtgeschwindigkeit, $c_0 = 2.9979 \cdot 10^8\,\frac{\mathrm{m}}{\mathrm{s}}$
C_C	Kapazitätswert des DPI-Koppel-Kondensators, typ. $C_C = 4.7\,\mathrm{nF}$
$C_{\mathrm{ESB,\ Ferrit}}$	Kapazitätswert des Ferrit-Ersatzschaltbildes
$C_{\mathrm{Filter}n}$	Bauteilwert der kapazitiven Filterung bei ALSE ($n \in 1, 2$)
C_S	Streukapazität, verantwortlich für kapazitive Störkopplung
d_0	Konstante zur Beschreibung der Lage des LPDA-Phasenzentrums
d_1	Konstante zur Beschreibung der Lage des LPDA-Phasenzentrums
d_{ALSE}	Abstand zwischen gestörter Leitung und Antennenspitze bei der ALSE-Störfestigkeitsmessung, typ. $d_{\mathrm{ALSE}} = 500\,\mathrm{mm}$
$d_{L,\mathrm{ALSE}}$	Dicke der gestörten Bus-Leitung der ALSE-Messung
$d_{L,\mathrm{BCI}}$	Dicke der gestörten Bus-Leitung der BCI-Messung
$d_{PC}(f)$	Lage (Abstand zur Spitze) des Phasenzentrums der LPDA-Antenne
$\tan\delta_{\mathrm{FR\text{-}4}}$	Verlustwinkel des FR-4 Platinenmaterials, $\tan\delta_{\mathrm{FR\text{-}4}} \approx 0.02$

ε_0	Permittivität des Vakuums bzw. el. Feldkonstante, $\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \frac{\mathrm{F}}{\mathrm{m}}$
ε_r	relative Permittivität, Dielektrizitätszahl
$\varepsilon_{r,\text{FR-4}}$	Dielektrizitätszahl des FR-4-Platinenmaterials, $\varepsilon_{r,\text{FR-4}} = 4.5$
E_0	konstante einfallende Feldstärke bei der ALSE-Messung
E_{ALSE}	minimal notwendige Feldstärke der ALSE-Messung, bei der ein Ausfall des Prüfaufbaus auftritt (Ausfallfeldstärke), Amplitude des Vektors $\mathbf{E}_{\text{ALSE}}$
E_{soll}	prognostizierte Ausfallfeldstärke der ALSE-Messung
f	Frequenz
f_{min}	minimale Frequenz
f_{max}	maximale Frequenz
f_{res}	Resonanzfrequenz
$h_{\text{FR-4}}$	Substrathöhe des FR-4-Platinenmaterials, $h_{FR-4} = 1.6\,\text{mm}$
$h_{L,\text{ALSE}}$	Höhe der Leitung über der Massefläche bei der ALSE-Messung (typ. 50 mm)
h_{BCI}	Höhe der Leitung über der Massefläche bei der BCI-Messung
$h_{\text{Stripline}}$	Höhe der Leitung über der Massefläche bei der Stripline-Messung
I	komplexer Strom
i	normierter komplexer Strom
I_0	Speisestrom einer idealen Stromquelle
I^+	komplexer Strom der hinlaufenden Welle
I^-	komplexer Strom der rücklaufenden Welle
I_{DUTn}	Strom durch einen Prüfling bei ALSE ($n \in 1, 2$)
I_{ICn}	Strom durch einen Prüfling bei DPI ($n \in 1, 2, 3$)
I_{max}	maximaler Störstrom, der noch keinen Ausfall des Prüflings verursacht
I_S	Störstrom allgemein
$I_{\text{Stör,max}}$	maximaler an einer Störquelle entstehender Strom
I_K	Kurzschlussstrom
$I_{\text{L,ALSE}}(p)$	komplexer Strom auf der gestörten ALSE-Leitung an der Position p
I_P	der bei einer Störfestigkeitsmessung entstehende Prüfstrom
I_Q	Quellstrom einer Ersatz-Störquelle in Stromquellendarstellung
I_{Qn}	Quellstrom, ermittelt aus der ALSE-Simulation ($n \in 1, 2$)
λ	Freiraumwellenlänge

L_1	Wert der ersten Induktivität der Entkoppelschaltung der optimierten DPI-Platine
L_2	Wert der zweiten Induktivität der Entkoppelschaltung der optimierten DPI-Platine
l_{ALSE}	Länge des Leitungsstücks quer zur Antenne (bei der ALSE-Messung)
$l_{\mathrm{ALSE,GND}}$	Länge der Masseplatte bei der ALSE-Messung, typ. 2000 mm
$l_{\mathrm{BCI,1}}$	Länge des Leitungsabschnitts zwischen erstem Prüfling und Koppelzange bei der BCI-Störfestigkeitsmessung
$l_{\mathrm{BCI,2}}$	Länge des Leitungsabschnitts zwischen zweitem Prüfling und Koppelzange bei der BCI-Störfestigkeitsmessung
L_C	Wert der parasitären Induktivität des DPI-Koppel-Kondensators
$l_{\mathrm{DBE\text{-}SAM}}$	Länge des Leitungsstücks zwischen DBE und SAM
$l_{\mathrm{DBE\text{-}GND}}$	Gesamtlänge der Leitung zwischen DBE und GND
$L_{\mathrm{ESB,\ Ferrit}}$	Induktivitätswert des Ferrit Ersatzschaltbildes
$l_{\mathrm{L,ALSE}}$	Gesamtlänge der Leitung bei der ALSE-Messung, typ. 1750 mm
l_{MSL}	Länge eines Stücks Mikrostreifenleitung
$l_{\mathrm{SAM\text{-}GND}}$	Länge des Leitungsstücks zwischen SAM und GND
$l_{\mathrm{Stripline}}$	Länge des Leitungsstücks unterhalb der Stripline
μ_0	Vakuumpermeabilität bzw. magnetische Feldkonstante, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\mathrm{H}}{\mathrm{m}}$
μ_r	relative Permeabilität
M	Gegeninduktivität, verantwortlich für induktive Störkopplung
N	Anzahl der Dipolelemente der LPDA-Antenne
π	Kreiszahl Pi
P	komplexe Leistung
P^+	komplexe Leistung der hinlaufenden Welle
P^-	komplexe Leistung der rücklaufenden Welle
P_{feed}	Speiseleistung der LPDA-Antenne bei der ALSE-Messung
P_{for}	allgemein Vorwärtsleistung
$P_{\mathrm{for,feed}}$	Speiseleistung des DPI-Störfestigkeitsmessaufbaus
P_{max}	maximale Störleistung, die noch keinen Ausfall des Prüflings verursacht
$P_{\mathrm{Stör,max}}$	maximale aus einer Störquelle entnehmbare Leistung
P_W	Wirkleistung

R_{DUT}	Widerstandswert eines Prüflings, der rein reell ist
$R_{\mathrm{ESB,\ Ferrit}}$	Widerstandswert des Ferrit-Ersatzschaltbildes
r_{IC}	Reflexionsfaktor eines ICs allgemein
$r_{\mathrm{IC},z}$	Reflexionsfaktor eines ICs in einem spezifischen Zustand ($z \in$ dom,rez)
R_T	Terminierungswiderstand
r_Q	Reflexionsfaktor der Ersatzquelle (aktives Eintor) in Wellendarstellung
s_{ij}	allgemein Streuparameter aus der Streuparametermatrix $\underline{\mathbf{S}}$
$s_{ij,\mathrm{ALSE}}$	Streuparameter des passiven ALSE-Aufbaus ($i, j \in 1, 2$)
T	Übersetzungsverhältnis eines Übertragers
U	komplexe Spannung
u	normierte komplexe Spannung
U^+	komplexe Spannung der hinlaufenden Welle
U^-	komplexe Spannung der rücklaufenden Welle
U_0	Speisespannung einer idealen Spannungsquelle
U_{DUTn}	Spannung an einem Prüfling bei ALSE ($n \in 1, 2$)
U_{ICn}	Spannung an einem Prüfling bei DPI ($n \in 1, 2, 3$)
U_L	Leerlaufspannung
U_{max}	maximale Störspannung, die noch keinen Ausfall des Prüflings verursacht
U_P	die bei einer Störfestigkeitsmessung entstehende Prüfspannung
U_Q	Quellspannung einer Ersatz-Störquelle in Spannungsquellendarstellung
U_S	allgemeine Störspannung
$U_{\mathrm{Stör,max}}$	maximale an einer Störquelle entstehende Spannung
ω	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi \cdot f$
$w_{\mathrm{ALSE,GND}}$	Breite der Masseplatte bei der ALSE-Messung, typ. 2000 mm
w_{MSL}	Leiterbreite einer Mikrostreifenleitung
x_{ALSE}	Länge der beiden Leitungsstücke in x-Richtung (zur Antenne) bei der ALSE-Messung, typ. 100 mm
Y_Q	Quelladmittanz einer Ersatz-Störquelle in Stromquellendarstellung ($Y_Q = G_Q + \mathrm{j} \cdot B_Q$)
Z	komplexe Impedanz
Z_0	Bezugswellenwiderstand, $Z_0 = 50\,\Omega$

Z_{DUT}	komplexer Widerstandswert eines Prüflings
Z_{F0}	Freiraumwellenwiderstand $Z_{F0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$
Z_{IC}	Innenimpedanz eines ICs allgemein
$Z_{\mathrm{IC}z}$	Innenimpedanz eines ICs in einem spezifischen Zustand z ($z \in$ dom,rez)
Z_K	Koppelimpedanz, verantwortlich für galvanische Störkopplung
Z_Q	Quellimpedanz einer Ersatz-Störquelle in Spannungsquellendarstellung ($Z_Q = R_Q + \mathrm{j} \cdot X_Q$)

Abkürzungsverzeichnis

ALC	Absorber Lined Chamber (Schirmkammer, siehe ALSE)
ALSE	Absorber Lined Shielded Enclosure (Schirmkammer, bezeichnet auch das gestrahlte Messverfahren)
BCI	Bulk Current Injection (Mantelstromeinspeisung)
CAN	Controller Area Network (meistverbreitetes Kfz-Bussystem)
DBE	Dachbedieneinheit
DCI	Direct Current Injection (diese Bezeichnung wird teilweise für die DPI Messung mit Übertrager verwendet)
DPI	Direct Power Injection (Direkte Störsignal Einspeisung)
DRFI	Direct RF Injection (siehe DPI)
DUT	Device under Test (Prüfling, der zu testende Baustein)
EMA	Elektromagnetische Aussendung
EMB	Elektromagnetische Beeinflussung
EMC	Electro-magnetic Compatibility (Elektromagnetische Verträglichkeit, EMV)
EME	Electro-magnetic Emission (elektromagnetische Störaussendung, EMA)
EMI	Electro-magnetic Immunity (elektromagnetische Störfestigkeit, EMB)
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EMVG	Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten (Neufassung vom 18.09.1998)
ESD	Electro-static Discharge (elektrostatische Entladung)

EUT	Equipment under Test (Prüfobjekt, das zu testende Gerät)
FEXT	Far End Crosstalk, Fernnebensprechen
GPIB	General Purpose Interface Bus (auch als HPIB- oder IEEE488-Bus bekannt, Bus zur Kommunikation von Messgeräten)
GTEM	Gigahertz Transverse-Electromagnetic
IEC	International Electrotechnical Commission (Komitee für elektrotechnische Normung)
ISO	International Standards Organisation (Internationales Normungskomitee)
LIN	Local Interconnect Network (LIN-Subbus, Kfz-Bussystem)
LPDA	logarithmisch-periodische Dipolantenne
MLFMM	Multilevel Fast Multipol Method (schnelle Multipolmethode), Verfahren zur effizienten Berechnung großer dreidimensionaler Feldbereiche
MoM	Method of Moments (Momentenmethode), Berechnungsmethode zur Lösung von dreidimensionalen Feldproblemen
NEXT	Near End Crosstalk, Nah-Nebensprechen
RxD	Receive Data (empfangene Daten eines Bus-Transceivers)
SAM	Signalerfassungs- und Ansteuerungsmodul
TxD	Transmit Data (zu sendende Daten eines Bus-Transceivers)

Glossar

Absorber	Bezeichnung für ein Material mit schlecht reflektierenden aber guten absorbierenden Eigenschaften. Ein solches Material wandelt einen Teil der Energie der Strahlung, die es aufnimmt, in Wärme um.
Absorberkammer	Ein reflexionsarmer, geschirmter Raum, dessen Wände mit Absorbern ausgekleidet sind.
Schirmkammer	Ein metallisch geschirmter Raum, dessen Wände jedoch nicht mit Absorbern ausgekleidet sein müssen. Oft wird jedoch auch die Absorberkammer als Schirmkammer bezeichnet.

1 Einleitung

„Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) ist der Oberbegriff für eine seit den Anfängen der Elektrotechnik bestehende, sich ständig verschärfende Problematik der gegenseitigen Beeinflussung von elektrischen und elektronischen Baugruppen.“ So – oder zumindest so ähnlich – beginnt beinahe jede Arbeit zum Thema EMV. Doch was bedeutet EMV? Unter dem Begriff EMV versteht man laut Schwab „allgemein die Anforderungen für eine friedliche Koexistenz aller Arten von Sendern und Empfängern elektromagnetischer Energie“ [1][1]. Hierbei werden grundsätzlich zwei verschiedene Bereiche unterschieden: Dies ist einerseits die Immunität gegenüber von außen wirkenden Störungen (Störfestigkeit), als auch andererseits die Abstrahlung von elektromagnetischer Energie, welche andere Geräte (oder auch Menschen) stören kann (Störemission).

Die EMV selbst ist ein seit längerer Zeit ständig wachsendes Themenfeld, dessen Bedeutung – insbesondere im Automobilbereich – durch die zunehmende Elektrik-/Elektronik-Ausstattung der Fahrzeuge immer mehr an Bedeutung gewinnt. Besonders das Kraftfahrzeug (Kfz) ist durch die starke Konzentration verschiedenster elektrischer und elektronischer Komponenten auf engstem Raum eine Umgebung, die – in Bezug auf die EMV – sehr schwierig zu handhaben ist.

Wie bei allen Entwicklungen von elektronischen Bauteilen und Geräten ist auch bei der Entwicklung eines Fahrzeugs eine frühzeitige Sicherstellung der EMV sehr schwierig zu lösen. Einerseits ist zu Beginn einer Entwicklung das fertige Fahrzeug noch nicht verfügbar und es können keine Messungen zur Sicherstellung der EMV gemacht werden. Andererseits sind Messverfahren, die die EMV von einzelnen Bauteilen bzw. Komponenten eines Fahrzeugs sicherstellen, zwar vorhanden, jedoch sind damit nur bedingt Vorhersagen für das spätere Gesamtsystem möglich. Während bei der Bestimmung der Störemission durch Simulationen – zumindest ansatzweise – eine Vorhersage möglich ist, ist die Bestimmung der Störimmunität bzw. Störfestigkeit durch Simulationen kaum möglich: Da die Störfestigkeit eines einzelnen Bauteils meist durch parasitäre Effekte bestimmt wird und es sehr schwierig bzw. unmöglich ist diese parasitären Effekte in den Simulationsmodellen exakt darzustellen, kann hier auf eine Bestimmung der Störfestigkeit durch Simulation nicht zurückgegriffen werden.

Aufgrund dieser Tatsachen lassen sich auch in einem frühen Stadium der Entwicklung Messungen zur Bestimmung der Störfestigkeit nicht vermeiden. Um diese jedoch sinnvoll zu interpretieren, behandelt die vorliegende Arbeit Untersuchungen, die zeigen, wie die Bestimmung der Störfestigkeit zu einem frühen Zeitpunkt innerhalb des Entwicklungsprozesses in Bezug zu den Messungen von Teil-Systemen oder dem Gesamtsystem steht.

[1] Ist der Mensch selbst der „Empfänger“ der elektromagnetischen Energie, spricht man von der EMV-U. Hierbei sind dann die Wirkungen elektrischer und magnetischer Felder auf den Menschen bzw. die Umwelt gemeint.

Um diesen Bezug zwischen den Störfestigkeitsmessungen der einzelnen Entwicklungsstadien herzustellen, ist es nötig, die verschiedenen Störfestigkeitsmessverfahren entsprechend der Anwendung innerhalb der verschiedenen Entwicklungsphasen zu gruppieren.

Zum einen gibt es die sogenannten Bauteil-Messverfahren, die zur Bestimmung der Störfestigkeit eines einzelnen Bauteils bzw. ICs (engl. *Integrated Circuit*, Integrierter Schaltkreis) dienen. Hier ist in erster Linie das sogenannte DPI-Verfahren (engl. *Direct Power Injection*, direkte Leistungseinspeisung) zu erwähnen, das seit 2006 in einer Norm spezifiziert ist [2]. Bei diesem Verfahren wird über einen Kondensator die Störung direkt kapazitiv auf einen Pin des Prüflings eingeprägt.

Auf der nächsten Ebene finden sich dann die Komponenten-Messverfahren, die zur Bestimmung der Störfestigkeit bestimmter Komponenten dienen. Als Komponente wird in diesem Zusammenhang ein fertig entwickeltes Teilsystem bzw. Subsystem des späteren Gesamtsystems bezeichnet, beispielsweise ein Steuergerät mit zugehörigem Kabelsatz. Bei diesen Messverfahren werden die EMV-Eigenschaften des kompletten Teilsystems bestimmt, indem dieses einem elektrischen Störfeld ausgesetzt wird. Hierbei kann das Störfeld entweder über eine Antenne erzeugt werden oder über sogenannte Koppelzangen auf den Kabelbaum eingespeist werden. Die Störeinspeisung mit Hilfe einer Koppelzange ist unter der Bezeichnung BCI-Verfahren (engl. *Bulk Current Injection*) bekannt und genormt [3]. Das gestrahlte Störfestigkeitsmessverfahren, bei dem zur Einspeisung eine Antenne verwendet wird, ist unter der Bezeichnung ALSE-Verfahren ebenfalls bekannt und genormt (engl. *Absorber Lined Shielded Enclosure*[2]) [4]. In vielen Fällen werden jedoch auch diese Verfahren, die eigentlich zur Beurteilung der Störfestigkeit von Komponenten entwickelt wurden, zur Bestimmung der Bauteil-Störfestigkeit genutzt. Die hieraus entstehenden Probleme werden im Rahmen dieser Arbeit ebenfalls beleuchtet.

Die dritte und letzte Ebene bildet schließlich die Gesamtsystem-Ebene, bei der nach entsprechenden Vorgaben die EMV-Freigabe des gesamten Fahrzeugs vorgenommen wird. Auch hier wird wieder ein externes Störfeld auf den Prüfling eingestrahlt und dessen Funktion kontrolliert. Typische Gesamtsystem-Messungen sind das Stripline-Verfahren, bei dem der Prüfling in einen groß dimensionierten Wellenleiter (Streifenleitung) eingebracht wird, sowie wieder das ALSE-Verfahren.

Da die Störfestigkeitsmessung eines Gesamtsystems erst am Ende der Entwicklung durchgeführt werden kann, steigen die Kosten für diese Entwicklung stark an, wenn in diesem späten Stadium Änderungen an der Elektronik aufgrund von EMV-Problemen notwendig werden. Aus diesen Gründen ist eines der Ziele – nicht nur der Automobilhersteller – ein besseres Verständnis der Zusammenhänge der verschiedenen Störfestigkeitsmessverfahren zu entwickeln. Insbesondere sind Zusammenhänge zwischen den Grenzwerten der Gesamtsystem-Störfestigkeitsmessung oder der Komponenten-Störfestigkeitsmessung mit den Grenzwerten der Bauteil-Störfestigkeitsmessung gesucht. Mit diesen Beziehungen zwischen Bauteil-Ebene und Gesamtsystem-Ebene können bereits in einem frühen Stadium der Entwicklung entsprechende Bauteile vermessen und ausgewählt werden, ohne dass das spätere System vollständig vorhanden sein muss. Dies ermöglicht einen EMV-gerechten Systementwurf und verhindert, dass überdimensionierte Bauteile verwendet werden.

[2] auch *Absorber Lined Chamber*, ALC genannt

Neben einigen pessimistischen Aussagen („*It should be noted that immunity tests performed at the IC level through one of the previously described methods cannot be correlated with these tests performed on the same IC through the other measurement methods*“, [5]) gibt es bisher nur wenige Untersuchungen, die sich zumindest mit Teilaspekten der Korrelation von Störfestigkeitsmessverfahren beschäftigen: Taylor et al. [6], Agrawal et al. [7] und Rachidi [8] beschreiben beispielsweise die Kopplung von elektromagnetischen Wellen auf Leitungsgeometrien mithilfe von grundlegenden Integralgleichungen der Mikrowellentechnik, wobei hier das Augenmerk auf hochenergetischen Störungen wie Blitzschlag liegt. Ebenso sind neuere Arbeiten von Rakouth et al. [9], Loecks et al. [10] oder auch Alaeldine et al. [11, 12] veröffentlicht worden, die sich speziell mit dem DPI-Verfahren beschäftigen.

Die Fragestellung der Korrelation der verschiedenen Störfestigkeits-Messverfahren bildet den Kern der vorliegenden Arbeit, wobei hier insbesondere das DPI-Verfahren mit dem ALSE-Verfahren verglichen wird. Um dieses Ziel zu erreichen, werden die Eigenschaften der jeweiligen Verfahren herausgearbeitet und Optimierungen am DPI-Verfahren vorgenommen. Über Simulationsmodelle der beiden Verfahren soll dann eine Beziehung zwischen den beiden jeweils verwendeten Bewertungsgrößen[3] hergestellt werden. Als zu untersuchendes System wird in dieser Arbeit der LIN-Bus (Local Interconnect Network) betrachtet, grundsätzlich lassen sich die entwickelten Gedankengänge und Korrelationen jedoch auch auf weitere Bussysteme (auch differentielle) und andere Fahrzeugnetze anwenden.

Gliederung der Arbeit

Nach dieser Einleitung wird im zweiten Kapitel neben den allgemeinen Grundlagen der EMV und der Bussysteme auf die Grundlagen der in der Mikrowellenmesstechnik gebräuchlichen Streuparameter eingegangen. Diese sind zur späteren Analyse der Messverfahren notwendig. Hierbei werden insbesondere die aktiven Mikrowellentore erläutert, die zur Modellierung der Störfestigkeitsmessungen in der Simulation verwendet werden. Zudem wird der Ansatz einer idealen Störquelle direkt am IC-Pin beschrieben, der eine einheitliche Beschreibung der verschiedenen Messverfahren erlaubt und ein besseres Verständnis der Wirkungsweise der Messverfahren ermöglicht. Da sich die Messtechnik in dieser Arbeit grundsätzlich auf das Eindraht-Datenbussystem LIN bezieht, wird auch dieses Bussystem in der Einleitung kurz beschrieben.

Im Anschluss werden in Kapitel 3 die verschiedenen Messverfahren zur Bestimmung der Störfestigkeit beschrieben. Hierbei wird insbesondere auf die in dieser Arbeit weiter untersuchten Verfahren – die gestrahlte Störfestigkeitsmessung (ALSE) und die leitungsgebundene Störfestigkeitsmessung (DPI) – genauer eingegangen.

In den folgenden Kapiteln werden dann das gestrahlte Störfestigkeitsmessverfahren (Kapitel 4) und das DPI-Verfahren (Kapitel 5) detailliert analysiert und modelliert, wobei in Kapitel 4 genauer auf die Wirkungsweise und auf die daraus resultierenden Eigenschaften des ALSE-Verfahrens eingegangen wird. In Kapitel 5 wird dann der bisher verwendete

[3] Beim leitungsgebundenen Messverfahren dient die Vorwärtsleistung als Bewertungsgröße, während beim gestrahlten Verfahren die Feldstärke verwendet wird.

DPI-Messaufbau analysiert und eine Optimierung des Messaufbaus vorgestellt. Hierbei wird – wie in Kapitel 4 – ein Simulationsmodell des Messaufbaus erstellt.

Aus den in den Kapiteln 4 und 5 gewonnenen Erkenntnissen, bzw. mit Hilfe der in diesen Kapiteln entwickelten Simulationsmodelle, werden schließlich in Kapitel 6 die Zusammenhänge der Messverfahren abgeleitet und Korrelationen zwischen dem DPI-Verfahren und dem ALSE-Verfahren aufgezeigt. Zum Abschluss der Arbeit werden Simulationen an einem realen Fahrzeugmodell durchgeführt, um auch hier aus der Analyse der Störfestigkeitsmessung des Gesamtsystems Rückschlüsse auf die notwendige Störfestigkeit des einzelnen verwendeten Bausteins zu erhalten.

2 Grundlagen

Das erste Kapitel dieser Arbeit soll eine kurze Übersicht über die Grundlagen der EMV geben. Hierzu werden vor allem die EMV-Wirkungskette, die möglichen Kopplungsarten von Störungen sowie die speziellen Anforderungen im Fahrzeug betrachtet. Zudem werden einige in dieser Arbeit notwendige Grundlagen aus der Mikrowellentechnik – die Wellengrößen und Streuparameter – erläutert. Zu Beginn soll jedoch auf das Thema Bussysteme und das in dieser Arbeit untersuchte Bussystem – das LIN-Bussystem – eingegangen werden.

2.1 Bussysteme

Sind alle Rechner an einem gemeinsamen Daten-Übertragungsmedium, z.B. einem elektrischen Leiter, angeschlossen, so nennt man dies einen Bus oder ein Netzwerk. Ein solches gemeinsames Übertragungsmedium bietet im Kfz gegenüber der direkten Sensor-/Aktor-Ansteuerung eine große Anzahl von Vorteilen:

Verringerung der Anzahl von Kabeln und Leitungen Mit Hilfe eines Bussystems können mehrere Sensorsignale oder Daten über eine gemeinsame Leitung übertragen werden. Dadurch ergibt sich zum einen eine Gewichtsreduzierung des Fahrzeugs, zum anderen wird durch die verringerte Anzahl von Steckern und Verbindungspunkten (z.B. Lötstellen) die Ausfallsicherheit erhöht. Weiterhin vereinfacht sich dadurch auch die konstruktive Verlegung bei der Montage.

Neue Möglichkeiten des Systemverbundes Durch die Möglichkeit, Funktionalitäten auf verschiedene Steuergeräte zu verteilen, ergibt sich eine bessere Ausschöpfung des möglichen Funktionspotentials der Steuergeräte. Die durch die Vernetzung der Steuergeräte möglichen verteilten Regelstrategien vermindern die Belastung der einzelnen Steuergeräte. Komplexe Anwendungen bzw. Systeme (z.B. adaptive Dämpfungsregelung) werden dadurch erst möglich. Ein weiterer Vorteil ist die mehrfache Nutzung von Sensorsignalen. Beispielsweise kann der aktuelle Lenkwinkel und die Geschwindigkeit sowohl für das ABS[1]-System als auch für das Navigationssystem genutzt werden.

Verbesserung der Diagnosemöglichkeiten Durch gegenseitige Überwachung der Systeme kann eine Fehlererkennung bei Störungen in der Datenverarbeitung eines Steuergerätes detektiert und eventuell sogar unterdrückt werden (Mehrheitsentscheid).

Aus diesen Gründen sind in heutigen modernen Fahrzeugen verschiedene Bussysteme im Einsatz: von einfachen Bussystemen für Sensorsignale, bis hin zu schnellen Bussystemen zur Fahrdynamikregelung.

[1] Anti Blockier System

2.1.1 Das OSI-Modell

Aus der Normung sind für Kommunikationssysteme die 7 Schichten des OSI-Referenzmodells [13] bekannt, die von Schicht 7 – der Anwendungsschicht (engl. *application layer*) über die Schichten 6 (Darstellungsschicht, engl. *presentation layer*), 5 (Sitzungsschicht, engl. *session layer*), 4 (Transportschicht, engl. *transport layer*), 3 (Vermittlungsschicht, engl. *network layer*) und der Schicht 2 – der Sicherungsschicht (engl. *data link layer*) bis hin zur Schicht 1 – der Bitübertragungsschicht (engl. *physical layer*) reichen [14, 15].

In Abb. 2.1 sind diese 7 Schichten des OSI-Modells dargestellt. Die Bitübertragungsschicht ist die unterste Schicht. Diese Schicht stellt mechanische, elektrische und weitere funktionale Hilfsmittel zur Verfügung, um physikalische Verbindungen zu aktivieren bzw. zu deaktivieren, sie aufrechtzuerhalten und Bits darüber zu übertragen. Das können zum Beispiel elektrische Signale (leitungsgebundene Bussysteme), optische Signale (Lichtleiter, Laser), elektromagnetische Wellen (drahtlose Netze) oder theoretisch auch Schall sein. Geräte und Netzkomponenten, die der Bitübertragungsschicht zugeordnet werden, sind zum Beispiel die Antenne und die Sende- und Empfangsverstärker einer drahtlosen Verbindung. Bei drahtgebundenen Bussystemen fallen neben dem Netzwerkkabel auch der Stecker und die Buchse für das Netzwerkkabel, der Transceiver (ein Kunstwort aus **Trans**mitter und Re**ceiver**) und die zur Erzeugung der Signalform notwendigen Endwiderstände (Terminierungen) unter den Oberbegriff der Bitübertragungsschicht.

Schicht 7	Anwendungsschicht	
Schicht 6	Darstellungsschicht	
Schicht 5	Sitzungsschicht	
Schicht 4	Transportschicht	
Schicht 3	Vermittlungsschicht	
Schicht 2	Sicherungsschicht	LLC
		MAC
Schicht 1	**Bitübertragungsschicht**	

Abb. 2.1: Die 7 Schichten des OSI-Modells. Nach IEEE ist die Schicht 2 nochmals unterteilt in MAC- und LLC-Schicht.

Auf der Bitübertragungsschicht wird die Übertragung der digitalen Bits auf einer leitungsgebundenen oder leitungslosen Übertragungsstrecke bewerkstelligt. Die gemeinsame Nutzung eines Übertragungsmediums kann auf dieser Schicht durch frequenz- oder zeitversetzten Zugriff erfolgen. Dies erfordert neben den Spezifikationen bestimmter Übertragungsmedien (zum Beispiel Kupferkabel, Lichtwellenleiter, Stromnetz) und der Definition von Steckverbindungen noch weitere Elemente. Darüber hinaus muss auf dieser Ebene gelöst werden, auf welche Art und Weise ein einzelnes Bit übertragen werden soll. In Rechnernetzen wird heute Information zumeist in Form von Bitfolgen übertragen. Für jedes Medium muss daher eine Codierung der Werte „0“ und „1“ gefunden werden, beispielsweise ein Spannungsimpuls von bestimmter Höhe in einem Kupferkabel oder eine Funkwelle mit bestimmter Frequenz und Amplitude.

Aufgabe der Sicherungsschicht ist es, eine sichere, das heißt weitgehend fehlerfreie, Übertragung zu gewährleisten. Die internationale Elektroingenieursorganisation IEEE sah die Notwendigkeit, für Netze auch den konkurrierenden Zugriff auf ein Übertragungsmedium zu regeln (beispielsweise Arbitrierung), was im OSI-Modell jedoch nicht vorgesehen

ist. Die IEEE unterteilte deshalb die zweitunterste der 7 Schichten des OSI-Modells in die Unterschichten MAC (Media Access Control) und LLC (Logical Link Control), wobei die MAC-Schicht die untere der beiden ist. Die MAC-Schicht umfasst Netzwerkprotokolle und Beschreibungen, die regeln, wie sich mehrere Rechner das gemeinsam genutzte physikalische Übertragungsmedium teilen. Sie wird benötigt, da ein gemeinsames Medium nicht gleichzeitig von mehreren Rechnern verwendet werden kann, ohne dass es zu Datenkollisionen und damit zu Kommunikationsstörungen oder Datenverlusten kommt. Im ursprünglichen OSI-Modell war eine solche Konkurrenz um das Kommunikationsmedium nicht vorgesehen, weshalb die MAC-Schicht dort nicht enthalten ist.

Bei der Definition eines Busses werden oft Busse auf der Bitübertragungsschicht vermischt mit Bussen der Sicherungsschicht. Busse der Bitübertragungsschicht, wie beispielsweise der LIN- oder CAN-Bus[2], sind solche, die bereits auf der physikalischen Schicht als Busse funktionieren (jeder Teilnehmer ist an dasselbe Medium – denselben Draht – angeschlossen). Busse, die auf der physikalischen Schicht kein Bussystem darstellen, sondern nur aus einer Kette von Punkt-zu-Punkt-Verbindungen bestehen, werden erst durch die übergeordnete Sicherungsschicht und deren Protokoll zu einem Bus. Ein Beispiel hierfür ist USB[3] oder der Firewire-Bus (IEEE1394).

Die Anforderungen an einen Bus unterscheiden sich in den Datenmengen, die übertragen werden können, in der Schnelligkeit der Übertragung, welche Prioritäten von Daten oder Steuergeräten einzuhalten sind und in den Maßnahmen, die für die Datensicherheit und Fehlererkennung zu ergreifen sind. Weitere Punkte, die typischerweise bei Bussystemen auf der physikalischen Schicht zu beachten sind, sind die Art der Treiberstufen bzw. der Datenübertragung, das Terminierungskonzept sowie auf Protokollebene die Zugriffskontrolle (Busarbitrierung).

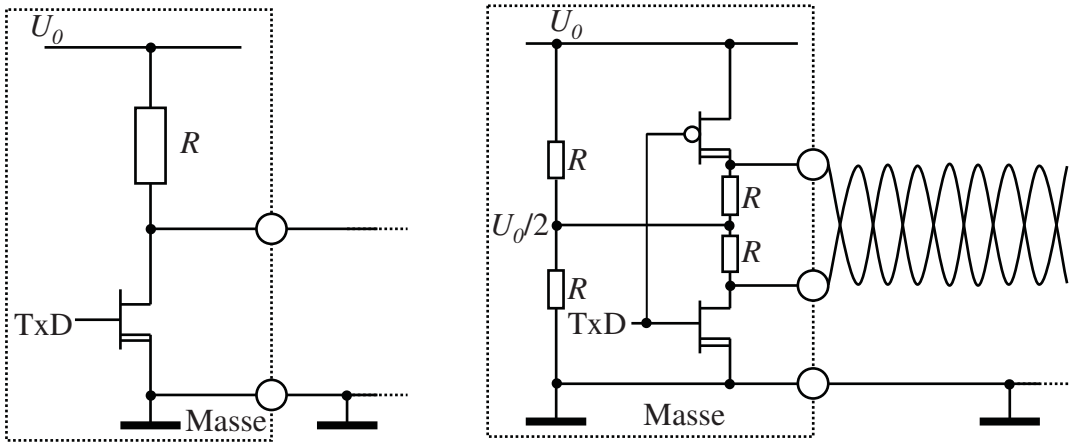
Treiberstufen und Verkabelungsarten

Die einfachste Art der Verkabelung ist eine Eindraht-Leitung mit Rückleitung auf der Masse, wie sie beim LIN-Bus verwendet wird. Um hier zwei mögliche Zustände zu übertragen, kann – wie in Abb. 2.2(a) dargestellt – durch einen einzelnen Transistor der Pegel auf der Busleitung auf Masse gezogen werden (dominant, ein entsprechender Teilnehmer genügt, um den Bus auf Masse zu ziehen) oder – bei hochohmigem Transistor – über einen Pull-up-Widerstand auf das Potential der Betriebsspannung U_0 gelegt werden (rezessiv, alle Teilnehmer müssen gemeinsam den Bus auf die Betriebsspannung schalten). Dies ist ein sogenanntes Single-ended-Bussystem. Jedoch sind die EMV-Eigenschaften durch die unsymmetrische Übertragungstechnik sehr schwierig zu beherrschen.

Aus diesem Grund werden für schnellere Busse meist symmetrische Übertragungstechniken verwendet, bei denen die Signale differentiell, also gegenphasig, auf zwei Adern übertragen werden. Hierzu sind Zweidrahtleitungen nötig, die typischerweise verdrillt werden (engl. *twisted pair*, TP) und damit unempfindlich sind gegen Gleichtaktstörungen. Die Signalansteuerung über die Treiberstufen kann hierbei unterschiedlich realisiert werden.

[2] Controller Area Network, meistverbreitetes Kfz-Bussystem
[3] Universal Serial Bus

Um – wie für den CAN Bus notwendig – einen rezessiven und dominanten Buspegel erzeugen zu können, ist beispielsweise eine Schaltung aus zwei Pull-up-Widerständen und zwei Transistoren notwendig, wie sie in Abb. 2.2(b) dargestellt ist. Hierbei liegt der rezessive Pegel bei beiden Signalleitungen auf dem Mittenpotential $U_0/2$ und der dominante Pegel auf U_0 bzw. Masse. Für das FlexRay-Bussystem, das keine Bus-Arbitrierung entsprechend dem CAN-Bus benötigt, können andere Schaltungsvarianten verwendet werden, deren Datenzustände „1“ und „0“ beide dominant sind. In diesem Fall sind mehr als zwei Zustände auf dem Bus möglich und der rezessive Zustand beschreibt einen Ruhezustand des Bussystems. Hier ist dann jedoch eine Zugriffskontrolle auf einer höheren Schicht des Bussystems notwendig.



(a) Eindraht-Bus, beispielsweise LIN (b) differentieller Bus, beispielsweise CAN

Abb. 2.2: Verschiedene Verkabelungsarten und Treiberstufen.

Die für diese differentielle Übertragung verwendeten verdrillten Leitungen sind unempfindlich gegenüber Einstrahlung, da diese auf beiden Adern gleich einkoppelt (engl. *common mode*, Gleichtakt) und nicht im Betriebsmodus des Bussystems (engl. *differential mode*, Gegentakt). Ebenso ist durch die verdrillten Leitungen eine geringe Abstrahlung des Nutzsignals des Bussystems zu erreichen.

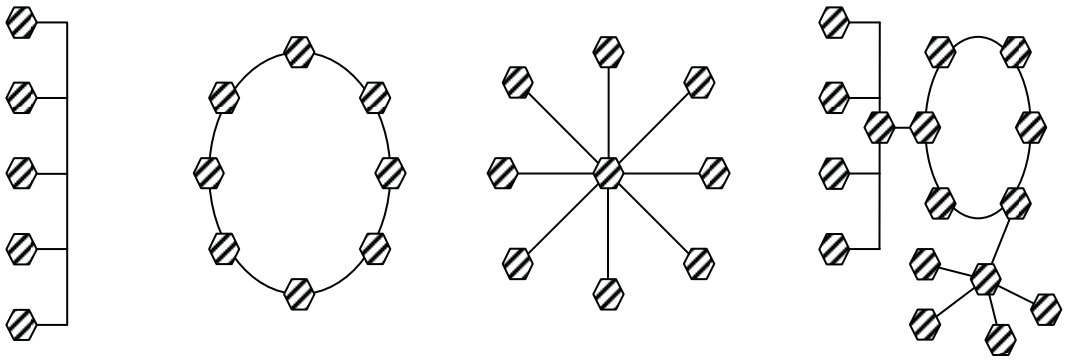
Jedoch fehlt diesen einfachen verdrillten Zweidrahtleitungen eine direkte Bezugsmasse. Dies führt oft zu Problemen, da sich durch Unsymmetrien im Aufbau und in der Ansteuerung typischerweise zum Gegentakt-Datensignal zusätzliche Gleichanteile bilden, deren Bezugsmasse in diesem Fall die Fahrzeugkarosserie ist. Diese Anteile führen bei einer ungeschirmten Zweidrahtleitung zu Emissionen. Deshalb wird für schnellere Datenbussysteme oft eine geschirmte Leitung verwendet. Hierbei sind ein Adernpaar oder mehrere verdrillte Adernpaare von einem Schirm umhüllt, der unter anderem eine definierte Bezugsmasse für das Gleichtaktsignal darstellt und damit die Abstrahlung von Gleichtaktanteilen verhindert.

Terminierungskonzepte

Um bei elektrischen Übertragungen auf der physikalischen Schicht die spezifizierten Signalformen generieren zu können, ist insbesondere bei schnelleren Bussystemen eine Terminierung erforderlich, die Verformungen des Signals durch Reflexionen an Leitungsenden, Abzweigungen oder Sternpunkten verhindert oder minimiert. Hierzu werden typischerweise an verschiedenen Stellen des Netzwerks die Leitungen mit ihrem entsprechenden Wellenwiderstand abgeschlossen. Um dies erreichen zu können, ist jedoch insbesondere ein definierter Wellenwiderstand der Leitung notwendig, was bei den einfachen Leitungen im Kfz nicht oder nur in eingeschränktem Umfang gegeben ist. Während der LIN-Bus aufgrund der langsamen Signale ohne spezielle Terminierungen arbeitet (die im Leitungsnetz entstehenden Reflexionen sind aufgrund des langsamen Signals nur in den Flanken vorhanden), gint es für den CAN-Bus verschiedene Varianten von Terminierungen, entsprechend der geplanten Netzwerkauslegung im Fahrzeug. Schnellere Bussysteme (typischerweise $\geq 50\,\mathrm{MBit/s}$) werden in der physikalischen Schicht dann meist als reine Punkt-zu-Punkt-Verbindungen mit angepassten Terminierungen ausgeführt.

Topologien, Busstrukturen

Bei den Busstrukturen unterscheidet man prinzipiell die Sternstruktur, die Ringstruktur und die lineare Struktur (Abb. 2.3). Kombinationen daraus werden auch als gemischte Topologie bezeichnet [16].



(a) Linearer Bus (b) Ring (c) Stern (d) Gemischte Topologie

Abb. 2.3: Verschiedene Bustopologien.

Linearer Bus Der lineare Bus, wie er in Abb. 2.3(a) dargestellt ist, ist die einfachste Form des Bussystems. Alle Knoten sind direkt an einer gemeinsamen Busleitung angeschlossen. Meist sind die beiden Enden der linearen Busleitung so beschaltet, dass das elektrische Signal hier nicht reflektiert wird (Abschluss, Terminierung).

Ring Eine ringförmige Anordnung, wie in Abb. 2.3(b), erfordert an allen Knoten eine Terminierung und ein protokollgesteuertes Weiterreichen der Daten, da sonst Signale

endlos im Ring laufen. Das heißt, ein Ring-Bus kann nur auf höheren Schichten realisiert werden, wozu ein aufwändigeres Protokoll notwendig ist. Meist wird hierbei ein Zeichen (engl. *token*) weitergegeben, das die Sendeerlaubnis darstellt. Erhält ein Knoten den *token*, schickt er seine Nachricht los und wartet, bis die Nachricht wieder bei ihm ankommt. Der Empfänger der Nachricht setzt während des Umlaufs ein Empfangsbestätigungs-Bit um, damit weiß der Sender, wenn er seine Nachricht wieder erhält, dass diese korrekt übertragen wurde.

Stern Im Vergleich zum Ring können Stern-Strukturen entsprechend Abb. 2.3(c) wieder ohne speziell auf die Struktur angepasste Protokolle genutzt werden. Hierbei wird der Bus beispielsweise im Sternpunkt terminiert. Jedoch können auch Sternstrukturen aufgebaut werden, die die Verteilung der Signale im Sternpunkt in der Protokoll-Ebene vornehmen und damit aus physikalischer Sicht eine sternförmige Anordnung von Punkt-zu-Punkt-Verbindungen sind.

Gemischte Strukturen, Baumstrukturen Abb. 2.3(d) zeigt eine Kombination von verschiedenen Grundelementen. Hier muss jedoch meist auf der Protokollschicht dafür gesorgt werden, dass die Busstrukturen physikalisch getrennt werden (Terminierungen), denn solche Strukturen sind bei hohen Datenraten auf der physikalischen Schicht aufgrund der entstehenden Signalreflexionen nicht mehr handhabbar.

Oft wird zusätzlich noch der Begriff der Baumtopologie verwendet, welche eine baumartiger Vernetzungsstruktur darstellt. Diese Struktur jedoch ist wiederum nichts anderes als eine Verkettung von Sternstrukturen, wobei die außen liegenden Sterne wiederum als Mittelpunkte von Unter-Sternen betrachtet werden können. Meist hängt die dargestellte Topologie nicht nur von der physikalischen Netzstruktur ab, sondern stellt oft auch das darüber liegenden Protokoll dar. Beispielswiese bildet das Firewire-Protokoll in der Protokoll-Schicht eine Baumstruktur mit Wurzel- und Blätter-Knoten aus, wogegen aus physikalischer Sicht (Bitübertragungsschicht) das Firewire-Netzwerk aus einer Reihe von Punkt-zu-Punkt-Verbindungen besteht.

Ein typisches Fahrzeug-Bordnetz besteht heutzutage aus mehreren sogenannten Domänen, die unterschiedliche Teilbereiche der Fahrzeugfunktionen abdecken (Innenraum bzw. Komfortfunktionen, Antriebsstrang bzw. Motorraum und Infotainment/Multimedia). In jeder dieser Domänen gibt es unterschiedliche Bussysteme mit unterschiedlichen Datenraten, beispielsweise für die Übertragung von einfachen Aktor- und Sensordaten (LIN, CAN) oder für die komplexeren Funktionen des Antriebsstranges, wie beispielsweise ESP[4], die höhere Anforderungen an das Bussystem stellen (CAN, FlexRay). Neben den genannten Systemen hat sich mit dem Infotainment ein weiteres Kommunikationsfeld im Fahrzeug etabliert, das der Unterhaltung der Mitfahrer dienen soll (DVD-Spieler, TV-Empfang, Videodarstellung für die Fond-Passagiere). Auch für diese Anwendungen gibt es spezielle Busse wie LVDS[5], den D2B[6]-Bus, den MOST[7]-Bus und wiederrum FireWire.

[4] Elektronisches Stabilitäts-Programm
[5] Low Voltage Digital Signaling; eigentlich ein Überbegriff für differentielle Bussysteme
[6] Domestic Digital Bus
[7] Media Oriented Systems Transport

2.1.2 Der LIN-Bus

Das Local Interconnect Network (LIN) wurde vom LIN-Konsortium (Audi, BMW, Daimler, Motorola, VW, Volcano, Volvo) als kostengünstige und einfache Ergänzung zum CAN-Bus konzipiert [17, 18]. Das vordergründige Ziel war es, einfache Kommunikationsaufgaben im Kraftfahrzeug über einen sehr kostengünstigen Bus zu ermöglichen. Beispiele sind die Steuerung von Kleinmotoren oder die Übertragung von langsam veränderlichen Sensordaten (Mechatronik, Smart Sensors). Insbesondere sollte aus Kostengründen ein einheitlicher Standard in Bezug auf Systemkonfiguration, Signalübertragung, Software-Programmierung etc. geschaffen werden. Das Datenformat basiert auf SCI[8], einem Single-Master/Multiple-Slave-Konzept. Speziell wird hier die UART[9]-Schnittstelle verwendet.

LIN wird einheitlich definiert, das heißt, die Spezifikation umfasst einen kompletten Kommunikationsstandard mit Physical Layer, Anwendungssoftware sowie Interfaces zu den Entwicklungstools. Bei einem einfachen Kommunikationssystem wie LIN sind daher nur die Schichten 1, 2 und 7 des OSI-Referenzmodells implementiert (Physical Layer, Data Link Layer und Application Layer). Wie bereits erwähnt, basiert LIN auf dem genormten UART-Interface, welches in nahezu allen Mikrokontrollern enthalten ist. Aus diesen Gründen ist eine schnelle und kostengünstige Entwicklung und Konfiguration eines LIN-Netzes gewährleistet.

Bitübertragungsschicht (Physical Layer) Wie die meisten Feldbusse arbeitet der LIN-Bus, der sich an den Standard ISO 9141 anlehnt, im Master-Slave-Betrieb und überträgt die Daten über ein einadriges Kabel, an das alle LIN-Komponenten – LIN-Master und LIN-Slaves – angeschlossen sind. Die Kabellänge, die Gesamt-Kapazität des Kabels und der Übertragungspegel sind in einer entsprechenden Spezifikation definiert [17]. Die Bustopologie ist meist linear, prinzipiell jedoch beliebig, da der LIN-Bus aufgrund seiner geringen Datenrate sehr einfach zu handhaben ist. Die Datenübertragung erfolgt bitseriell mit maximal 20 kBit/s. Die physikalische Schicht des LIN-Netzwerks ist ein Eindraht-Übertragungssystem, basierend auf der Batteriespannung des Fahrzeugs ($U_0 = U_{\mathrm{Bat}} = 12\,\mathrm{V}$). Eine Skizze des Prinzips der Bitübertragung bei LIN ist bereits in Abb. 2.2(a) dargestellt. Dabei gilt 0 V als der dominante Pegel und demzufolge U_{Bat} als rezessiv. Der High-Pegel ist rezessiv, weil er nur erreicht wird, wenn die Sendetransistoren aller LIN-Knoten gesperrt sind. Der Low-Pegel ist dominant, da er sich sofort einstellt, wenn nur einer der Sendetransistoren durchschaltet. Der dominante Pegel überschreibt also den rezessiven Pegel. Heutzutage werden diese Bustreiber von vielen Halbleiterherstellern angeboten [19, 20, 21], wobei sich die Funktionen nur unwesentlich unterscheiden. Immer mehr Halbleiterhersteller gehen auch dazu über, die LIN-Treiberstufe in komplexere Bausteine zu integrieren.

Protokollschicht (Data Link Layer) Auch die Protokollschicht des LIN-Systems ist darauf ausgelegt, eine einfache und kostengünstige Kommunikation zu realisieren, an die keine hohen Anforderungen gestellt werden. Aus diesem Grund basiert das LIN-Protokoll auf

[8] Serial Communication Interface
[9] Universal Asynchron Receiver Transmitter

einer festen Master-Slave-Struktur, die ein Zeitmultiplexverfahren (TDMA) zur Zugriffsverwaltung auf das Kommunikationsmedium verwendet. Beim TDMA-Verfahren wird vom Masterknoten den Slaves periodisch ein Zeitschlitz zugeteilt, in denen die Übertragung des Nachrichtenrahmens stattfindet.

Im Fall des LIN-Protokolls wird vom Master der Header des Datenrahmens gesendet und die jeweiligen Slaves hängen die entsprechenden Daten an ihren Header an. Durch dieses deterministische System kann das Übertragungsraster jeder Nachricht eindeutig berechnet werden und es wird eine maximale Latenzzeit garantiert. Vorteil dieses zentralisierten Protokolls ist die Möglichkeit, eine kostengünstige Konzeption der Peripherieknoten (Slaves) zu ermöglichen, da durch diese Konstellation nur für den Master ein Quarz zur Takterzeugung notwendig ist, während in den Peripherieknoten ein Schwingkreis ausreicht.

LIN-Datenrahmen Der Datenrahmen (engl. *frame*) des LIN-Busses ist relativ einfach aufgebaut und besteht aus dem Header, der für den Synchronisationsmechanismus ein Break- und ein Sync-Feld sowie das Identifier-Feld enthält, das die Nachricht exakt identifiziert. Der LIN-Header, mit dem der Master die Nachricht initiiert, dient der Synchronisation der LIN-Slaves. Zu diesem Zweck wird als Start of Frame ein 13 Bit langer „0“-Pegel gesendet, der den Slaves den Beginn eines neuen Datenrahmens anzeigt. Diesem folgt das Sync-Feld mit fünf „1-0“-Folgen, von denen die Slaves die negative Signalflanke für die Taktsynchronisation verwenden.

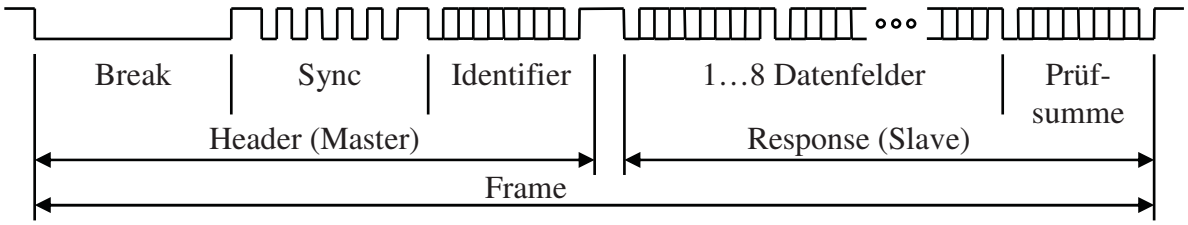


Abb. 2.4: Der LIN-Datenrahmen.

Da das LIN-Protokoll ohne Quell- und Zieladressen arbeitet, werden die Kennungsinformationen der Nachricht im Identifier-Feld übertragen. Das auch als Message-Identifier bezeichnete Datenfeld besteht aus 6 Identifier-Bits und 2 Paritätsbits und ist somit wesentlich kleiner als das des CAN-Buses. Mit dem Identifier-Feld wird den Slaves mitgeteilt, welche Nachricht nun folgt bzw. welcher Slave nun senden muss. Dem Identifier-Feld folgt nach einer kurzen Pause („Interframe-Gap“) das Datenfeld, das aus 1 Byte bis 8 Byte bestehen kann. Das Datenfeld beginnt mit dem geringstwertigen Bit (engl. *least significant bit*, kurz LSB). Das Prüfsummenfeld schließt den LIN-Datenrahmen ab. Als Prüfsumme wird die Modulo-256-Summe über alle Datenbytes gebildet.

Die entscheidenden Vorteile des LIN-Busses sind die Nutzung der standardmäßig bei Mikrokontrollern vorgesehenen SCI(UART)-Schnittstelle – somit entfällt ein separater Buscontroller (wie bei CAN verwendet), die Selbstsynchronisierung ohne Taktoszillatoren in den Slaves und die aus diesen Gründen möglichen kostengünstigen Transceiver. Damit und durch die Verwendung der Eindraht-Schnittstelle ist der LIN-Bus somit eine sehr kostengünstige Bus-Implementierung.

2.2 Grundlagen der EMV

Die Elektromagnetische Verträglichkeit gewinnt innerhalb der Elektronik-Entwicklung immer mehr an Bedeutung. Insbesondere im Automobilbereich nimmt die Bedeutung der EMV aufgrund der hohen Konzentration von elektrischen Systemen auf engstem Raum immer mehr zu.

Anfänge und aktuelle Bedeutung der EMV Erste Störungen zwischen unabhängigen Systemen wurden in Deutschland 1926 mit der Aufnahme der ersten Rundfunkdienste bekannt. Zwei Jahre später erschien mit der „Verordnung zum Schutze des Funkverkehrs“ die erste Vorschrift, die Entstörmaßnahmen von Geräten vorschrieb. Empfangsstörungen zwangen die Reichspost 1932 zur Einführung von Rundfunk-Entstördiensten. Auf Grund ihrer Wirkung wurden diese Störungen als Funkstörungen bezeichnet. Dieser Begriff ist zum Teil noch heute gebräuchlich.

Die EMV hat sich im Laufe der Zeit zu einer eigenständigen, mittlerweile recht umfangreichen und wichtigen Disziplin entwickelt: Waren zum Zeitpunkt der Einführung der Rundfunkdienste die Folgen aus den entstandenen akustischen Störungen relativ unbedeutend, ergeben sich heute durch den Einfluss elektromagnetischer Störeinwirkungen oft schwerwiegende Fehlfunktionen. Dies liegt vor allem an der zunehmend komplexer werdenden Technik, die uns umgibt. Beispiele wie das unkontrollierte Verhalten von computergesteuerten Produktionsanlagen, der Ausfall von kompletten Rechnerzentralen oder das unkontrollierte Ansprechen von passiven Sicherheitssystemen im Fahrzeug, wie beispielsweise dem Airbag, sind aus der Praxis bekannt. Ebenfalls bereits aufgetreten sind Fehlfunktionen des Tempomat oder anderer Fahrerassistenzsysteme in Kraftfahrzeugen. Diese Problematik wurde auch von der Politik erkannt, und um technische Anlagen, und vor allem Menschen und Tiere, wirksam zu schützen, hat der Rat der Europäischen Gemeinschaften am 3. Mai 1989 die EMV-Richtlinie 89/336/EWG erlassen [22]. In Artikel 12 dieser EMV-Richtlinie werden alle europäischen Mitgliedsstaaten verpflichtet, diese bis zum 1. Januar 1992 umzusetzen und ab 1. Januar 1996 verbindlich anzuwenden.

Die EMV gewinnt auch in jüngster Zeit immer mehr an Bedeutung. Der aktuelle Trend geht dahin, Mikroelektronik in die unterschiedlichsten Geräte zu implementieren, die früher nur über einen Ein-/Aus-Schalter verfügten. In der Zwischenzeit sind die meisten Menschen in den hochentwickelten Staaten mit einem Mobiltelefon ausgestattet. Viele von diesen Geräten bieten neben der reinen Telefonfunktion inzwischen auch einen kompletten Baukasten an Unterhaltungselektronik – vom MP3-Player über die Fotofunktion bis hin zum Navigationssystem. Dieser breite Einsatz mikroelektronischer Bauelemente, insbesondere schnell getakteter Prozessoren, wirft eine Reihe neuer EMV-Probleme auf. Die durch die Taktung entstehenden hochfrequenten Signale finden bei den gegebenen typischen Leitungslängen Antennenbedingungen vor, so dass Störenergie effektiv abgestrahlt werden kann. Zusätzlich werden durch die ständig fortschreitende Miniaturisierung der Bauelemente und der elektronischen Aufbauten zusätzlich kapazitive und induktive Kopplungen zwischen verschiedenen Signalkreisen begünstigt, was ein immer stärkeres Übersprechen zwischen verschiedenen Signalen verursacht.

2.2.1 Die EMV-Wirkungskette

Abb. 2.5 zeigt die Darstellung eines aus EMV-Sicht zu untersuchenden Bauteils sowie die verwendeten Begrifflichkeiten. Links ist eine Störung (Störquelle) angedeutet, die auf verschiedenen Wegen auf das zu untersuchende Bauteil (engl. *device under test*, DUT) wirken kann. Dies wird unter dem Begriff „Störeinkopplung“ oder „Elektromagnetische Beeinflussung“ zusammengefasst. Auf der rechten Seite ist angedeutet, wie – auf denselben Koppelmechanismen basierend – das Bauteil Störungen an seine Umwelt abgibt, die dann andere Bauteile (Störsenken) beeinflussen können. Dies wird unter dem Begriff „Störaussendung“ oder „Elektromagnetische Emission“ zusammengefasst. Allgemein steigt mit der Anzahl der Störquellen und Störsenken in einem komplexen System auch die Wahrscheinlichkeit, eine Störung in diesem System zu verursachen. Aus diesem Grund ist im Kfz durch die hohe Konzentration von Störquellen und -senken ein großes Potential an möglichen Störungen vorhanden.

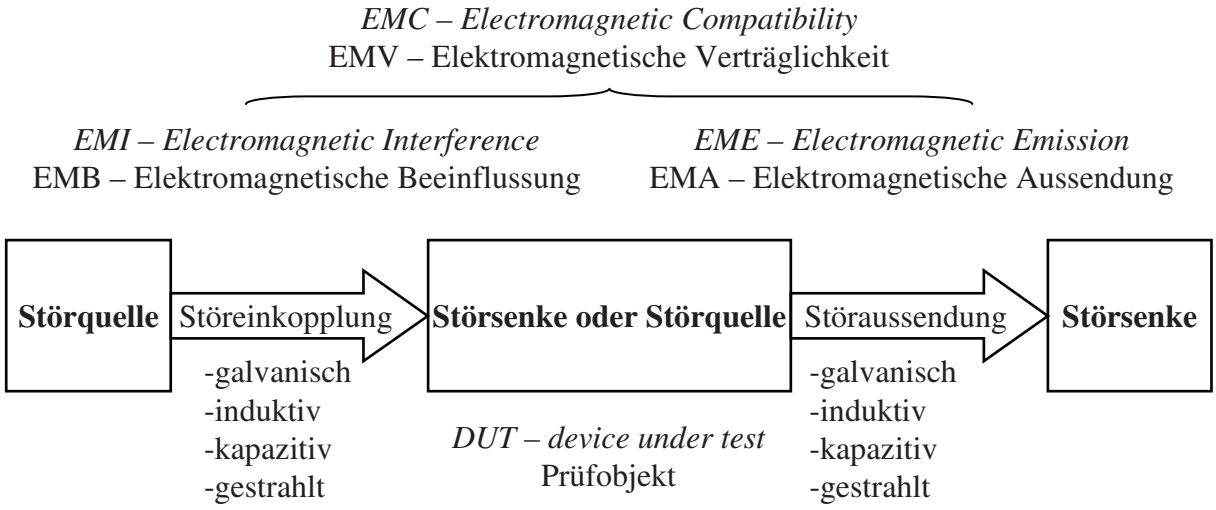


Abb. 2.5: EMV-Begriffe und ihre Bedeutung (deutsche und englische Bezeichnungen).

Ein Bauteil oder System kann sowohl die Quelle als auch die Senke von elektromagnetischen Störungen sein. Die „Widerstandsfähigkeit“ oder Immunität gegen von außen auf die Senke einwirkende Störungen wird hierbei als Störfestigkeit bezeichnet. Durch geeignete Maßnahmen an Sender, Kopplungsweg oder Empfänger lässt sich praktisch in allen Fällen eine ausreichende Störfestigkeit des Systems erreichen. Aus wirtschaftlichen Gründen, und soweit technisch durchführbar, wird jedoch zuerst eine möglichst hohe Verträglichkeit des Senders, das heißt eine geringe Störausstrahlung des Gerätes, angestrebt (Primärmaßnahmen) und die Härtung einer Vielzahl von Empfängern, das heißt eine hohe Störfestigkeit vieler Geräte, erst in zweiter Linie in Betracht gezogen (Sekundärmaßnahmen).

Als **Störsenken** werden alle elektrischen oder elektronischen Geräte und Systeme bezeichnet, die auf externe Störungen reagieren. Im Fahrzeug sind besonders Mess-, Steuer- oder Regelungselektronik sowie deren Sensoren (z.B. für Airbags) als typische Störsenken bekannt. Weitere empfindliche Komponenten sind meist die im Fahrzeug verbauten

Bussysteme bzw. deren Treiberstufen. Da diese die Kommunikation der Steuergeräte innerhalb des Fahrzeugs abwickeln, sind sie typischerweise an Leitungen angeschlossen, die durch das gesamte Fahrzeug verlaufen und daher oft als Antennenstruktur wirken. Dies bedeutet, dass diese Bustreiber die durch den Kabelbaum aufgefangene Störung aufnehmen sollen und diese Störung nicht ins Innere des Steuergerätes vordringen lassen dürfen.

Als **Störquellen** werden alle Arten von elektrischen oder elektronischen Geräten und Systemen bezeichnet, die Störungen erzeugen. Bei den möglichen Störungen selbst können verschiedene Arten unterschieden werden, wobei diese in zwei Hauptgruppen unterteilt werden können:

Breitbandige Störquellen Hierunter fallen alle Arten von Störquellen, deren Spektrum über einen größeren Frequenzbereich ausgedehnt ist. Abhängig davon, ob die Störung über einen längeren Zeitraum ansteht oder nur über einen kurzen Zeitraum auftritt, spricht man von Rauschstörern, bzw. von Transientenstörern (sowohl periodische als auch einmalige kurze Störungen). Ein typisches Beispiel für einen **Rauschstörer** ist das Bürstenfeuer von Elektromotoren. Bei den **Transientenstörern** zählt als typisches Beispiel die Zündanlage, bei der sich wiederholende Störpulse erzeugt werden. Eine weitere Variante der Transientenstörungen sind Netzunterbrechungen. Ebenfalls zu den Transientenstörungen werden die Elektrostatischen Entladung (engl. electrostatic discharge, ESD) gezählt, die jedoch typischerweise nicht periodisch auftrit, sondern meist nur einmalig. Elektrostatische Entladung ist der Oberbegriff für verschiedene Impulsentladungen, wie sie beispielsweise beim Berühren eines Bauteils durch den Menschen vorkommen.

Schmalbandige Störungen Die schmalbandigen Störungen haben ein im Frequenzbereich sehr begrenztes Spektrum, meist nur eine Spektrallinie. Hierzu zählen beispielsweise alle Arten von Funksignalen, die auf einem relativ schmalem Band senden (AM, FM und neuere Verfahren). Ebenso fallen Abstrahlungen von verschiedensten elektrischen Systemen darunter, die mit einer festen Frequenz arbeiten (Radaranlagen, Funkschließungen, etc.). Meist liegen diese Störungen über einen längeren Zeitraum an. Vor allem durch die zunehmende Verwendung von getakteten Mikroprozessoren in allen Arten von elektronischen Systemen erhöht sich hier die Zahl der potentiellen Störer rasant.

Bei der Störfestigkeitsprüfung eines Bausteins sollten beide Varianten von Störungen verwendet werden, um ein Gesamtbild seines Verhaltens zu erhalten. Die in dieser Arbeit betrachteten Störfestigkeitsmessverfahren beruhen jedoch ausschließlich auf der Einkopplung von schmalbandigen Störern.

Speziell im Bereich der Bussysteme ist auch die Unterscheidungen zwischen sogenannten Gleichtaktstörungen und Gegentaktstörungen notwendig. Hierbei wird beschrieben, in welcher Ausprägung ein Störsignal zum gestörten Bauteil gelangt. Da differentielle Bussysteme wie der CAN-Bus zwei Signaladern aufweisen (siehe Abb. 2.2, Seite 8), ist hier eine Unterscheidung notwendig, in welcher Phasenlage das Störsignal auf die beiden Bus-Pins des Transceivers trifft. Während bei Gegentaktstörungen das Störsignal einen Phasenunterschied von 180° zwischen den beiden Signaladern aufweisen, ist bei

Gleichtaktstörungen das Störsignal auf den beiden Adern in Phase und erzeugen ein deutlich anderes Ausfallbild als eine Gegentaktstörung. Bei differentiellen Bussystemen wird typischerweise von einer Gleichtaktstörung ausgegangen, da beide Signaladern nahe beieinander verlegt sind und somit nur geringe Störungen in die differentielle Mode (Gegentaktstörung) einkoppeln können.

Mögliche Störkopplungen – Kopplungsmechanismen

Ein weiterer wichtiger Aspekt für die Analyse von EMV-Phänomenen ist die Art der Kopplung, über die zwei Systeme miteinander eine Störbeeinflussung eingehen. Diese sind beispielsweise von Williams [23] oder Schwab [1] beschrieben. Es können hierbei fünf verschiedene Kopplungsmechanismen beschrieben werden, die in der Praxis allerdings nur selten in reiner Form auftreten:

Galvanische Kopplung Die galvanische Kopplung tritt dann auf, wenn zwei oder mehr Stromkreise einen gemeinsamen Leiter (oder allgemeiner eine gemeinsame Koppelimpedanz Z_K) besitzen. Ein Störstrom I_s im störenden Primärkreis erzeugt hierbei über die gemeinsame (Koppel-)Impedanz Z_K eine Störspannung U_s:

$$U_s = I_s \cdot Z_K \,. \tag{2.1}$$

Kapazitive Kopplung Erfolgt die Einkopplung eines Störsignals über das sich relativ langsam ändernde elektrische Feld (quasistatisches Feld), so spricht man von kapazitiver Kopplung. Hierbei wirkt die Streukapazität C_S zwischen störendem und gestörtem System als verbindendes Element:

$$I_s = C_S \cdot \frac{\mathrm{d}U_s}{\mathrm{d}t} \,. \tag{2.2}$$

Induktive Kopplung Erfolgt die Einkopplung von Störungen über das magnetische Feld, so spricht man von induktiver Kopplung. Induktiv eingekoppelte Störungen werden von Störströmen I_s verursacht, deren Magnetfeld benachbarte Leiterschleifen durchdringen. Diese Durchdringung wird durch eine Gegeninduktivität M beschrieben, die in dem gestörten Leiter eine Störspannung U_s anregt:

$$U_s = -M \cdot \frac{\mathrm{d}I_s}{\mathrm{d}t} \,. \tag{2.3}$$

Wellenkopplung Der Begriff Wellenkopplung oder elektromagnetische Leitungskopplung beschreibt eine gemischte kapazitive und induktive Kopplung, wie sie beispielsweise zwischen verschiedenen Leitungen eines Kabelbündels stattfindet. Diese Art der Kopplung tritt bei parallel verlaufenden Leitungen auf. Im Gegensatz zur unten beschriebenen Strahlungskopplung ist die Wellenkopplung nur bei eng benachbarten Leitern gegeben (Nahfeld). Besser bekannt ist die Wellenkopplung unter dem Begriff „Übersprechen“ (engl.: *crosstalk*).

Strahlungskopplung Erfolgt die Kopplung nicht nur über das magnetische oder elektrische Nahfeld, sondern über eine elektromagnetische Welle, so spricht man von Strahlungskopplung. Dies ist der Fall, wenn sich das gestörte System im Fernfeld des störenden Systems befindet. Die Übertragung der Störung im Fall der Strahlungskopplung geschieht über eine elektromagnetische Welle im Freiraum. Typischerweise tritt Strahlungskopplung erst bei höheren Frequenzen auf – wenn die Länge von Leitungen oder Schaltungsteilen der Störquelle und -senke im Bereich der Wellenlänge der Störung liegt und diese Schaltungsteile damit eine potentielle Sende- bzw. Empfangsantenne bilden.

Oft überlagern sich die oben genannten Kopplungseffekte, so dass die genauen Kopplungen schwer zu definieren sind. Beispielsweise können im Kfz metallene Strukturen als Antennen für gestrahlte Störungen dienen (Strahlungskopplung). In diesen Strukturen selbst entsteht dann ein Strom, der über induktive Kopplung an eine nahe gelegene Signalleitung oder direkt an ein elektronisches Bauteil weitergegeben werden kann.

2.2.2 Definition der verschiedenen Messebenen

Sowohl bei der Bestimmung der Störfestigkeit als auch bei der Bestimmung der Störemission eines Bauteils oder Systems können – in Bezug auf die Entwicklungsphasen – verschiedene Ebenen (engl. *level*) der Prüfung definiert werden. Hierbei wird unterschieden, welche Umfänge des Gesamtsystems geprüft werden:

- Bauteil- oder Chip-Ebene (engl. *chip-level*),
- (Sub)Systeme oder Komponenten (engl. *subsystem-level*) auch Teilsystem genannt,
- Gesamtsystem (engl. *system-level* oder *vehicle-level*) bzw. fertiges Endprodukt.

Dies sei am Beispiel der Entwicklung eines Fahrzeugs erläutert: Zu Beginn der Entwicklung eines neuen Fahrzeugs sind noch keine Aufbauten vorhanden; in einem ersten Schritt werden Lastenhefte und Spezifikationen erstellt, die den gewünschten Funktionsumfang beschreiben. Bereits in dieser Phase können jedoch schon einzelne Bauteile (z.B. ICs), deren Verwendung geplant ist, auf ihre Störfestigkeit und Emission hin untersucht werden. Dies sind sogenannte Bauteil- oder Chip-Level-Prüfverfahren. Wie in der Einleitung bereits erwähnt, ist in dieser Rubrik beispielsweise das DPI-Verfahren zu finden. Der Vorteil der Bauteil-Messverfahren besteht darin, dass bereits zu Beginn einer Entwicklung Ergebnisse über die Störfestigkeit eines Bauteils vorliegen und so verschiedene alternative ICs miteinander verglichen werden können. Ein weiterer Vorteil ist die gute Reproduzierbarkeit dieser Bauteilmessungen.

Erst später werden dann einzelne Teilsysteme des fertigen Fahrzeugs entworfen und gefertigt. Diese können in ihrer später geplanten Geometrie aufgebaut und getestet werden. Hierunter sind beispielsweise einzelne Steuergeräte oder elektrische Teilnetze des Fahrzeugs zu verstehen. Wenn diese Subsysteme vorhanden sind, können EMV-Messungen mit

ihnen durchgeführt werden. Dies wird als Subsystem- oder Komponentenebene bezeichnet. In diesem Fall werden oft das BCI-Verfahren oder das ALSE-Verfahren zur Bestimmung der Störfestigkeit verwendet. Beim ALSE-Verfahren wird zur Einspeisung meist ein Hornstrahler verwendet, oder – insbesondere wegen ihrer Breitbandigkeit – noch öfter eine logarithmische Dipolantenne (engl. *logarithmic periodic dipole array*, LPDA-Antenne).

Gegen Ende eines Entwicklungsprozesses ist es dann möglich, mit dem fertigen Endprodukt EMV-Messungen durchzuführen. Diese EMV-Prüfungen des Fahrzeugs werden System-Level- oder Fahrzeug-Level-Prüfungen genannt. Bei diesen Prüfungen wird ein externes Störfeld – beispielsweise von einer Antenne erzeugt – auf das Fahrzeug gestrahlt und das Verhalten der einzelnen Fahrzeugfunktionen kontrolliert. In diesem Fall sind aus unzähligen Messungen die typischen EMV-Belastungen in der Umwelt bekannt und entsprechende Grenzwerte abgeleitet worden (beispielsweise $200\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ bei ALSE), die ein Fahrzeug ohne Funktionsstörungen überstehen muss. Wenn jedoch in diesem Stadium Probleme auftreten, ist es überaus schwierig und teuer, hier noch Änderungen durchzuführen, um eine entsprechende Lösung des Problems einzuarbeiten. Aus diesem Grund besteht ein starkes Interesse, bereits möglichst früh in der Entwicklung zuverlässige Subsysteme, Bausteine oder ICs zu entwickeln, die ohne Probleme bei der abschließenden EMV-Prüfung des Gesamtsystems eingesetzt werden können. Aus diesem Grund werden bereits für einzelne Komponenten und Chips bzw. ICs Grenzwerte vorgegeben.

Diese Grenzwerte auf Chip-Level sind jedoch in der Praxis heftig diskutiert. Werden die Grenzwerte zu schwach definiert, besteht die Gefahr, dass das fertige Produkt trotz entsprechend geprüfter ICs und Subkomponenten die notwendigen Grenzwerte als Gesamtsystem nicht einhält. Andererseits besteht jedoch auch die Gefahr, dass bei zu hoch definierten Grenzwerten die Entwicklung der Subkomponenten und ICs einen solchen Aufwand erfordert, dass die Kosten für diese deutlich steigen und somit das Endprodukt deutlich teurer wird.

2.2.3 Störfestigkeitsanforderungen im Kfz

Die bisher angewandte Grenzwert- und Messphilosophie für die EMV im Automobilbereich hat sich seit Jahrzehnten bewährt. Sie basiert primär auf den Erfahrungen mit in Kraftfahrzeugen eingebauten analogen AM-/FM-Rundfunkempfängern und einfachen elektrischen Funktionen wie beispielsweise der Beleuchtung und Motorsteuerung. In den letzten Jahren finden aber immer mehr elektronische Funktionen für Fahrerassistenz und Komfort Einzug ins Kraftfahrzeug. Ebenso sind eine Reihe von neuen Funkdiensten, wie z.B. digitale Mobilfunk- und Satellitennavigationsysteme, zur gebräuchlichen persönlichen Ausstattung geworden. Damit erhöht sich die Komplexität, und die Zahl der möglichen Wechselwirkungen nimmt drastisch zu. Vielen dieser neuen Systeme ist zudem gemeinsam, dass sie generell auf digitalen Übertragungsverfahren basieren und z.T. höhere Frequenzbereiche nutzen. Damit stellt sich die Frage, inwieweit die bisherigen Störfestigkeitsanforderungen und -prüfungen an Kfz-Elektronik zu überarbeiten bzw. zu erweitern sind. Insbesondere ist fraglich, ob der bisher gebräuchliche Prüfaufbau mit einem zu prüfenden Fahrzeug vor einer breitbandiger Störsendeantenne in seiner Prüfschärfe ausreichend ist, um diese neuen Systeme mit abzudecken. Hier ist oftmals durch das Ablegen von elek-

tronischen Geräte im Fahrzeug (Mobiltelefon, MP3-Player, etc.) eine deutlich direktere Kopplung möglich, als dies die bisherigen Prüfungen darstellen.

Unter den oben genannten Argumenten muss eine frühzeitige Qualifizierung einzelner Baugruppen das Ziel sein, um in einem frühen Stadium der Fahrzeugentwicklung bereits Komponenten mit gutem Störfestigkeits- und Störemissionsverhalten zu ermitteln. Insbesondere die Forderung nach einem ausreichenden Störfestigkeitsverhalten fordert ein exaktes Wissen der späteren Bedrohung im Fahrzeug. Zunehmend wird versucht, die Beurteilung bereits bei den einzelnen Bauteilen eines Steuergerätes anzusetzen. Hierfür werden bereits eigene Normen [24] bzw. Normenvorschläge [25] entwickelt.

Ebenso ist festzuhalten, dass die bisherigen EMV-Messverfahren für Bauteile eine maximale Frequenz von 1 GHz verwenden. Dieser Frequenzbereich deckt zwar Fernseh- und Radiosender sowie die typischen Funkfrequenzen ab, reicht jedoch für die zukünftige Sicherstellung der Störfestigkeit eines Systems nicht mehr aus. Da moderne Technologien wie Mobilfunk und WLAN immer höhere Frequenzbereiche belegen (1.8 GHz, 1.9 GHz, 2.45 GHz), ist eine Erweiterung des Frequenzbereichs notwendig, um auch zukünftig ein zuverlässiges Funktionieren von Systemen in ihrer elektromagnetischen Umgebung sicherzustellen. Aus diesem Grund werden die späteren Analysen der Bauteil-Prüfverfahren nicht nur bis 1 GHz durchgeführt, sondern in einem erweiterten Frequenzbereich bis oberhalb von 2 GHz.

Theoretische Betrachtung der Ausfallursachen eines Bausteins

Typischerweise lässt sich – wie in Abb. 2.6 angedeutet – ein elektronischer Baustein durch verschiedene physikalische Ursachen stören bzw. zu einer Fehlfunktion führen:

- zu hohe Störspannung ($U_{\max}$),
- zu hoher Störstrom ($I_{\max}$),
- zu hohe Störleistung ($P_{\max}$).

In Abb. 2.6 sind diese Funktionsgrenzen eines ICs durch die jeweiligen Grenzen $U_{\max}$, $I_{\max}$ und $P_{\max}$ schematisch dargestellt – wobei eine solch einfache Betrachtung nur für eine einzelne Frequenz des Störsignals möglich ist. Übersteigt eine der am Pin anliegenden Störgrößen diese Grenze, so verursacht sie eine Fehlfunktion des Bausteins[10]. Andererseits bestimmen sich die durch die Störung entstehenden Strom-Spannungsverhältnisse durch die Impedanz des entsprechenden Pins des gestörten Bausteins. Bei Bussystemen ist zu beachten, dass – da Informationen übertragen werden müssen – mindestens zwei verschiedene Zustände des Bustreibers vorhanden sind. Dies zeigt sich durch die beiden verschiedenen Lastkurven der Abbildung (hochohmiges DUT oder niederohmiges DUT).

Wie später in Kapitel 2.4 noch gezeigt werden wird, bestimmt sich der endgültig am IC-Pin entstehende Strom, bzw. die entstehende Spannung, durch die Kombination der

[10] Auf die genaue Definition und Bestimmung dieser Fehlfunktion soll an dieser Stelle verzichtet werden, da dies sowohl von der Applikation als auch dem Baustein selbst abhängt.

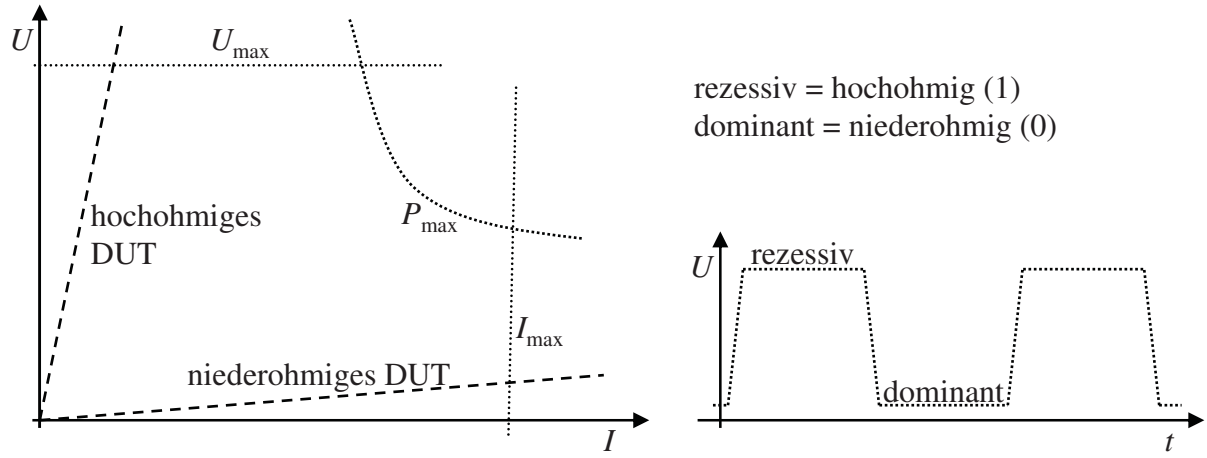


Abb. 2.6: Mögliche Ausfallursachen und Strom-Spannungskennlinien eins hoch- bzw. niederohmigen Abschlusses für eine feste Frequenz f.

Impedanz des IC-Pins und der von außen anliegenden Störung bzw. deren Quellimpedanz und -spannung. Der durch die Störung entstehende Strom-Spannungszustand liegt jedoch immer auf der durch die Impedanz definierten Lastgeraden (hochohmiges DUT oder niederohmiges DUT). Damit können die zwei folgenden Ausfallszenarien eintreten:

- Der dominante Zustand (0) wird durch einen niederohmigen Busteilnehmer erzeugt, der das Bussignal auf einen niedrigen Spannungslevel zieht. In diesem Fall wird, wie links an der Strom-Spannungs-Geraden zu sehen ist, zuerst der maximal mögliche Störstrom ($I_{\max}$) erreicht, und damit ist ein Ausfall durch einen zu hohen Strom sehr wahrscheinlich. Einer solches Szenario entsteht beispielsweise, wenn durch den niederohmigen Pin der Störstrom auf die Masse des Chips gelangt und dort empfindliche digitale Schaltungsteile stört.

- Im Fall eines rezessiven (1) Busteilnehmers dagegen ist die Strom-Spannungs-Gerade sehr steil, und es wird ein Ausfall durch eine zu hohe Störspannung ($U_{\max}$) sehr wahrscheinlich. Dies kann beispielsweise das Auslösen einer ESD-Schutzstruktur sein, die den hochohmigen Zustand in einen niederohmigen Zustand überführt und gleichzeitig das Ausgangssignal des Bausteins beeinflusst.

Die automobile Umgebung

Automobil-Elektronik ist – wie bereits erwähnt – anderen elektromagnetischen Umgebungsbedingungen ausgesetzt als beispielsweise Konsum- oder Industrielektronik. Die folgende Auflistung soll einen kurzen, beispielhaften Überblick über die Merkmale der automobilen Umgebung geben:

- Es sind viele Komponenten auf engstem Raum konzentriert, so dass sich eine deutliche gegenseitige Beeinflussung ergibt.

- Durch die gemeinsame DC-Versorgung mit geringer Spannung (12 V bis 42 V) verbreiten sich Störungen auf dem gesamten Bordnetz.
- Die Metall-Karosserie hat deutlichen Einfluss auf die Wirkung von extern eingestrahlten Störungen.
- Insbesondere die Antenneneffekte der langen Leitungsbäume können zu einer starken Einkopplung von externen Störungen führen.

Die im Automobilbereich angewandten EMV-Messverfahren müssen den oben genannten Aspekten Rechnung tragen. Dies bedeutet jedoch, dass auch die Auswirkungen der beschriebenen Aspekte bekannt sein müssen. Insbesondere die typischen Koppelwege innerhalb des Systems „Fahrzeug“ und deren Eigenschaften sind daher von großem Interesse. Die grundlegenden Effekte werden in dieser Arbeit an einem einfacheren Aufbau – dem Aufbau der gestrahlten Störfestigkeitsmessung – analysiert.

2.3 Darstellung von Systemen durch Streuparametern

Um die Korrelationen zwischen den verschiedenen Störfestigkeitsmessverfahren besser zu verstehen, werden in dieser Arbeit „realitätsnahe“ Messverfahren wie die gestrahlte Messung, aber auch die Stromeinspeisung durch eine Zange (BCI) genauer analysiert. Hierbei werden besonders die Zusammenhänge zwischen einwirkender Störgröße (Feld etc.) und entstehender Störung (Strom, Spannung etc.) am Baustein selbst detailliert untersucht. Dazu werden die Messaufbauten mit den in der Mikrowellentechnik gebräuchlichen Streuparametern und aktiven Quellen [26, 27, 28] beschrieben. In einer Netzwerksimulation können damit verschiedene Zustände der Prüflinge und Varianten des Messaufbaus mit vertretbarem Rechenaufwand verglichen werden.

2.3.1 Grundlagen der Wellenparameter und Streuparameter

Der folgende Abschnitt beschreibt die in der Mikrowellentechnik gebräuchlichen Wellengrößen und die daraus abgeleiteten Streuparameter (engl. *scattering parameter*, kurz: s-Parameter). Diese dienen im Allgemeinen der Beschreibung des Verhaltens von linearen, passiven Systemen. Neben den passiven Systemen werden so die aktiven Quellen beschrieben, welche später – insbesondere in Kapitel 4 – verwendet werden, um die Störung, die von außen auf ein System einwirkt, als innere Größe darstellen zu können.

Wellengrößen Eine auf einer Leitung, bestehend aus Signalleiter und Bezugsmasse laufende Welle besteht allgemein aus einer hinlaufenden (Superskript „+“) und einer rücklaufenden (Superskript „−“) Welle. An jeder Position z der Leitung überlagern sich diese:

$$U(z) = U^+(z) + U^-(z) = \hat{U}^+ \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\gamma z} + \hat{U}^- \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\gamma z} \tag{2.4}$$

$$I(z) = I^+(z) - I^-(z) = \hat{I}^+ \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\gamma z} - \hat{I}^- \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\gamma z} \tag{2.5}$$

Der zugehörige Wellenwiderstand ist durch das Verhältnis von Strom und Spannung der hin- oder rücklaufenden Welle definiert:

$$Z = \frac{U^+(z)}{I^+(z)} = \frac{U^-(z)}{-I^-(z)}\,. \tag{2.6}$$

Unter Verwendung eines Bezugswellenwiderstandes Z_0 können nun die Ströme und Spannungen normiert und auf die Wellengrößen $a(z) = \hat{a} \cdot \mathrm{e}^{\varphi_a(z)}$ und $b(z) = \hat{b} \cdot \mathrm{e}^{\varphi_b(z)}$ zurückgeführt werden. Es gelten die folgenden Bedingungen:

$$u(z) = \frac{U(z)}{\sqrt{Z_0}} = a(z) + b(z)\,, \tag{2.7}$$

$$i(z) = I(z) \cdot \sqrt{Z_0} = a(z) - b(z)\,. \tag{2.8}$$

Somit gilt, aufgelöst nach den Wellengrößen a und b, an einem Tor an der Position z folgender Zusammenhang:

$$a = \frac{1}{2} \cdot (u + i) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{U}{\sqrt{Z_0}} + I \cdot \sqrt{Z_0} \right)\,, \tag{2.9}$$

$$b = \frac{1}{2} \cdot (u - i) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{U}{\sqrt{Z_0}} - I \cdot \sqrt{Z_0} \right)\,. \tag{2.10}$$

Streuparameter Als Streuparameter werden für ein beliebiges lineares System mit mehreren Toren die Verhältnisse der zu- und ablaufenden Wellengrößen an den verschiedenen Toren definiert. Dabei ist s_{ij} das Verhältnis der an Tor i auslaufenden Wellengröße b_i zur an Tor j eingespeisten Wellengröße a_j, wenn an allen anderen Toren keine Welle eingespeist wird ($a_k = 0\ \forall k \neq j$). Ein allgemeines lineares passives System mit n Toren kann also über seine n^2 Streuparameter beschrieben werden. Am Beispiel des Signalflussdiagramms, wie es in Abb. 2.7 dargestellt ist, ergeben sich für ein Zweitor die folgenden 4 Streuparameter:

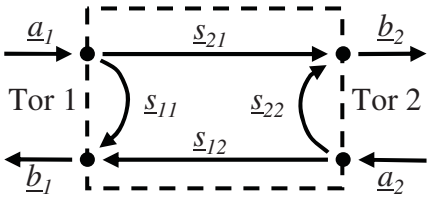


Abb. 2.7: Signalflussdiagramm.

$$s_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0}\,,\ s_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0}\,,\ s_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0}\,,\ s_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0}\,. \tag{2.11}$$

Die allgemeine Beschreibung eines Systems mit n Toren kann in der Matrixschreibweise dargestellt werden. Hierbei werden alle Ausgangsgrößen $\mathbf{B}$ mittels der Multiplikation der Eingangsgrößen $\mathbf{A}$ mit der Streuparametermatrix $\underline{\mathbf{S}}$ dargestellt:

$$\mathbf{B} = \underline{\mathbf{S}} \cdot \mathbf{A}\,, \tag{2.12}$$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & \dots & s_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{n1} & \dots & s_{nn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix}\,. \tag{2.13}$$

2.3.2 Aktive Mikrowellen-Tore

Aktive n-Tore zeichnen sich im Gegensatz zu passiven n-Toren durch zusätzliche interne Quellen aus. Diese werden in der Streuparametermatrix aus Glg. (2.13) durch die Ergänzung mit zusätzlichen Quellwellen $\mathbf{B}_Q = (b_{Q1} \dots b_{Qn})$ dargestellt. In Abb. 2.8 ist das entsprechende Signalflussdiagramm eines aktiven Zweitores dargestellt. Hierbei sind zusätzlich zum Signalflussdiagramm des passiven Zweitores aus Abb. 2.7 die aktiven Quellwellen b_{Q1} und b_{Q2} dargestellt. Ebenso wie ein passives n-Tor weist das aktive eine Streuparametermatrix $\underline{\mathbf{S}}$ bestehend aus den Elementen s_{ij} mit $i, j \in n$ auf. Zusätzlich zu dieser werden die internen Wellenquellen hinzugefügt. Allgemein ausgedrückt ergibt sich nach Brand [28] damit folgendes Gleichungssystem für ein aktives n-Tor:

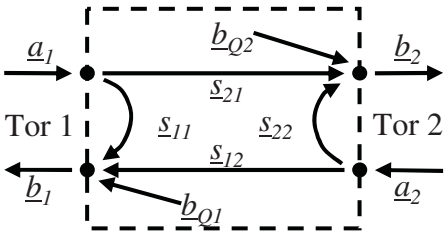


Abb. 2.8: Signalflussdiagramm.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & \dots & s_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{n1} & \dots & s_{nn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_{Q1} \\ \vdots \\ b_{Qn} \end{pmatrix} . \tag{2.14}$$

Glg. (2.14) zeigt die Beschreibung eines passiven n-Tores ergänzt um die zusätzlichen aktiven Quellen $\mathbf{B}_Q$. Die Kurzform in Matrixschreibweise, entsprechend Glg. (2.12) ergibt sich damit ebenfalls wie folgt:

$$\mathbf{B} = \underline{\mathbf{S}} \cdot \mathbf{A} + \mathbf{B}_Q . \tag{2.15}$$

Beschreibung eines aktiven n-Tores durch ein passives n + 1-Tor mit Quelle Ein aktives n-Tor lässt sich allgemein als passives $n+1$-Tor beschreiben, an dessen $n+1$tem Tor eine Wellenquelle die Speisung der anderen Tore darstellt [28]. Dies gilt für den Fall von linearen, zeitinvarianten Systemen. Die Beschreibung des $n+1$-Tores geschieht über eine erweiterte Matrix $\underline{\mathbf{S}}'$:

$$\mathbf{B}' = \underline{\mathbf{S}}' \cdot \mathbf{A}' . \tag{2.16}$$

Die n Wellenquellen des aktiven n-Tores ($\mathbf{B}_Q$) werden hiermit zu einer einzigen Wellenquelle zusammengefasst, die $a_{n+1} = 1$ in das $n+1$. Tor einspeist:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & \dots & s_{1n} & b_{Q1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ s_{n1} & \dots & s_{nn} & b_{Qn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \\ 1 \end{pmatrix} . \tag{2.17}$$

Diese Beschreibung wird später zur Implementierung von aktiven Quellen in der Simulation verwendet.

2.4 Ersatzquellendarstellung einer Störung

Allgemein kann die bei einer Störfestigkeitsmessung auf das Bauteil (IC) einwirkende Störung direkt durch eine elektrisch nahe Störquelle am betreffenden Pin des Bauteils beschrieben werden. Hierbei müssen jedoch sowohl der Innenwiderstand als auch die Quellspannung dieser Quelle frequenzabhängig beschrieben werden. Damit können verschiedene Störfestigkeitsmessverfahren mit ein und demselben Modell der Störquelle beschrieben und miteinander verglichen werden.

2.4.1 Modellierung

Abb. 2.9 zeigt den Ansatz dieser Darstellung einer Störung durch eine elektrisch nahe Quelle am Pin bzw. deren Wellendarstellung. Der Ausfall eines Bausteins ist – wie im oberen Bild angedeutet – durch die Störung, deren Koppelweg zum IC und den Eigenschaften des ICs selbst bestimmt. Die Störung und deren Koppelweg können zu einer einfachen Ersatzspannungs- oder Ersatzstromquelle am Pin des IC reduziert werden (mittleres Bild), die die Eigenschaften der Störung und des Koppelweges nachbilden. Die Ersatzquelle kann hier entweder durch eine Spannungsquelle U_Q mit komplexem Innenwiderstand (Innenimpedanz) oder eine Stromquelle I_Q mit komplexem Innenleitwert (Innenadmittanz) dargestellt werden ($Y_Q = \frac{1}{Z_Q}$). Hierbei ist U_Q die Leerlaufspannung der Störquelle und I_Q der Kurzsschlussstrom. Die beiden Quellen lassen sich über $U_Q = Z_Q \cdot I_Q$ ineinander überführen. Die Quelle kann ebenso durch die entsprechenden Wellengrößen b_Q und r_Q dargestellt werden (unteres Bild der Abb. 2.9).

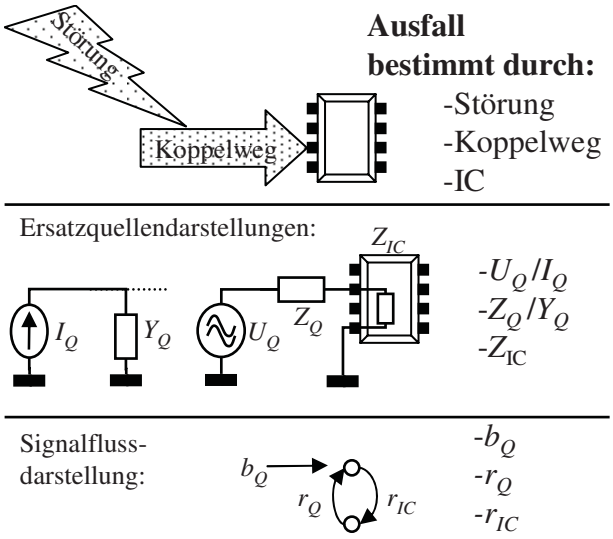


Abb. 2.9: Verschiedene Darstellungen der Ersatzquelle (Strom oder Spannungsquelle, bzw. Darstellung im Signalflussdiagramm).

Bei dieser Betrachtungsweise wird davon ausgegangen, dass sich ein Fehlverhalten oder Ausfall eines Bausteins dadurch einstellt, dass ein beliebiges eingestrahltes Störfeld über einen beliebigen Koppelweg auf einen spezifischen Pin des ICs wirkt und an diesem einen Strom oder eine Spannung erzeugt, die innerhalb des ICs zu einer Funktionsstörung führt. Über diese Parameter – das eingestrahlte Störfeld, den Koppelweg und den IC – lässt sich das Ausfallverhalten determinieren. Hierbei werden Ausfälle, die durch kombinierte Störungen an mehreren Pins erzeugt werden, vernachlässigt. Diese Konfiguration von Störfeld und Koppelweg zu einem Pin des ICs kann nun durch eine Ersatzquelle mit einem komplexen Innenwiderstand direkt am Pin des Bausteins beschrieben werden. Diese Quelle kann durch ihre Spannungs- bzw. Stromamplitude und ihre Innenimpedanz bzw. Innenadmittanz vollständig beschrieben werden. Praktisch sind diese Größen zudem

abhängig von der Frequenz des Störsignals. Damit genügen die Quellspannung U_Q und die Innenimpedanz Z_Q oder der Quellstrom I_Q und die Innenadmittanz Y_Q zur Beschreibung der Störung.

Die verfügbare Störleistung einer solche Störquelle ist als die maximale Wirkleistung definiert, die bei Leistungsanpassung entnommen werden kann [29]. Dies lässt sich für eine Last Z_{Last} aus der Leistungsanpassungsbedingung $Z_{\text{Last}} = Z_Q^*$ herleiten ($\Re\{Z_Q\}$ ist der Realteil der komplexen Quellimpedanz):

$$P_{\text{Stör,max}} = \frac{|U_Q|^2}{4 \cdot \Re\{Z_Q\}} \,. \tag{2.18}$$

Abweichend hiervon werden die maximalen Momentan-Amplituden von Störspannung und -strom wie folgt bestimmt:

- Die Störstrom-Amplitude erreicht ihr Maximum bei minimalem Gesamtwiderstand (bei Betrachtung einer Ersatzspannungsquelle $Z_Q + Z_{\text{Last}}$), was bedeutet, dass der Lastwiderstand im Idealfall den imaginären Teil des Quellwiderstandes ($\Im\{Z_Q\}$) ausgleicht und keinen reelen Anteil aufweist ($Z_{\text{Last}} = -\mathrm{j} \cdot \Im\{Z_Q\}$). Damit ergibt sich die Störstromamplitude:
$$I_{\text{Stör,max}} = \frac{U_Q}{\Re\{Z_Q\}} \,. \tag{2.19}$$

- Die Störspannung dagegen wird maximal, wenn (bei Betrachtung einer Ersatzstromquelle, $G_Q + G_{\text{Last}}$) der imaginäre Anteil des Quellleitwertes ausgleicht und einen unendlichen reellen Anteil aufweist ($G_{\text{Last}} = \infty - \mathrm{j} \cdot \Im\{G_Q\}$). Damit ergibt sich die Störspannungsamplitude:
$$U_{\text{Stör,max}} = I_Q \cdot \Re\{G_Q\} \,. \tag{2.20}$$

2.4.2 Ausfallszenarien

Damit können nun alle Störfestigkeitsmessverfahren, bzw. die reellen Störungen, beschrieben werden. Aufgrund der Anzahl von möglichen Störquellen in der Realität (galvanische Kopplung, kapazitive und induktive Kopplung sowie Wellenkopplung, unterschiedliche Geometrien) ist es in der Praxis jedoch nicht sinnvoll, eine exakte Nachbildung aller Störquellen über der Frequenz zu generieren. Vielmehr ist es notwendig, aus der Praxis eine sinnvolle Anzahl von potentiell gefährlichen Ersatzstörquellen zu bestimmen. Hierzu kann die folgende Vereinfachungen getroffen werden: Da aufgrund der Praxiserfahrung Ausfälle meist entweder durch zu hohen Strom oder zu hohe Spannung erfolgen (siehe Kapitel 2.2.3, Abb. 2.6 auf Seite 20), genügt es, diese Extremwerte zu prüfen, da nur die jeweilige Spitzenamplitude den Ausfall verursachen. Dies bedeutet, dass prinzipiell zwei Kombinationen von Quelle und Innenwiderstand zu bestimmen sind:

- Störszenario 1, bei dem eine maximale Spannung am IC-Pin erzeugt wird und
- Störszenario 2, bei dem ein maximaler Strom am IC-Pin erzeugt wird.

Das dritte, in der Praxis eher hypothetische Szenario bleibt die Leistungsanpassung, bei der die maximale Leistung an das IC weitergereicht wird. In diesem Fall ist der Quellwiderstand so zu wählen, dass Anpassung vorliegt ($Z_Q = Z_{\text{IC}}^*$).

2.4.3 Bewertung der Wirksamkeit einer Störquelle

Da der Innenwiderstand[11] verschiedener Messsysteme, wie bereits erwähnt, eine deutliche Frequenzabhängigkeit zeigt, soll im Folgenden auf die Wirksamkeit des Innenwiderstandes auf die erzeugte Stör- bzw. Prüfspannung und den erzeugten Stör- bzw. Prüfstrom eingegangen werden.

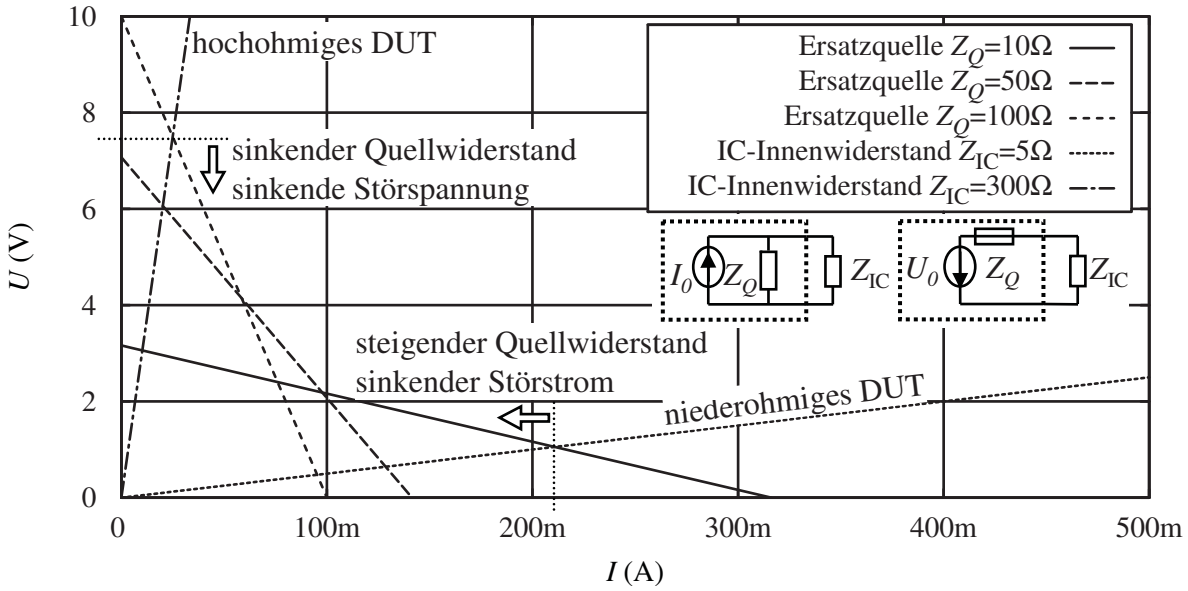


Abb. 2.10: Strom-Spannungskennlinien eines DUT und verschiedener Ersatzquellen im Fall reeller Widerstandswerte.

Abb. 2.10 zeigt für einen einzelnen Frequenzpunkt die Strom-Spannungskennlinien eines hochohmigen ($|Z_{IC}| = 300\,\Omega$) und eines niederohmigen ($|Z_{IC}| = 5\,\Omega$) DUT. Zusätzlich sind die Kennlinien von drei verschiedenen Ersatzquellen mit identischer Leistung ($P_{Q,0} = 1\,\mathrm{W}$) dargestellt. Diese zeigen hier beispielhaft die Kennlinien für Ersatzquellen mit Innenwiderständen von $|Z_Q| = 10\,\Omega$, $|Z_Q| = 50\,\Omega$ und $|Z_Q| = 100\,\Omega$. Zur Darstellung und Erläuterung sollen die Impedanzen, Ströme und Spannungen hier auf reelle Werte beschränkt bleiben. Die zu veranschaulichenden Prinzipien sind hier deutlich einfacher zu erfassen, jedoch prinzipiell dieselben wie bei komplexen Werten.

Wie zu sehen ist, bilden sich – abhängig von der Kombination des Quellen-Innenwiderstandes $|Z_Q|$ und des Lastwiderstandes $|Z_{IC}|$ – unterschiedliche Strom- bzw. Spannungsbelastungen für den Prüfling (IC). Der stärkste Stör- oder Prüfstrom I_p beispielsweise entsteht im Fall eines niederohmigen Prüflings und einer niederohmigen Ersatzquelle, was in diesem Beispiel einen Strom von $I_p \approx 220\,\mathrm{mA}$ erzeugt. Wenn nun aber die Ersatzquelle eine höhere Impedanz aufweist, sinkt der Störstrom über $I_p \approx 130\,\mathrm{mA}$ bei $|Z_Q| = 50\,\Omega$ und auf $I_p \approx 90\,\mathrm{mA}$ bei $|Z_Q| = 100\,\Omega$. Die höchste Stör- bzw. Prüfspannung dagegen entsteht im Fall eines hochohmigen Prüflings und einer hochohmigen Ersatzquelle, was in diesem Beispiel eine Spannung von $U_p \approx 7.5\,\mathrm{V}$ erzeugt. Wenn nun aber die

[11] mit Innenwiderstand ist hier der aus Sicht des DUTs erkennbare Widerstand der Ersatzquelle am IC-Pin gemeint.

Ersatzquelle eine geringere Impedanz aufweist, sinkt die Störspannung über $U_p \approx 4.1\,\mathrm{V}$ bei $|Z_Q| = 50\,\Omega$ und auf $U_p \approx 3\,\mathrm{V}$ bei $|Z_Q| = 10\,\Omega$.

Wie in Kapitel 4 am Beispiel des ALSE-Verfahrens gezeigt wird, weisen – bis auf die DPI-Methode – alle Störfestigkeitsmessmethoden bereits im unteren Frequenzbereich einen Ersatzstörquellen-Innenwiderstand auf, der über der Frequenz deutlich variiert. Ebenso sind die Quellimpedanzen komplexe Größen, da kapazitive oder induktive Kopplung vorliegt. Damit kann bei diesen Verfahren im Allgemeinen nicht vorhergesagt werden, ob in einem spezifischen Frequenzbereich überhaupt eine Störung am IC wirksam wird. Dadurch können Schwachstellen eines ICs, die nur in einem engen Frequenzband auftreten, bei diesen Messverfahren leicht übersehen werden.

Die graphische Betrachtung einer solchen komplexen Quellimpedanz entspricht dem hier gezeigten reellen Beispiel, wobei die graphische Darstellung etwas komplizierter wird: Im Fall komplexer Größen lassen sich Strom-Spannungs-Flächen (Realteil der Spannung über dem komplexen Strom und Imaginärteil der Spannung über dem komplexen Strom) darstellen, wobei die sich einstellenden Real- und Imaginärteile des Stroms bzw. der Spannungen sich über Schnittgeraden und deren gemeinsamen Schnittpunkt bestimmen.

3 EMV-Messverfahren

Im folgenden Kapitel werden die in dieser Arbeit behandelten Störfestigkeitsmessverfahren – das leitungsgebundene DPI-Verfahren und das gestrahlte ALSE-Verfahren – vorgestellt. Deren Aufbau und die Vor- und Nachteile werden erläutert sowie die praktische Anwendung dieser Verfahren diskutiert. Zusätzlich werden weitere Störfestigkeitsmessverfahren wie das BCI-Verfahren und die Stripline-Störfestigkeitsmessung beschrieben.

3.1 Leitungsgebundene Störfestigkeitsmessung – das DPI-Verfahren

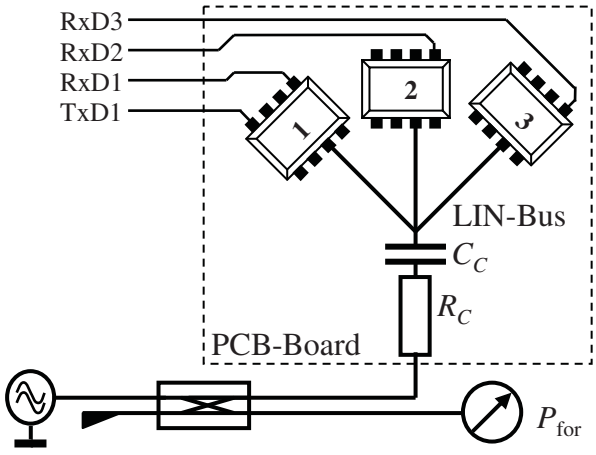


Abb. 3.1: Schematische Darstellung des Messaufbaus zur Bestimmung der Störfestigkeit (DPI-Messaufbau).

Abb. 3.1 zeigt die Skizze eines Aufbaus zur leitungsgebundenen Störfestigkeitsmessung, dem DPI-Verfahren. In diesem Fall wird die Prüfung an den Bustreibern eines LIN-Bussystems durchgeführt, entsprechend der für LIN-Bausteine gültigen Prüfspezifikation [30]. Etwas allgemeiner ist die leitungsgebundene Störfestigkeitsmessung beispielsweise in der ISO-Norm 11452-7 [31] beschrieben. Für den Fall der Störfestigkeitsmessung des LIN-Bustreibers wird auf einer Platine ein Netzwerk von identischen (baugleiche Typen, gleiches Los) LIN-Bustransceivern aufgebaut. Diesem Netzwerk wird über eine Kapazität und einen Widerstand eine Störung zugeführt. Durch die geringen Abmessungen des Aufbaus sind die bei anderen Messverfahren typischerweise auftretenden Resonanzeffekte der Leitungslängen, die durch den Aufbau verursacht werden, in ihrer Frequenz deutlich nach oben verschoben. Damit kann unabhängig von Resonanzeffekten des Aufbaus die Störung bis an den Pin des zu prüfenden Bausteins bzw. der zu prüfenden Bausteine geführt werden. Dies ermöglicht eine direkte Aussage über den Chip selbst. Vorteilhaft ist hierbei, dass prinzipiell jeder einzelne Pin des ICs gestört werden kann, beziehungsweise auch mehrere Pins gleichzeitig, wie es bei differentiellen Bussystemen der Fall ist. Bei diesen wird die Störung typischerweise auf beide Bus-Adern gleichphasig gekoppelt (Gleichtaktstörung oder Common-Mode-Störung). Seit dem Jahr 2006 ist das DPI-Verfahren in der IEC62132-4 [2] auch auf Bauteilebene in die Normung aufgenommen.

Das DPI-Verfahren ist ein von den anderen Störfestigkeitsmessungen abweichendes Verfahren, dem bisher in der Forschung keine bzw. nur wenig Aufmerksamkeit gewidmet wurde. Da beim DPI-Verfahren eine direkte kapazitive Einkopplung der Störung verwendet wird, ist hier oft der erste Ansatzpunkt für die Kritik an diesem Messverfahren: Diese sehr direkte Einkopplung der Störung kommt in der Praxis nicht vor und wird deshalb als zu harte Prüfung angesehen. Dieser Punkt soll später durch Vergleich der verschiedenen Messmethoden noch genauer beleuchtet werden. Vorteil ist jedoch die definierte Einkopplung, die zum einen reproduzierbare Messergebnisse liefert, zum anderen aber auch die bei allen anderen Messverfahren vorhandene Abhängigkeit vom Messaufbau deutlich reduziert. Ein weiterer Vorteil des DPI-Verfahrens ist – durch die direkte Einkopplung – der deutlich geringere Leistungsbedarf, der eine kostengünstige Ausstattung des Messlabors erlaubt. Da dieses Messverfahren für LIN-Bustreiber bereits etabliert ist, existieren eine EMV-Messspezifikation [30] und eine Standardplatine, die auch zur Charakterisierung in einem unabhängigen Testlabor genutzt wird.

3.1.1 Anwendung des DPI-Verfahrens

Am Beispiel des LIN-Busses ist hier der Messaufbau (Abb. 3.2) sowie ein typisches DPI-Ergebnis beschrieben. Die Beschreibung bezieht sich auf die bisher verwendete Messmethodik und -hardware, die entsprechend der LIN-EMV-Messspezifikation entwickelt wurden [30].

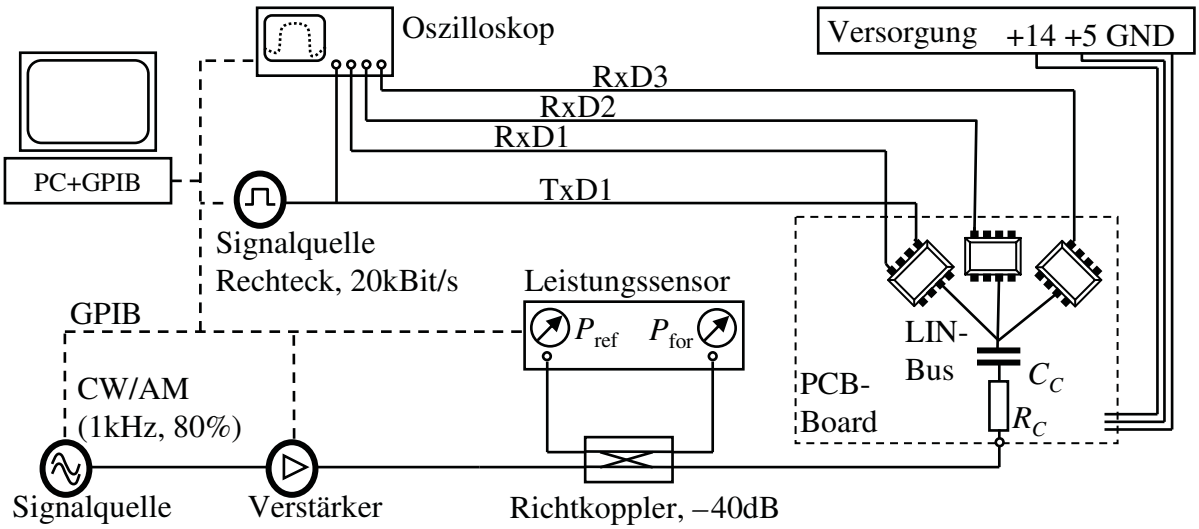


Abb. 3.2: Aufbau des verwendeten DPI-Messsystems.

Wie bereits in Abb. 3.1 dargestellt, sind die drei Busteilnehmer auf der Standardplatine zu einem Netzwerk zusammengefasst, welches über eine Koppel-Kapazität ($C_C = 4.7\,\mathrm{nF}$) und einen Koppel-Widerstand ($R_C = 0\,\Omega$[1]) mit Störleistung beaufschlagt werden. Die Störleistung P_{for} (Vorwärtsleistung) und die vom Aufbau reflektierte Leistung P_{ref} werden über einen Richtkoppler mit $-40\,\mathrm{dB}$-Monitorausgängen am Ausgang des Verstärkers

[1] In der LIN-Prüfspezifikation wurden bis vor kurzem hier $150\,\Omega$ gefordert, dieser Wert ist in der Zwischenzeit jedoch auf $0\,\Omega$ gesetzt worden.

gemessen. Das Störsignal ist entweder ein einfaches CW-Signal oder ein AM-Signal mit einem Modulationsgrad von 80% und einer Modulationsfrequenz von 1 kHz.

Im Allgemeinen kann jeder Pin eines ICs mit dieser Methode einzeln geprüft werden, indem die Störung auf den jeweiligen Pin geleitet wird. Üblicherweise werden bei Bausteinen jedoch nur die Pins geprüft, die in der Praxis mit längere Leitungen (Antennenwirkung) verbunden sind, das heißt die Pins, die eine direkte Verbindung zum Kabelbaum des Kraftfahrzeugs besitzen. Im Fall des LIN-Prüflings sind dies je nach Typ zwei bis vier Pins, wobei insbesondere die Versorgungsleitung und die Datenleitung zu erwähnen sind.

In der hier vorliegenden Arbeit soll die Untersuchung auf den Pin der Datenleitung beschränkt bleiben. Dieser kann – im Unterschied zu anderen Pins – zusätzlich unterschiedliche Zustände annehmen, wenn der Baustein Daten sendet:

hochohmig Wenn der Baustein keine Daten sendet, sondern nur empfängt ist die Sendestufe hochohmig, um das Bussignal nicht zu beeinflussen. Dies ist der rezessive Zustand des Bausteins.

niederohmig Wenn der Baustein Daten sendet, hängt der Zustand der Sendestufe vom zu sendenden Datenbit ab. Im Fall eines rezessiven Bits ist die Sendestufe ebenfalls hochohmig, wenn aber ein dominantes Bit gesendet wird, so wird die Sendestufe und damit das Verhalten am Ausgang des Bausteins niederohmig.

Auch zur Funktionskontrolle der Bausteine können verschiedene Kriterien angewendet werden. Neben den harten Kriterien der Zerstörung des Prüflings gibt es verschiedene Stufen von weichen Kriterien, bei denen der Prüfling selbst unter Einfluss der Störung einen gewissen Funktionsumfang beibehalten muss. Typischerweise wird bei LIN eine funktionierende Kommunikation selbst unter Einfluss einer Störung gefordert. Da jedoch nur der Transceiver-Baustein selbst geprüft werden soll, ist keine Applikation vorhanden, die eine reale Kommunikation betreiben bzw. kontrollieren kann. Diese soll hier durch die Mess-Hardware realisiert werden. Hierzu wird einer der Bausteine mit einer „1-0“-Folge als Sendesignal gespeist, die alle Bausteine empfangen müssen. Dazu wird einer der Bausteine – in diesem Fall IC1 – mit einem 10 kHz-Rechtecksignal gespeist, was einer Datenrate von 20 kBit entspricht. Als Ausfall wird die Verletzung eines zuvor definierten Kontrollkriteriums bezeichnet. In diesem Fall bedeutet ein Ausfall, dass mindestens eines der Empfangssignale (RxD-Pin) der drei Busteilnehmer nicht innerhalb der vorgegebenen Toleranzen liegt. Die Kontrolle der Empfangssignale erfolgt hierbei mittels eines Oszilloskops. In Abb. 3.2 ist die Ansteuerung und Kontrolle der Bausteine

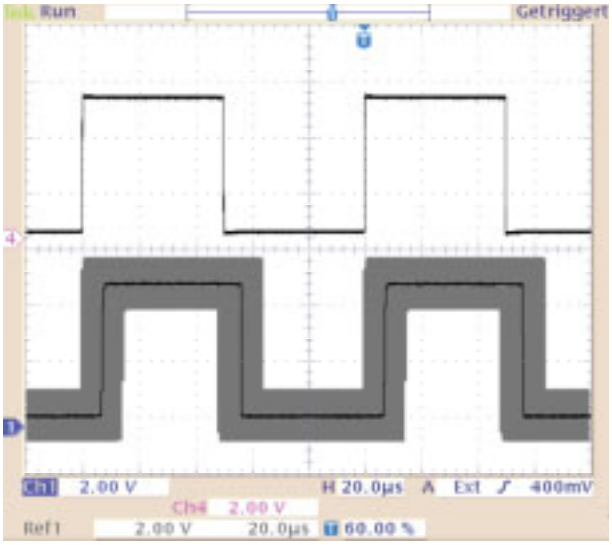


Abb. 3.3: Fehlerkontrolle des RxD-Pins mittels Oszilloskop.

dargestellt, in Abb. 3.3 die Kontrolle eines Empfangssignals per Oszilloskop. Das obere Rechtecksignal zeigt das Sendesignal (TxD), das an einen der Teilnehmer angelegt wird. Im unteren Teil ist ein Empfangssignal (RxD) sowie die Maske des entsprechenden Empfangssignals zu sehen, deren Verletzung als Fehler bzw. Ausfall gewertet wird. Die Maske beschreibt die tolerierbaren Abweichungen des Empfangssignals, innerhalb deren Grenzen ein in der Praxis angeschlossener Mikrokontroller-Chip das Signal noch richtig interpretieren kann. Einer der Vorteile dieser Mess-Konfiguration liegt darin, dass die grundlegenden physikalischen Signale zur Bewertung des Bausteins herangezogen werden. Damit liefert diese Mess-Konfiguration auch eine reales Abbild der reinen physikalischen Schicht des LIN-Busses.

Der Messablauf selbst führt dann für jeden zu prüfenden Frequenzpunkt eine Bestimmung der minimalen Störleistung durch, die eine Verletzung der Toleranzmaske verursacht. Dies bedeutet, dass bei jedem getesteten Frequenzpunkt die Störleistung schrittweise erhöht wird, bis eine Fehlfunktion der Datenübertragung erkannt wird oder die maximale Störleistung erreicht ist. Der entsprechende Wert der Störleistung und der zugehörige Frequenzpunkt werden festgehalten und dann der nächste Frequenzpunkt nach demselben Prinzip geprüft. Als Ergebnis ergibt sich somit – wie in Abb. 3.4 zu sehen ist – eine Kurve der minimal für einen Ausfall nötigen Störleistung P_{for} über der Frequenz der Störung. Der durch das DPI-Verfahren abgedeckte Frequenzbereich ist nach unten durch die verwendete Einkoppel-Kapazität beschränkt und nach oben durch das Platinen-Layout der verwendeten Platine bzw. des verwendeten Aufbaus. Für das LIN-System wird nach der Prüfspezifikation [30] eine Einkoppel-Kapazität von 4.7 nF verwendet, die eine untere Grenzfrequenz von etwa 1 MHz erlaubt. Nach oben wird typischerweise bis zu einer Frequenz von 1 GHz gemessen, wobei diese Grenze in Kapitel 5 noch etwas näher betrachtet wird.

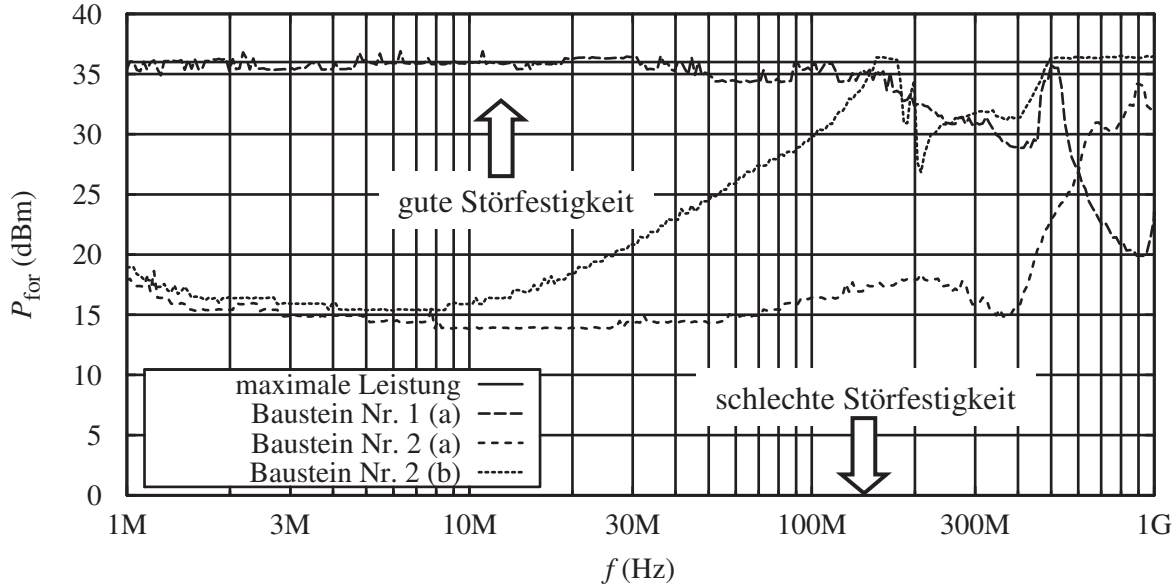


Abb. 3.4: Beispiel für die Darstellung verschiedener Ergebnisse von DPI-Messungen.

Abb. 3.4 zeigt drei typische Ergebnisse für DPI-Messungen eines LIN-Bustreibers. Über der Frequenz ist die Leistung aufgetragen, bei der der erste Ausfall des Bausteins bzw.

der Konfiguration auf der Testplatine ermittelt werden konnte. Als Kriterium wird hierbei die über den Richtkoppler gemessene Vorwärtsleistung angegeben. Typischerweise wird die Messung bis zu einer Vorwärtsleistung von etwa 36 dBm durchgeführt, da bei höheren Leistungen eine Zerstörung der Strukturen im Chip auftritt. Damit ist durch die dargestellte Kurve die Grenze zwischen fehlerfreier Funktion des Bausteins (die gesamte Fläche unterhalb der Kurve) und Ausfall bzw. fehlerhafter Funktion des Bausteins (die entsprechende Fläche oberhalb der Kurve) gegeben.

Bei den hier dargestellten Ergebnissen handelt es sich um zwei verschiedene Bausteine (die im Folgenden der Einfachheit halber mit Nr. 1 und Nr. 2 bezeichnet werden), wobei bei Baustein Nr. 2 verschiedene externe Beschaltungskonfigurationen untersucht werden. Hierbei ist die Variante (a) ohne zusätzliche Beschaltung ausgeführt, und Variante (b) weist eine zusätzliche externe Kapazität von 220 pF auf, wie sie in der Spezifikation des LIN-Bussystems [17] vorgegeben ist.

Somit kann aus Abb. 3.4 leicht der Transceiver mit der besten Störfestigkeit ermittelt werden: Wie zu sehen ist, hat Baustein Nr. 1 eine deutlich höhere Störfestigkeit als Baustein Nr. 2. Bei Baustein Nr. 1 ist bis ca. 100 MHz sogar die für dieses Messverfahren maximale Störleistung möglich, ohne dass das Kriterium, welches zum Ausfall führt, verletzt wird. Erst ab ca. 600 MHz ist die Störfestigkeit des Bausteins Nr. 2 größer als die des Bausteins Nr. 1. Damit ist in diesem Fall sicherlich Nr. 1 die bessere Wahl, da erfahrungsgemäß die meisten Störungen in der Praxis zwischen 5 MHz und 500 MHz festgestellt werden. Selbst eine Änderung bzw. Ergänzung der Beschaltung des Bausteins Nr. 2 in Form der Variante (b) zeigt nur eine Verbesserung der Störfestigkeit im Frequenzbereich oberhalb von ca. 10 MHz.

3.1.2 Theoretische Untersuchungen am bestehenden Verfahren

Erst seit kurzem wird die DPI-Methode auch bei wissenschaftlichen Arbeiten beispielsweise von Alaeldine et al. [11, 12], Redoute et al. [32] oder Chahine et al. [33, 34] zur Charakterisierung der Störfestigkeit von Bausteinen sowohl simulatorisch als auch experimentell angewandt und untersucht. Dieselbe Thematik behandeln auch Loeckx und Gielen [10], deren Arbeit sich mit dem Vergleich der reinen Chip-Immunität mit der Immunität des Bauteils inklusive Gehäuse befasst. Körber untersucht in seinen Arbeiten [25, 35] die Einkopplung von Störungen auf Leitungen und zeigt durch Simulationen, dass selbst bei Frequenzen oberhalb von 1 GHz ein relevanter Anteil der Störung über die Leitung einkoppelt. Das DPI-Verfahren selbst zeigt jedoch in der Praxis bei höheren Frequenzen deutliche Schwächen in der zuverlässigen Prüfung eines ICs [36]. Diese Schwächen werden in Kapitel 5 nochmals beleuchtet. Mögliche Verbesserungen werden dort vorgestellt.

Ein weiterer von mehreren Autoren kritisierter Punkt der DPI-Messmethode ist die direkte kapazitive Einkopplung der Störung. Diese wird von manchen Entwicklern als zu harte und nicht realitätsbezogene Prüfung angesehen, weshalb keine Beziehung zwischen der DPI-Methode und späteren Störfestigkeitsmessungen am Gesamtfahrzeug möglich sein soll. Die Korrelation zwischen der DPI-Messmethode und anderen Messmethoden ist jedoch eine grundlegende Notwendigkeit, um Störfestigkeitsmessungen auf Bauteil-Ebene sinnvoll bewerten zu können.

3.2 Gestrahlte Störfestigkeitsmessung – das ALSE-Verfahren

Die Methode der gestrahlten Störfestigkeitsmessung, die hier als Basis zur Bestimmung von realitätsnahen Größen der entstehenden Störung dienen soll, ist in dieser Arbeit angelehnt an die ISO-Norm 11452-2 [4]. Die Messmethode wird in den folgenden Abschnitten erläutert, und die Vor- und Nachteile des Messverfahrens werden dargestellt. Aufgrund der gestrahlten Störung wird bei dieser Methode eine geschirmte Kammer verwendet, um eine Beeinflussung durch die Umgebung, bzw. eine Beeinflussung der Umgebung, zu vermeiden. Um ein gleichmäßiges Störfeld zu erreichen und Stehwellen innerhalb der Messkammer zu vermeiden, ist diese mit Absorbermaterialien wie Ferriten und Pyramidenabsorbern ausgekleidet, daher auch die englische Bezeichnung Absorber Lined Shielded Enclosure – kurz ALSE.

3.2.1 Grundlagen und Anwendung des ALSE-Messverfahrens

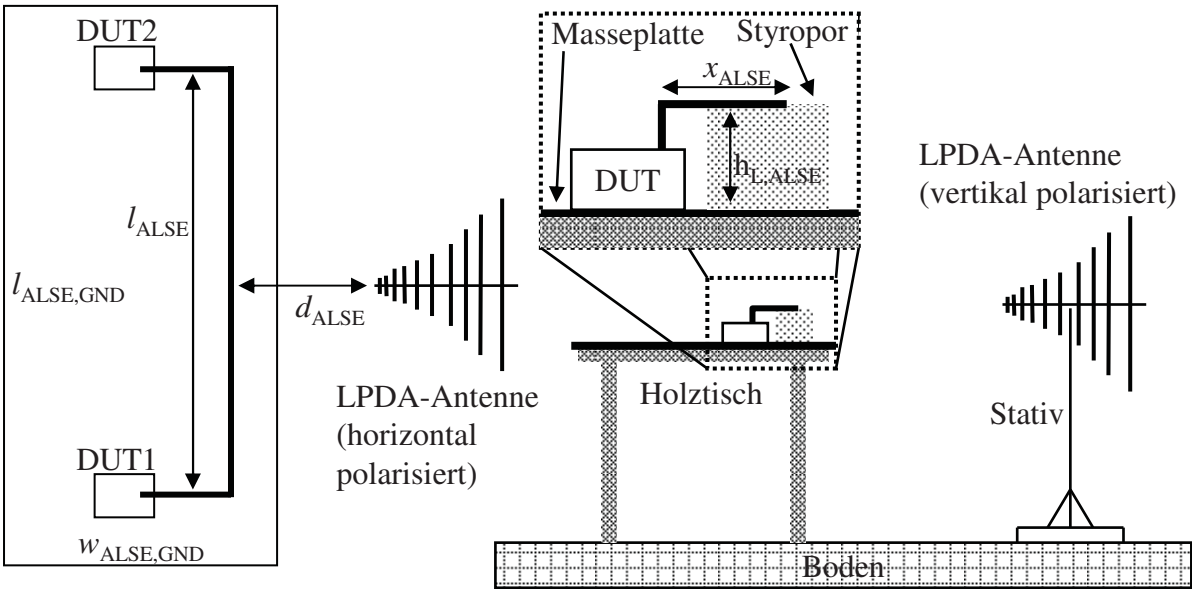


Abb. 3.5: Messaufbau der ALSE-Messung entsprechend der ISO-Norm 11452-2.

Abb. 3.5 zeigt den in dieser Arbeit verwendeten Aufbau der ALSE-Messung mit den entsprechenden geometrischen Abmessungen. In der Abbildung ist links in der Aufsicht eine horizontale Antennenposition dargestellt, bei der das elektrische Störfeld parallel zur gestörten Leitung ausgerichtet ist. Ebenso kann durch Drehen der Antenne – wie rechts in der Seitenansicht gezeigt – ein Störfeld mit vertikaler Polarisation erzeugt werden, welches dann senkrecht zur Masseplatte und senkrecht zur gestörten Leitung liegt. Die umgebende Schirmkammer ist in der Abbildung nicht dargestellt. Als Störsignal können entsprechend der Norm die beiden Varianten CW-Signal oder AM-Signal mit einem Modulationsgrad von 80% und einer Modulationsfrequenz von 1 kHz verwendet werden.

Die typischen Abmessungen des Messaufbaus in dieser Arbeit sind nach Abb. 3.5: $l_{\mathrm{ALSE}} = 1500\,\mathrm{mm}$, $x_{\mathrm{ALSE}} = 100\,\mathrm{mm}$, $h_{\mathrm{L,ALSE}} = 50\,\mathrm{mm}$, $d_{\mathrm{ALSE}} = 500\,\mathrm{mm}$, sowie für die Massefläche $l_{\mathrm{ALSE,\,GND}} = 2000\,\mathrm{mm}$ und $w_{\mathrm{ALSE,\,GND}} = 1000\,\mathrm{mm}$. Hierbei entspricht einzig der Abstand d_{ALSE} zwischen Antenne und beeinflusster Leitung nicht der Norm, die hier $d_{\mathrm{ALSE}} = 1000\,\mathrm{mm}$ fordert. Abweichungen von den hier angegebenen Abmessungen sind entsprechend im Text vermerkt, ansonsten gelten die hier genannten Werte. Als Antenne wird eine logarithmisch-periodische Anordnung von Dipolen verwendet (engl. *logarithmic periodic dipole array*, LPDA-Antenne).

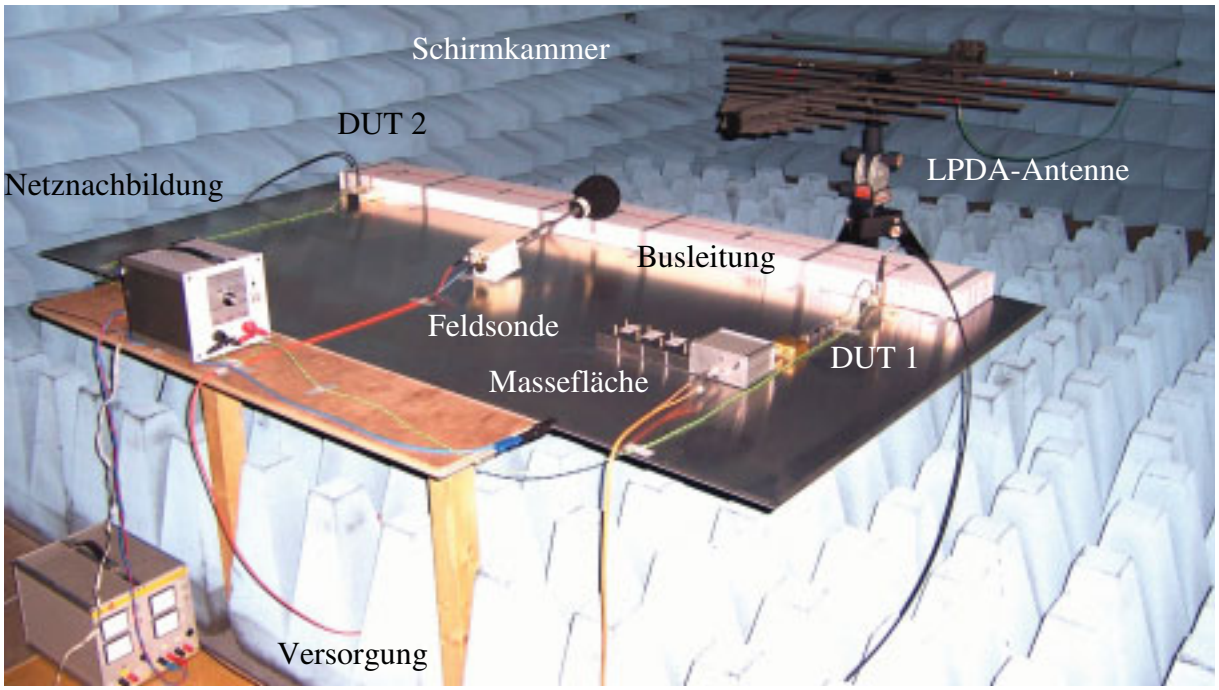


Abb. 3.6: Bild eines ALSE-Aufbaus in der Schirmkammer.

In Abb. 3.6 ist ein typischer ALSE-Messaufbau gezeigt, wie er in dieser Arbeit verwendet wird. Im Hintergrund ist die das Störfeld erzeugende Antenne zu sehen, im Vordergrund der zu störende Messaufbau. Auf einer mit der Systemmasse verbundenen Metallplatte sind zwei Gehäuse zu sehen in denen sich die zu untersuchenden Bustreiber befinden. Deren Buspins sind über einen einzelnen Draht, der auf einer $h_{\mathrm{L,ALSE}} = 50\,\mathrm{mm}$ dicken Styroporschicht aufliegt, miteinander verbunden. Das erzeugte Störfeld wird mittels einer Feldsonde gemessen. Im Vordergrund sind die Stromversorgung und Netznachbildung zu sehen. Die Ansteuerung der Bustreiber und die Auswertung des empfangenen Signals erfolgen außerhalb der Schirmkammer.

Laut Norm liegt der für die ALSE-Methode anwendbare Frequenzbereich zwischen 200 MHz und 18000 MHz. Da jedoch in dieser Arbeit ein Vergleich der beiden Messverfahren DPI und ALSE angestrebt ist, könnte in diesem Fall nur der überlappende Frequenzbereich von 200 MHz bis 1000 MHz betrachtet werden. Möglichkeiten diesen Bereich zu erweitern sind die Reduzierung der unteren Grenzfrequenz des ALSE-Verfahrens oder die Erweiterung der oberen Grenzfrequenz des DPI-Verfahrens.

Die zweite dieser beiden Varianten – die Erweiterung der oberen Grenzfrequenz des DPI-Verfahrens – wird in Kapitel 5.2 näher beleuchtet. Die Erweiterung der unteren Grenzfrequenz des ALSE-Verfahrens kann durch Verwendung einer entsprechenden Antenne erreicht werden. In dieser Arbeit wird als Antenne eine *AT1080* der Firma *amplifier research* verwendet, welche mit einem Arbeitsbereich von 80 MHz bis 1000 MHz spezifiziert ist. In diesem Frequenzbereich wird die Korrelation der Messverfahren messtechnisch untersucht werden können. Die Antenne ist in Abb. 3.6 zu sehen. Je niedriger jedoch die untere Grenzfrequenz gewählt wird, desto größer wird die Wellenlänge der Störung. Welchen Einfluss dies auf das Verhalten der Messung hat, wird in Kap. 4 näher analysiert.

3.2.2 Nachteile des ALSE-Messverfahrens

Eines der Probleme des ALSE-Verfahrens ist beispielsweise die hohe notwendige Leistung zur Erzeugung des elektrischen Störfelds, die oft aufgrund der begrenzten Ausgangsleistung von Verstärkern zu Verzerrungen und damit zu harmonischen Anteilen im Störsignal führt [37]. Hierbei handelt es sich jedoch um ein einfaches praktisches Problem, das keine prinzipielle Beschränkung des Messverfahrens vorgibt.

Als weitaus problematischer bei der ALSE-Messung erweist sich die Tatsache, dass das Messergebnis stark von der Geometrie abhängig ist. Bei Messung einer spezifischen Geometrie, beispielsweise eines fertig konfektionierten Kabelbaums mit Steuergeräten, ist hierin kein Problem zu sehen, solange der Kabelbaum später in exakt dieser Geometrie im Fahrzeug verwendet wird. Wenn jedoch später Variationen der geprüften Geometrie verwendet werden, ist deren EMV-Verhalten nicht durch die vorhergehende Messung bestimmt bzw. abgesichert. Aus diesem Grund ist das ALSE-Verfahren prinzipiell nicht geeignet, um auf Bauteil-Ebene die Störfestigkeit spezifischer Bausteine zu prüfen. Weit mehr ist das ALSE-Messverfahren geeignet, fertig entwickelte Teile eines Kabelsatzes oder Teilsystems zu prüfen. Dies ist jedoch erst in einem späteren Stadium der Entwicklung eines Kraftfahrzeugs möglich. Deshalb werden in dieser Arbeit später verschiedene Variationen des ALSE-Messverfahren mit der Zielsetzung untersucht, die Eigenschaften des Messverfahrens mit der Geometrie zu verknüpfen. Damit soll einerseits eine Korrelation der Messverfahren und damit eine Prognose des ALSE-Ergebnisses aus dem DPI-Messergebnis möglich sein, andererseits erlaubt dies abzuschätzen, welche Störung im „worst case“-Fall auf den Prüfling trifft. Dies ermöglicht einen von der Geometrie des ALSE-Messaufbau unabhängigen Grenzwert. Damit ist in der Entwicklung eines Kraftfahrzeugs die Möglichkeit gegeben, die verwendeten Bausteine bereits zu prüfen, bevor ein fertiger Kabelsatz für die Elektronik des Fahrzeugs besteht. Mit dem zusätzlichen gewonnenen Verständnis können dann später bereits Prognosen über EMV-Ergebnisse möglich sein, bevor die ersten Messungen stattfinden.

Die folgenden Unterabschnitte behandeln weitere allgemein übliche Störfestigkeitsmessverfahren, um einen Überblick über diese zu erhalten, jedoch werden in dieser Arbeit hauptsächlich die beiden oben beschriebenen Verfahren – das DPI-Verfahren und das ALSE-Verfahren – näher analysiert und diskutiert.

3.3 Bulk Current Injection – das BCI-Verfahren

Das BCI-Messverfahren ist ein Verfahren, bei dem durch induktive Einkopplung ein Strom auf die Leitung des zu störenden Systems eingeprägt wird. Die induktive Einkopplung, wie sie in der IEC-Norm 61132-3 [38] oder der ISO-Norm 11452-4 [3] beschrieben ist, verwendet hierzu eine Koppelzange. Dies ist im Wesentlichen ein Ferritring, der um die zu störende Leitung gelegt wird und eine zugeführte HF-Leistung an die Leitung des zu prüfenden Systems überträgt.

Ein Nachteil des BCI-Verfahrens ist – ebenso wie beim ALSE-Verfahren – die Abhängigkeit der am IC-Pin entstehenden Störung von der exakten Geometrie des Aufbaus. Hierbei hat beispielsweise die Zangenposition einen Einfluss auf das Ergebnis. Diese Problematik und ein entsprechender Lösungsansatz ist beispielsweise von Rakouth et al. [9] beschrieben. In dieser Arbeit werden verschiedene Zangenpositionen vorgegeben, um die Positionsabhängigkeit zu eliminieren.Weiterhin bleibt ein prinzipieller Unterschied zwischen der BCI-Messmethode und der ALSE-Messmethode bezüglich der wirkenden Felder: Während bei der gestrahlten Methode das Störfeld an allen Punkten der gestörten Leitung verteilt einwirkt, ist bei der BCI-Methode nur eine konzentrierte Einwirkung an der Position der Koppelzange vorhanden. Diese einzelne Einkoppelposition reduziert somit möglicherweise die auf der gestörten Leitung angeregten Resonanzen. Cuvelier et al. [39] beschreiben eine Variation der BCI-Methode, bei der zwei Koppelzangen verwendet werden (DBCI, Double Bulk Current Injection), um dieses Problem zu lösen. Dieser Vorschlag geht auf Spadacini et al. [40] und Crisci et al. [41] zurück. Weiterhin gibt es verschiedene Arbeiten – beispielsweise von Adams et al. [42], Pignari et al. [43] oder Hill [44] – die sich mit der Korrelation von gestrahlter Einkopplung und BCI beschäftigen.

Rohrkoppler

Der Rohrkoppler, wie er in [25] vorgestellt wird, ist ein Verfahren, bei dem – ähnlich wie bei BCI – ein Strom auf eine Leitung eingekoppelt wird. Ziel ist es, hier Störungen bei deutlich höhere Frequenzen zu erreichen, als dies mit dem gängigen BCI-Verfahren möglich ist.

Der Rohrkoppler ist prinzipiell ein Drei-Leitersystem, das aus zwei Koaxialsystemen auf derselben Mittelachse besteht. Die Störkopplung erfolgt vom äußeren Koaxialsystem mit hohlem Innenleiter (Primärsystem) zum inneren Koaxialsystem, dessen Außenleiter der Innenleiter des Primärsystems ist (Sekundärsystem). Durch den Skineffekt sind die stromführenden Schichten des Innenleiters getrennt (stromführende Schichten des Primärsystems sind Innenwand des äußeren Rohres und Außenwand des Innenleiters, im Sekundärsystem sind dies die Innenwand des Innenleiters sowie die Leitung des zu prüfenden Systems). Durch die geringe Eindringtiefe ist eine Verkopplung der beiden magnetischen Felder nicht gegeben, ebenso wie auch die elektrischen Felder nicht verkoppelt sind, was eine elektromagnetischen Entkopplung der beiden Teilfelder im Inneren des Rohrkopplers bedeutet. Jedoch sind an den Enden des Rohrkopplers die stromführenden Schichten des hohlen Innenleiters über die Stirnflächen verbunden. Die weiteren Anteile der Kopplung werden durch Streufelder an den Randbereichen des Rohrkopplers erzeugt.

Der Rohrkoppler soll bis zu etwa 3 GHz Störungen auf ein Leitungssystem einkoppeln und dabei eine deutlich höhere Effizienz aufweisen als beispielsweise gestrahlte Messungen. Da dieses Verfahren bisher noch kein gängiges und etabliertes Verfahren ist, soll in dieser Arbeit jedoch nicht weiter darauf eingegangen werden.

3.4 Stripline-Verfahren

Das Stripline-Messverfahren verwendet eine Art Streifenleitung, deren Abmessungen groß genug sind, um das zu prüfenden System zwischen Masse und Signalleiter einzubringen. In Abb. 3.7 ist die Skizze eines Streifenleitung-Messaufbaus zu sehen. Auf der rechten Seite ist die Speisung sowie die Anpassung des Aufbaus an den Wellenwiderstand der 50 Ω-Speiseleitung zu sehen. Der Messaufbau selbst wird üblicherweise als eine Streifenleitung mit einem Wellenwiderstand von 90 Ω ausgeführt. Als Dielektrikum wird hierbei Luft verwendet. Der Signalleiter ist – wie links zu sehen – an seinem Ende mit einem Flächenwiderstand von $R_A = 90\,\Omega$ abgeschlossen, der eine Reflexion der hinlaufenden Welle verhindern soll. Zur Prüfung eines Systems wird nun zwischen Masse und Signalleiter die Leitung des Systems positioniert. Somit ist die Leitung einem vertikalen Störfeld ausgesetzt, dessen Feldstärke bis zu 300 $\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ betragen kann.

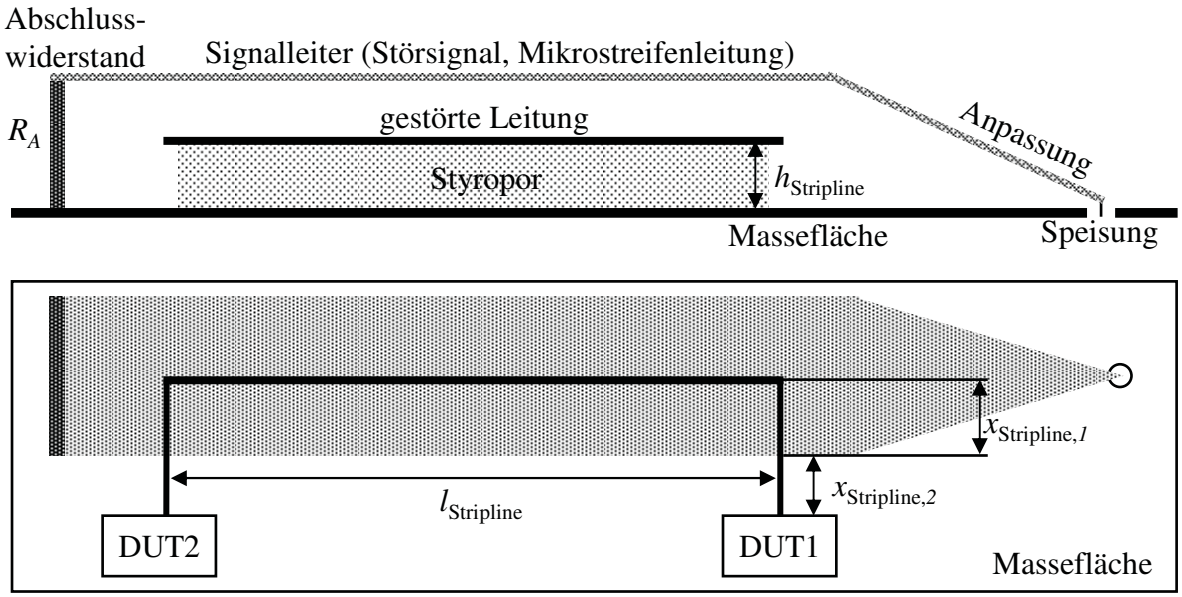


Abb. 3.7: Streifenleitungs-Messaufbau.

4 Analyse der gestrahlten Störfestigkeitsmessung

Zur Analyse des gestrahlten Störfestigkeitsmessverfahrens (ALSE) wird in diesem Kapitel zunächst eine hochfrequenztechnische Beschreibung des Messaufbaus entwickelt, mit der in der Netzwerksimulation [45] später eine einfache Analyse des Messsystems bei unterschiedlichsten Beschaltungen (Transceiver-Zustände, zusätzliche Filterbeschaltungen) durchgeführt werden kann. Hierzu wird der Aufbau als aktives Mikrowellen-Zweitor beschrieben.

Zunächst wird auf die Modellierung des ALSE-Aufbaus in Form eines aktiven Zweitors eingegangen, wobei die aus Kapitel 2.3 bekannten Grundlagen zur Anwendung kommen und der in Kapitel 3.2 beschriebene Aufbau verwendet wird. Hierbei wird sowohl ein Modell aus reinen Simulationsdaten erstellt, als auch ein Modell aus Messdaten, welches dann den Abgleich zwischen Simulation und Messung ermöglicht.

In den weiteren Abschnitten werden aus den MoM[1]-Feldsimulationen [46] die Wirkprinzipien dieser Messmethode ausgearbeitet, um ein besseres Verständnis der Messung zu erhalten. Insbesondere werden die bei Einstrahlung entstehenden Stromverteilungen betrachtet und der Einfluss verschiedener Abschlussimpedanzen auf die an den Leitungsenden entstehenden Ströme im verwendeten Aufbau analysiert.

Schließlich wird dann auf den Zusammenhang zwischen dem Ausfallverhalten eines Prüflings und der Beschreibung der hierzu notwendigen Störung eingegangen. Dazu wird der ALSE-Messaufbau als elektrisch nahe Störquelle betrachtet und die Parameter dieser Störquelle über der Frequenz zum Ausfallverhalten eines Transceivers in Bezug gesetzt.

4.1 Modellierung durch ein aktives Zweitor

Für den Fall des hier untersuchten Aufbaus der ALSE-Störfestigkeitsmessung (eine Leitung mit je einem Teilnehmer am Leitungsende) wird ein aktives Zweitor zur Modellierung verwendet. Dieses aktive Zweitor ist in Abb. 4.1 dargestellt. Hierbei sind die beiden Leitungsenden der bestrahlten Leitung die Tore des Zweitors, und die Feldeinkopplung in diese Leitung generiert die zusätzlichen Quellwellen b_{Q1} und b_{Q2} des Systems.

Um in der späteren Netzwerksimulation die Auswirkung beliebiger komplexer Lasten an diesem System untersuchen zu können (insbesondere die Reflexionsfaktoren der Bustreiber in ihren beiden Betriebszuständen), ist es notwendig, alle Parameter dieses Systems zu ermitteln, um es in der Netzwerksimulation darstellen zu können. Dies bedeutet, die

[1] engl. *method of moments*. Die im Simulationsprogramm [46] verwendete Momentenmethode zur Lösung der Feldgleichungen im Frequenzbereich.

einzelnen Streuparameterelemente des Systems sind zu bestimmen. Dies sind sowohl die Streuparametermatrix $\underline{\mathbf{S}}$, als auch der Vektor der Quellen $\mathbf{B}_Q$:

$$\mathbf{B} = \underline{\mathbf{S}} \cdot \mathbf{A} + \mathbf{B}_Q \,, \tag{4.1}$$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_{Q1} \\ b_{Q2} \end{pmatrix} . \tag{4.2}$$

Zur Bestimmung dieser Elemente wird der Messaufbau – wie in Abb. 4.1 angedeutet – im 50 Ω-System charakterisiert. Dies hat den Vorteil, dass zur messtechnischen Bestimmung des Systems eine einfache Messung mit einem Netzwerkanalysator ausreicht. Hierbei sind die beiden Leitungsenden als Tore zu betrachten und der Speisepunkt der Antenne wird als drittes Tor verwendet. Um später die Korrelation zwischen der einfallenden Feldstärke (Feldstärkesensor über der Leitung) und den entstehenden Quellwellen herstellen zu können, ist eine zweite Messung notwendig, in der die Antennenspeiseleistung P_{feed} zur Feldstärke in Bezug gesetzt wird. Hierbei wird die in Kapitel 2.3.2 dargestellte Beziehung zwischen aktivem Zweitor und passivem Dreitor mit Quelle verwendet. Die Bestimmung des aktiven Zweitors aus Messungen ist in Kapitel 4.3 detailliert beschrieben.

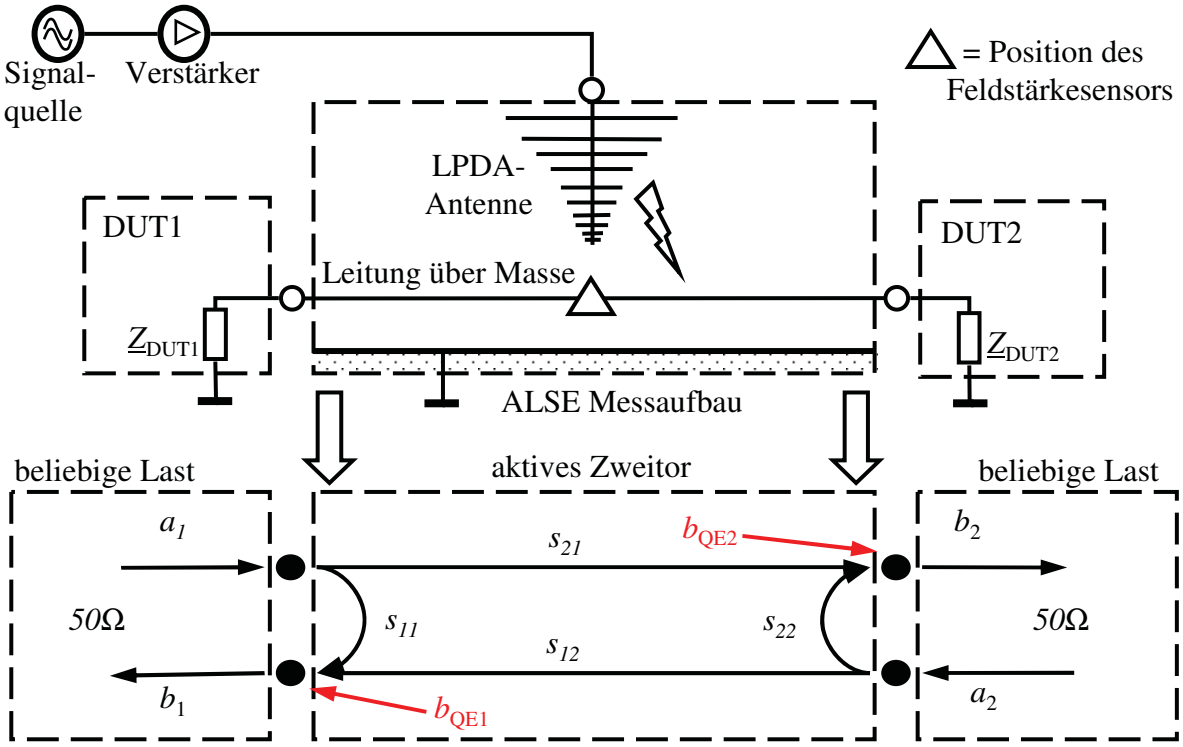


Abb. 4.1: Modellierung des ALSE-Messaufbaus durch ein aktives Zweitor.

Das Vorgehen zur Bestimmung der Elemente obiger Streuparametermatrix aus der Simulationen unterscheidet sich zum Vorgehen bei der Bestimmung aus Messungen. In diesem Fall wird die einfallende Feldstärke entweder fest vorgegeben (ebene Welle, siehe Kapitel 4.2), oder es wird ein Modell der entsprechenden Antenne verwendet. Hierbei ist zuvor die für eine bestimmte Feldstärke notwendige Speiseleistung P_{feed} zu bestimmen.

Dies wird in Kapitel 4.5 genauer dargestellt. Die passiven Streuparameter lassen sich in einem zweiten Simulationsschritt ohne einfallendes Feld bestimmen.

Abb. 4.2 zeigt, wie das aus den Feldsimulationen bestimmte aktive Zweitor im Netzwerksimulator eingebunden wird. Das Zweitor muss hierzu wieder – wie in Kapitel 2.3.2 beschrieben – durch ein passives Dreitor mit zusätzlicher Quelle beschrieben werden.

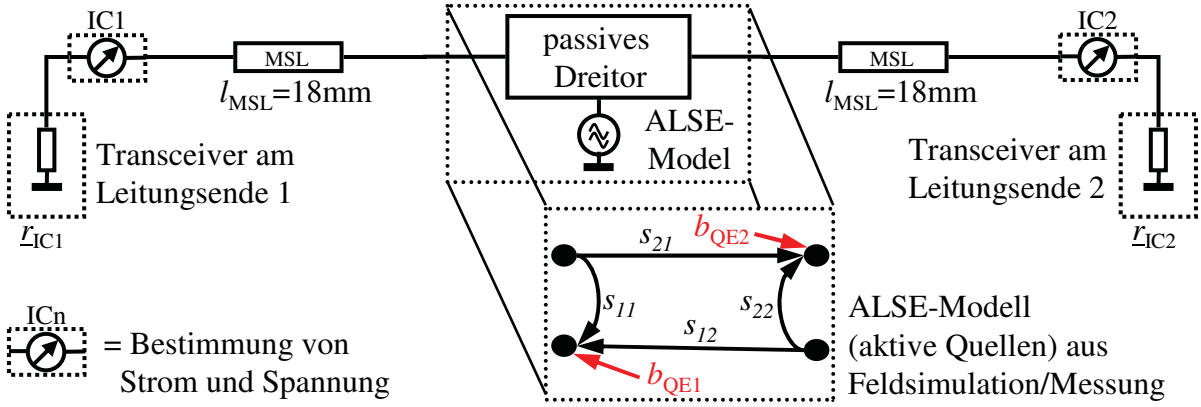


Abb. 4.2: Beschreibung des ALSE-Messaufbaus im Netzwerksimulator.

An den beiden Enden des aktiven Zweitors (also an den Leitungsenden) können nun beliebige Leitungsstücke und konzentrierte Elemente angebracht werden. Das heißt in diesem Fall, dass beide Leitungsenden mit einem Transceiver-Baustein (bzw. dessen Reflexionsfaktor) abgeschlossen werden. Die Bestimmung dieser Reflexionsfaktoren ist im Anhang in Kapitel A, auf Seite 115 zu finden. Vor diesem Baustein können in der Simulation Strom und Spannung bestimmt werden. Optional können vor dem Transceiver selbst zusätzliche Filter-Kapazitäten angebracht werden, wie sie typischerweise in Fahrzeugnetzen verwendet werden. Um später die Beziehung zu Messungen herzustellen, werden zusätzliche Leitungselemente vorgesehen, da bei der realen ALSE-Messung der Transceiver nicht direkt an der Referenzebene (SMA-Anschluss des DUT-Gehäuses) angeschlossen werden kann, sondern im Inneren des Gehäuses liegt. Diese Leitungselemente werden als Mikrostreifenleitungen modelliert.

4.2 Bestimmung des aktiven Zweitors aus der Simulation

Die Bestimmung des aktiven Zweitors mittels Simulation gliedert sich – wie bereits erwähnt – in zwei Teile. Im ersten Teil wird durch die MoM-Feldsimulation der Geometrie des ALSE-Aufbaus der passive Anteil, das heißt die passiven Streuparameter, bestimmt. Im zweiten Teil wird dann der durch das einfallende elektrische Feld erzeugte Strom an den Leitungsenden ermittelt.

Die passiven Streuparameter können direkt aus dem Feldsimulator in den Netzwerksimulator übernommen werden. Die Bestimmung der aktiven Elemente $\mathbf{B}_Q$ wird mittels derselben Geometrie durchgeführt, jedoch ist hierbei wie bereits beschrieben ein anregendes Feld zu generieren. Dieses Feld bestimmt die an den Leitungsenden entstehenden

Ströme, welche schließlich über eine nachgelagerte Berechnung auf die gesuchten Quellwellen $\mathbf{B}_Q$ führen.

In dieser Arbeit sollen zwei Varianten der Störanregung in der Simulation untersucht werden. Zum einen wird die Geometrie durch eine einfache ebene Welle angeregt, und zum anderen wird ein analytisches Modell für die in der Messung verwendete LPDA-Antenne entwickelt. Bevor jedoch die Bestimmung der Elemente des aktiven Zweitors durchgeführt wird, soll kurz die in der Simulation verwendete Geometrie des ALSE-Aufbaus erläutert werden.

4.2.1 Simulationsmodell des ALSE-Messaufbaus

Das zur Ermittlung der Streuparameter verwendete Simulationsmodell ist in Abb. 4.3 dargestellt. Grundlage dafür ist der in Abb. 3.6, Seite 35 dargestellte Messaufbau. Bei Annahme einer idealen Wirkung der Schirmkammer kann diese in der Simulation vernachlässigt werden. Ebenso wird auch der Holztisch, auf dem der Aufbau in der Kammer platziert ist, vernachlässigt. Auch die Styroporauflage der bestrahlten Leitung wird vernachlässigt, da das Styropor mit einer relativen Dielektrizitätszahl von $\varepsilon_{r,\text{Styropor}} = 1.03$ nahezu keinen Einfluss auf das Simulationsergebnis hat.

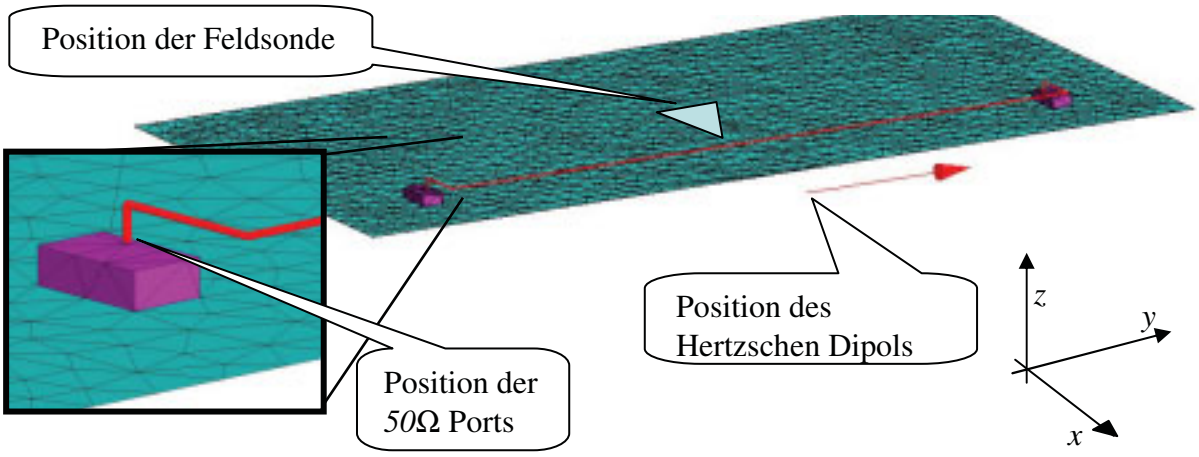


Abb. 4.3: Simulationsmodell des ALSE-Aufbaus mit Eindraht-Leitung über der Massefläche. Eine exemplarische Position des Hertzschen Dipols, wie er beim LPDA-Modell (Kapitel 4.5, Seite 51) verwendet wird, ist dargestellt.

Die verbleibenden Elemente der Simulation bestehen aus einer ideal leitenden Massefläche (1000 mm × 2000 mm), auf der entsprechend des realen ALSE-Messaufbaus zwei Gehäuse für die zu untersuchenden Prüflinge (DUTs) platziert sind (80 mm × 48 mm × 25 mm). In der Detailabbildung ist die Verbindung zwischen DUT-Gehäuse und der Leitung dargestellt. Hierbei dient jeweils ein 50 Ω-Abschlusselement an beiden Enden der Leitung als Tor des 50 Ω-Systems (50 Ω-Port), so dass die Referenzebene identisch ist mit der Gehäuseoberseite, was in der späteren messtechnischen Analyse des Aufbaus ebenso gehandhabt wird. Die Leitung selbst ist in einer Höhe von 50 mm über der Massefläche

angeordnet. Hierzu sind ausgehend von den DUT-Gehäusen je 25 mm lange Leitungsabschnitte senkrecht nach oben angeordnet (z-Richtung). In x-Richtung werden dann jeweils 100 mm lange Leitungselemente in Richtung zur LPDA-Antenne geführt, so dass sich das Leitungsstück quer zur Antenne genau 100 mm vor der vorderen Kante der Massefläche befindet. Dieses Stück, das im Fall horizontaler Einstrahlung parallel zum einfallenden elektrischen Feld angeordnet ist, hat eine Länge von 1500 mm. Um realistische Bedingungen nachzubilden, sind für die bestrahlte Leitung sowohl der Skin-Effekt als auch eine PVC-Ummantelung in der Simulation berücksichtigt worden.

Zusätzlich ist in Abb. 4.3 auch die Position des Feldstärkesensors dargestellt. Dieser befindet sich bei der Messung mittig 50 mm oberhalb der bestrahlten Leitung. An derselben Stelle wird später auch bei der Simulation die Feldstärke bestimmt, um eine identische Referenzposition zu verwenden.

Zur Bestimmung der Elemente der Streuparametermatrix und der Quellwellen wird nun – wie oben erläutert – in mehreren Schritten vorgegangen. In einem ersten Schritt wird das Zweitor ohne externes Feld modelliert. Die 50 Ω-Leitungsabschlüsse dienen hierbei als Tore zur Charakterisierung des passiven Aufbaus. Hierbei wird jedes einzelne Tor angeregt und die entstehenden Ströme an den Toren ermittelt. Aus diesen Strömen lassen sich direkt im Feldsimulator die Elemente der Streuparametermatrix $\underline{\mathbf{S}}$ des passiven Aufbaus ermitteln. Die Quellwellen der ALSE-Modellierung entstehen durch die Feldeinkopplung auf die Leitung. Hierbei werden die 50 Ω-Leitungsabschlüsse ebenfalls verwendet, jedoch ohne eigene Anregung. In diesem Fall werden die durch das externe Feld in den Abschlüssen generierten Ströme ermittelt. Diese können über eine nachgelagerte Berechnung in die Wellenquellen $\mathbf{B}_Q$ umgerechnet werden.

4.2.2 Bestimmung der Streuparameter ohne Einstrahlung

Mittels der Definition von 50 Ω-Toren in der MoM-Simulation kann die Streuparametermatrix des passiven Aufbaus direkt aus dem Simulationsprogramm extrahiert werden. Diese lässt sich dann in der Netzwerksimulation zur weiteren Verarbeitung einbinden. Für die Modellierung des Aufbaus mit den in Kap. 3.2.1 angegebenen Abmessungen ergeben sich die nachfolgend für den Frequenzbereich von 1 MHz bis 1.2 GHz dargestellten Elemente s_{11} und s_{21} der symmetrische Streuparametermatrix $\underline{\mathbf{S}}_{\mathrm{ALSE}}$ (Abb. 4.4).

Der theoretische Wellenwiderstand $Z_{L,\mathrm{ALSE}}$ der einzelnen Ader über der Massefläche kann zudem analytisch über folgende Formel bestimmt werden [26]:

$$Z_{L,\mathrm{ALSE}} = \frac{Z_{F0}}{2} \cdot \frac{\operatorname{arcosh}\left(\frac{2 \cdot h_{L,\mathrm{ALSE}}}{d_{L,\mathrm{ALSE}}}\right)}{\pi \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \approx 300\,\Omega\,. \tag{4.3}$$

Damit wird ersichtlich, dass durch die 50 Ω-Abschlüsse an den Leitungsenden eine deutliche Fehlanpassung auftritt. Die Streuparameter des Aufbaus zeigen durch diese Fehlanpassung ein ausgeprägtes Resonanzverhalten, wobei mit zunehmender Frequenz die Amplitude der Transmission abnimmt. Dies ist durch die Dämpfung bzw. den Skin-Effekt der Leitung bedingt.

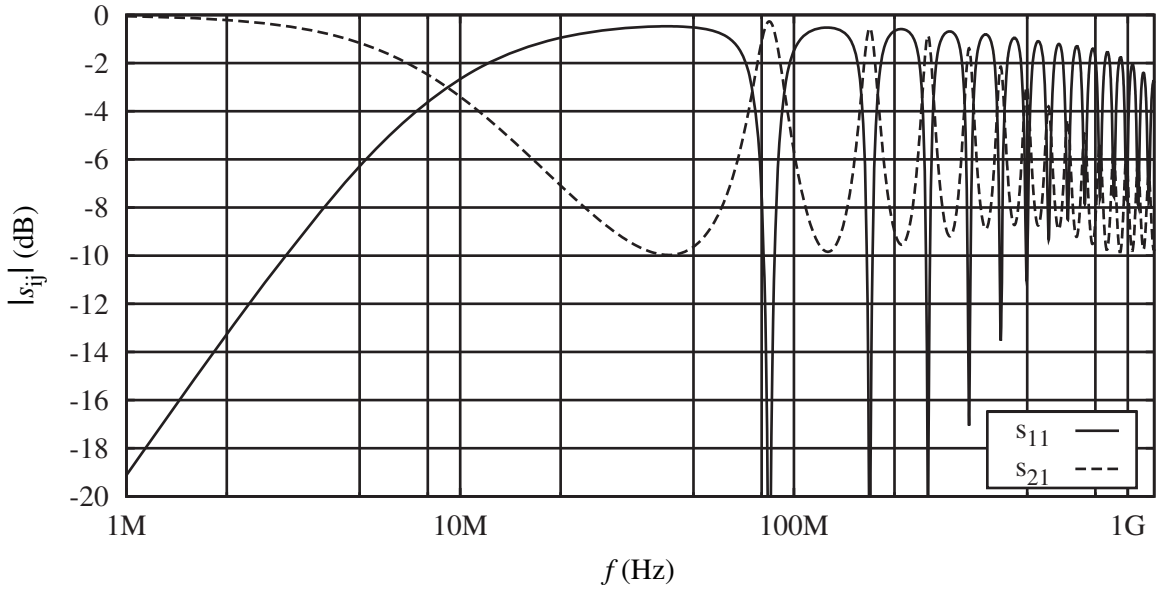


Abb. 4.4: Beträge der passiven Streuparameterelemente des ALSE-Modells.

Wie zu sehen ist, weisen die Streuparameter eine Periodizität von $\Delta f = 86.5\,\mathrm{MHz}$ auf, was über $\frac{\lambda}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{c_0}{\Delta f}$ auf eine Leitungslänge von $l_{\mathrm{L,ALSE}} \approx \frac{\lambda}{2} = 1734\,\mathrm{mm}$ führt, was wiederum sehr gut mit der nominellen Leitungslänge von $l_{\mathrm{L,ALSE}} = 1750\,\mathrm{mm}$ übereinstimmt.

Weitere Variationen des Aufbaus sind bei den entsprechenden Untersuchungen vorgenommen worden. Da die zugehörigen Streuparameter jedoch von untergeordneter Bedeutung für das Ergebnis sind, werden sie später nicht mehr ausführlich dargestellt. Damit sind simulatorisch die Streuparameter des passiven ALSE-Aufbaus bestimmt und können nun in der Netzwerksimulation verwendet werden.

4.2.3 Bestimmung der durch Einstrahlung entstehenden Quellwellen

Zur Bestimmung der internen Quellen muss die Feldeinkopplung auf die Leitung in Betracht gezogen werden. Die hieraus entstehenden Quellen b_{Q1} und b_{Q2} werden durch das externe Feld erzeugt und sind damit abhängig von der Feldstärke ($\mathbf{E}_{\mathrm{ALSE}}$), die auf den Aufbau einwirkt. Neben der komplexen Abhängigkeit von Orientierung und Polarisation des elektrischen Feldes ist eine lineare Abhängigkeit vom Betrag des Feldstärkevektors ($E_{\mathrm{ALSE}} = |\mathbf{E}_{\mathrm{ALSE}}|$) gegeben.

Um die Parameter des Feldstärkevektors zu begrenzen, werden hier hauptsächlich frontal eingestrahlte lineare Felder in horizontaler und vertikaler Polarisation entsprechend der Messnorm untersucht. Da in der entsprechenden Norm [4] verschiedene Möglichkeiten der Bestimmung der originären Feldstärke vorgeschlagen sind (direkte Messung, „on-the-fly“ oder Substitutionsmessung) kann bei Angabe der Quellwellen auf verschiedene Feldstärkewerte Bezug genommen werden. Hier wird nun auf den Betrag der mittels der Substitutionsmessung ermittelten Feldstärke Bezug genommen. Dies bedeutet, die ermittelten Feldstärken beziehen sich auf ein ungestörtes Feld. Praktisch wird hierzu in einer

Referenzmessung die in der leeren Kammer (der eigentliche Messaufbau – Massefläche und Leitung – ist bei dieser Messung nicht in der Kammer) erzeugte Feldstärke an der Position des Feldstärkesensors ermittelt. Aus der Beziehung zwischen der notwendigen Speiseleistung und dem in der leeren Kammer erzeugten Feld kann dann während der Messung – unter Annahme einer linearen Beziehung – aus der momentanen Speiseleistung die Feldstärke bestimmt werden, die in der Kammer entsteht. Hierbei wird der Fehler, der durch Einbringen des Prüfaufbaus und die daraus resultierende Änderung der Feldverteilung entsteht, bewusst nicht korrigiert.

Damit ergibt sich für die Quellwellen ein linear mit dem Betrag der Feldstärke verknüpfter Bezug:

$$b_{Q1}(E_{\mathrm{ALSE}}) = b^*_{Q1} \cdot \frac{|\mathbf{E}_{\mathrm{ALSE}}|}{1\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}}\,, \tag{4.4}$$

$$b_{Q2}(E_{\mathrm{ALSE}}) = b^*_{Q2} \cdot \frac{|\mathbf{E}_{\mathrm{ALSE}}|}{1\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}}\,. \tag{4.5}$$

Hierbei sind die durch durch „$*$“ gekennzeichneten Quellwellen auf eine anregende Feldstärke von $1\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ normiert. Dies bedeutet, die Quellwellen b^*_{Qi} würden bei einem einfallenden Feld von $1\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ entstehen.

Bestimmung der Quellen mittels MoM-Simulation Da das Simulationsprogramm eine ebene einfallende Welle nicht direkt in die Streuparameter integrieren kann, ist eine nachgelagerte Berechnung notwendig, um die Werte der Quellwellen zu bestimmen. Hierbei wird der bei Einstrahlung einer definierten einfallenden Welle mit $E_{\mathrm{ALSE}} = 100\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ entstehende Strom I_{Qn} an den Leitungsabschlüssen ermittelt. Aus diesen Stromwerten können nun über die bekannten Impedanzen die zur Modellierung notwendigen Größen der Quellwellen bestimmt werden.

Wie in Abb. 4.1 zu sehen ist, können bei einem externen anregenden Feld die aktiven Quellen b_{Q1} und b_{Q2} direkt aus den auf die Leitungsenden zulaufenden Wellen b_1 und b_2 bestimmt werden, wenn die angepassten Leitungsabschlüsse keine Anregung aufweisen ($a_1 = 0$ und $a_2 = 0$). Um nun von den entsprechenden Strömen (I_{Qn}) auf die Größe der Wellenquellen zu gelangen, wird die Beziehung zwischen den Wellengrößen a_n und b_n und dem entsprechenden auf die Wurzel der Abschlussimpedanz Z_0 normierten Strom (i_1 und i_2) verwendet:

$$i_n = \cancel{a_n} - b_n = \sqrt{Z_0} \cdot I_n\,, \tag{4.6}$$

$$\Leftrightarrow \qquad b_n = -\sqrt{Z_0} \cdot I_n\,, \tag{4.7}$$

womit sich für die beiden normierten Quellwellen folgende Gleichungen ergeben:

$$b^*_{Q1} = -\sqrt{Z_0} \cdot I_{Q1} \cdot \frac{1}{E_{\mathrm{ALSE}}}\,, \tag{4.8}$$

$$b^*_{Q2} = -\sqrt{Z_0} \cdot I_{Q2} \cdot \frac{1}{E_{\mathrm{ALSE}}}\,. \tag{4.9}$$

In Abb. 4.5 sind Beispiele von auf diese Weise bestimmten Quellwellen zu sehen. Die Quellwellen sind hierbei auf 1 $\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ normiert und die Einfallsrichtung (Azimut) der anregenden elektromagnetischen Welle wurde variiert. Einfall „frontal“ bedeutet hierbei, dass die ebene Welle direkt von vorne (aus x-Richtung) auf den Aufbau trifft, „seitlich“ dagegen stellt eine einfallende Welle aus y-Richtung dar. Die Abb. 3.6 und 4.3 (Seite 35 und 42) zeigen jeweils Aufbauten, bei denen – der Norm entsprechend – von vorne, also „frontal“ eingestrahlt wird. Die Indizes „1“ bzw. „2“ weisen auf das rechte bzw. linke Leitungsende hin. Alle einfallenden Wellen sind in diesem Fall horizontal polarisiert.

In Abb. 4.5 ist zu sehen, dass erst ab ca. 150 MHz Resonanzeffekte auftreten, was sich klar in Bezug zur Länge der bestrahlten Leitung setzen lässt. Unterhalb ist eine geringere Amplitude der Quellwelle zu sehen, wobei bis ca. 30 MHz nur geringe Änderungen der Amplitude entstehen. Bei 60 MHz (Länge der Leitung $\approx \frac{\lambda}{4}$) ist dann eine erste Überhöhung der Amplitude von b_{Q1} festzustellen.

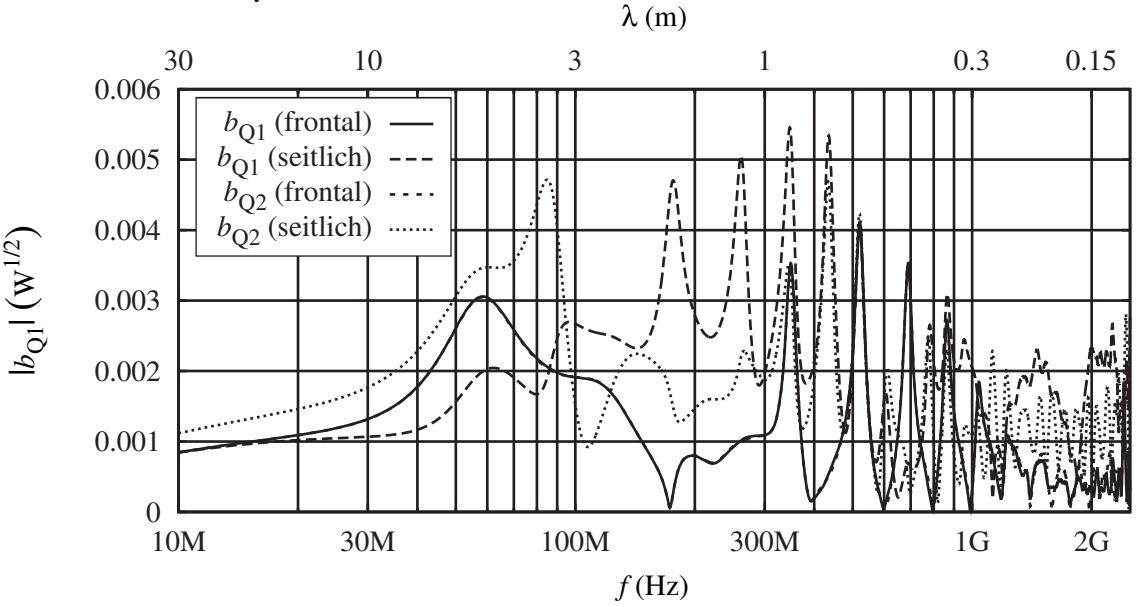


Abb. 4.5: Normierte Quellwellen, extrahiert aus Simulationen mit verschiedenen Einfallsrichtungen der ebenen Welle. Die beiden bei frontaler Einstrahlung entstehenden Quellwellen sind aus Symmetriegründen deckungsgleich.

Wie zu sehen ist, sind die erzeugten Quellwellen im Fall einer frontal auf den Messaufbau treffenden ebenen Welle an beiden Enden identisch. Wenn jedoch die Symmetrie zwischen Anregung und Messaufbau verloren geht und die Welle seitlich auf den Aufbau einfällt, trifft dies nicht mehr zu. Dann unterscheiden sich die erzeugten Quellwellen an den beiden Leitungsenden deutlich. Auffallend ist, dass bei frontal auf den Aufbau treffender Welle nur jede zweite Resonanz auftritt. Dies erklärt sich durch den symmetrischen Aufbau der Simulation. Problematischer jedoch wirkt sich aus, dass – wenn entsprechend der Norm mit frontal einfallender Welle eine Prüfung des Systems durchgeführt wird – im unteren Frequenzbereich – insbesondere zwischen 200 MHz und 300 MHz – und an den fehlenden Resonanzen nur eine sehr geringe Störung an den Leitungsenden erzeugt wird. Damit wird das System in vielen Fällen nicht ausreichend geprüft.

4.3 Bestimmung des aktiven Zweitors aus Messungen

Um die Simulationsdaten zu verifizieren, werden die Streuparameter eines realen Aufbaus der ALSE-Messung bestimmt und mit den ermittelten Simulationsdaten verglichen. In Abb. 4.6 ist die Vermessung des ALSE-Aufbaus skizziert. Im Gegensatz zur Simulation wird hier der Aufbau inklusive der Antenne als passives Dreitor vermessen.

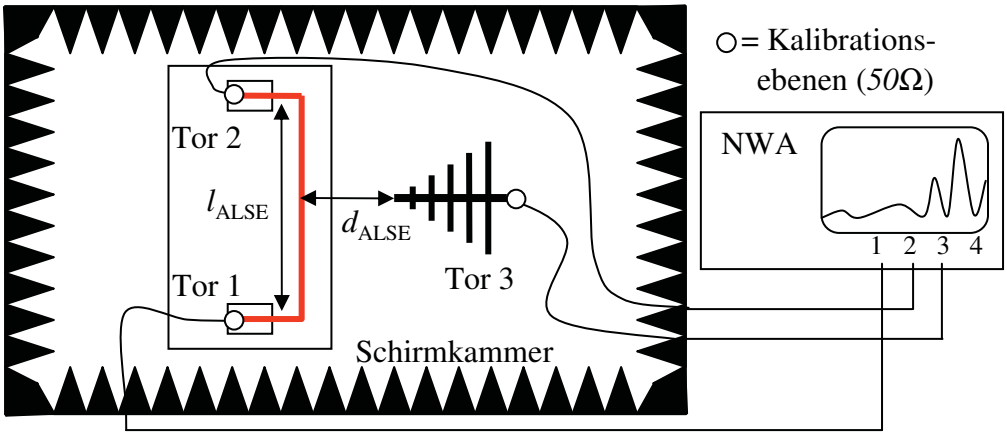


Abb. 4.6: Vermessung des ALSE-Aufbaus als passives Dreitor. Die Kalibrationsebenen liegen an den beiden Leitungsenden und am Antennenspeisepunkt.

Aus den ermittelten Messdaten können die Elemente der Dreitor-Streuparametermatrix mit den Indizes „1“ und „2“ direkt zur Beschreibung des passiven Teils des ALSE-Aufbaus verwendet werden. Zur Bestimmung der aktiven Elemente kann das passive Dreitor durch Hinzufügen einer Quelle an Tor 3 – wie in Kap. 2.3 beschrieben – in ein aktives Zweitor umgewandelt werden. Um wieder den Bezug zur Feldstärke E_{ALSE} herzustellen, ist es jedoch notwendig, einen Zusammenhang zwischen der am Aufbau entstehenden Feldstärke und der hierzu notwendigen Speiseleistung am Antennenfußpunkt zu finden.

Berechnung der aktiven Quellen durch Messungen

Die Bestimmung dieser Korrelation zwischen Feldstärke und Speiseleistung P_{feed} geschieht über den bereits erwähnten Feldstärkesensor. Mit diesem kann über eine Referenzmessung entsprechend der ISO-Norm [4] ein linearer Bezug zwischen der Speiseleistung an Tor 3 und der Feldstärke bestimmt werden. Der Feldstärkesensor wird hierbei in der leeren Kammer an der gekennzeichneten Position 50 mm oberhalb der Position der Leitung platziert (Substitutionsmessung). Der eigentliche Aufbau (Massefläche und Leitung) ist bei dieser Messung nicht in der Kammer. In dieser Konfiguration wird dann die zur Erzeugung einer spezifischen Feldstärke notwendige Speiseleistung an Tor 3 bestimmt.

Abb. 4.7 zeigt das Ergebnis einer solchen Referenzmessung, bei der die Antennenspeiseleistung, die in der leeren Kammer zur Erzeugung einer Feldstärke von 25 $\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ notwendig ist, aufgetragen wird. Aufgrund der Bandbreite der verwendeten Antenne (*amplifier research* AT1080) ist bei der Messung nur ein Frequenzbereich von 80 MHz bis 1 GHz möglich.

Wie zu sehen ist, ist im unteren Frequenzbereich eine deutlich höhere Leistung notwendig, um ein Feld von $E_{\mathrm{ALSE}} = 25\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ zu erzeugen, bei Frequenzen oberhalb von ca. 200 MHz genügen dagegen weniger als $P_{\mathrm{feed}} = 10\,\mathrm{W}$ zur Erzeugung derselben Feldstärke.

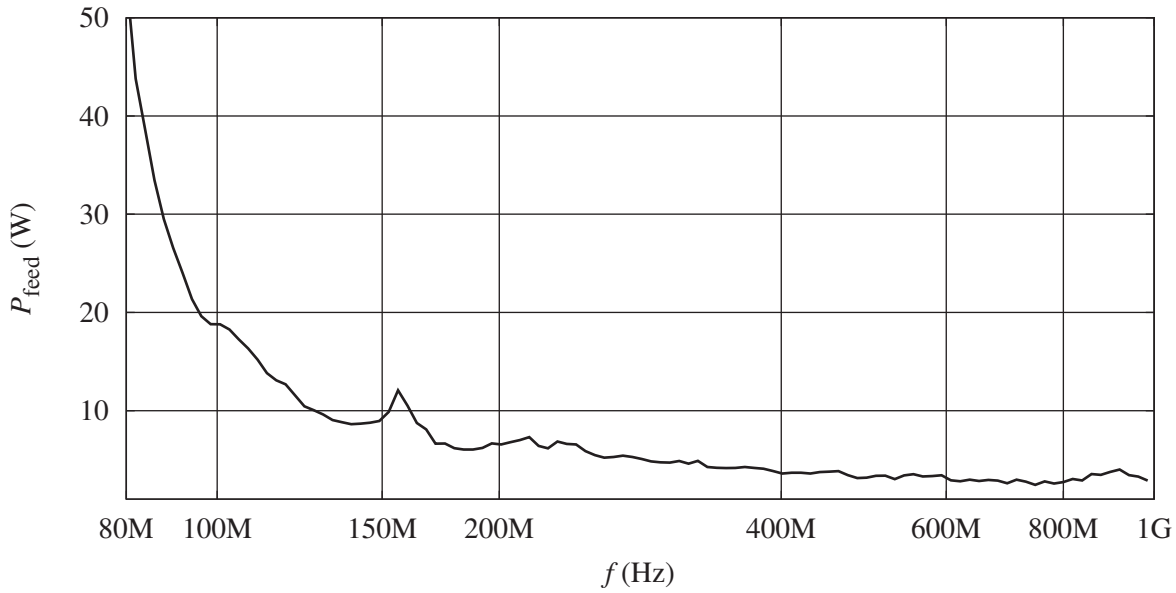


Abb. 4.7: Notwendige Speiseleistung (bei leerer Kammer) für eine konstante elektrische Feldstärke von $25\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$.

Für das Tor 3 der passiven Struktur kann über $b_3 = \sqrt{2 \cdot P_{\mathrm{feed}}}$ nun aus der Speiseleistung eine Quellwelle berechnet werden. Bei angepasstem Abschluss der beiden Leitungsenden ergibt sich somit für die normierten Quellwellen:

$$b^*_{Q1} = s_{13} \cdot \sqrt{2 \cdot P_{\mathrm{feed}}} \cdot \frac{1\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}}{E_{\mathrm{ALSE}}}\,, \tag{4.10}$$

$$b^*_{Q2} = s_{23} \cdot \sqrt{2 \cdot P_{\mathrm{feed}}} \cdot \frac{1\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}}{E_{\mathrm{ALSE}}}\,. \tag{4.11}$$

Die aus diesen Messungen ermittelten Daten werden im folgenden Kapitel mit den Daten der Simulation verglichen.

4.4 Vergleich von Simulation und Messung

In Abb. 4.8 sind die passiven Elemente des aktiven Zweitors, also Transmission und Reflexion, dargestellt. Es zeigt sich das bekannte Resonanzverhalten, verursacht durch den von 50 Ω abweichenden Wellenwiderstand des Systems „Draht über Masse“, dessen Wellenwiderstand bei einer Höhe von 50 mm etwa 300 Ω beträgt. Die Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung ist gut zu erkennen, einzig bei hohen Frequenzen zeigt sich bei der Messung eine etwas höhere Dämpfung, bedingt durch die nicht exakt modellierten Verluste (ideal leitende Massefläche etc.). Das für das Verhalten des Aufbaus

hauptsächlich verantwortliche Resonanzverhalten ist jedoch sehr gut nachgebildet, und die Resonanzfrequenzen von Messung und Simulation stimmen sehr gut überein.

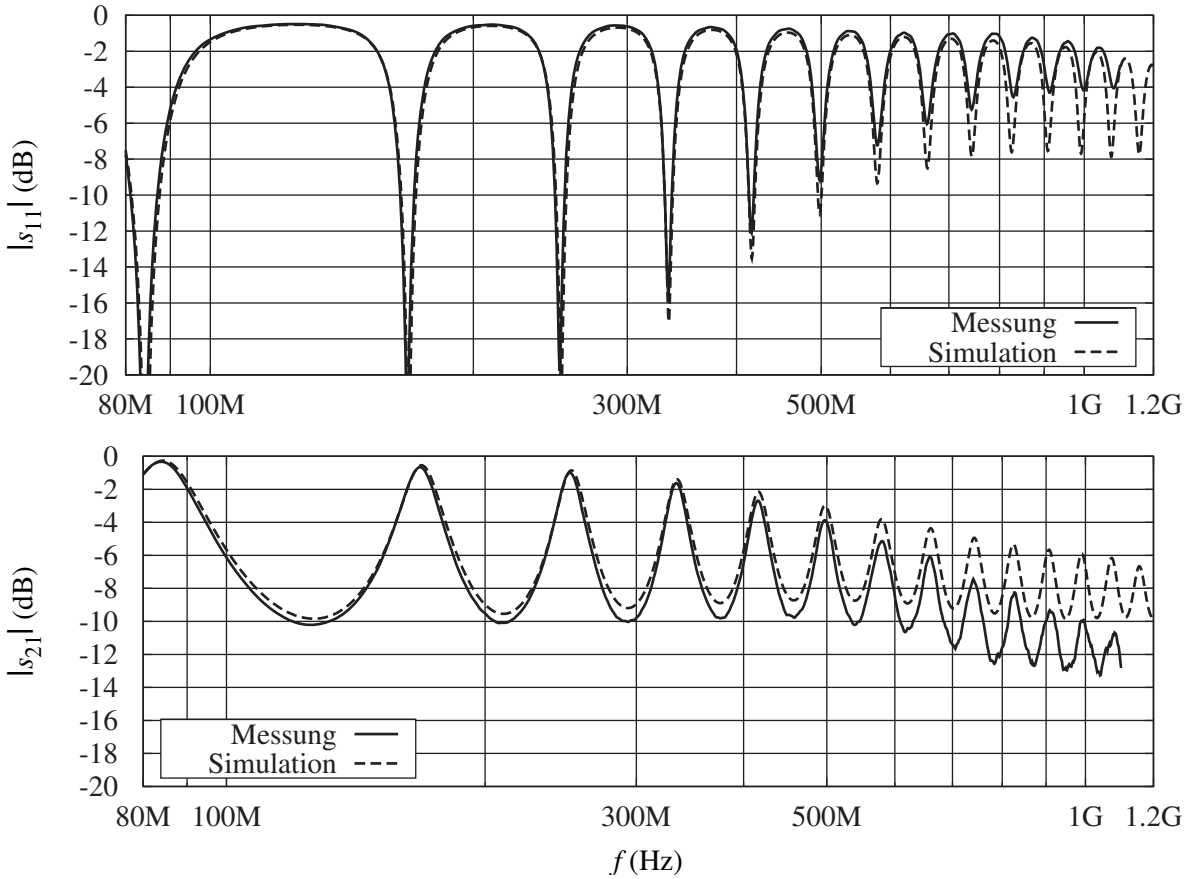


Abb. 4.8: Vergleich von Messung und Simulation der Streuparameter ohne Einstrahlung.

Die zugehörigen aktiven Elemente des ermittelten Zweitors sind in Abb. 4.9 dargestellt. Im unteren Frequenzbereich ist zu erkennen, dass die Symmetrie bei der Messung nicht ideal ist, da sich die Quellwellen an Tor 1 und Tor 2 unterscheiden. Im Gegensatz hierzu ist bei der Simulation mit frontalem Einfall der Welle kein Unterschied zwischen den an den Leitungsenden erzeugten Quellwellen zu erkennen. Die deutlichste Abweichung ist hierbei bei einer Frequenz von ca. 85 MHz zu sehen. Dies entspricht, wie in Abb. 4.8 zu erkennen ist, dem ersten Transmissionsmaximum und damit exakt der $\frac{\lambda}{2}$-Resonanz des Stroms auf der Leitung. Hierin ist auch die Ursache der bei Unsymmetrie zusätzlich entstehenden Resonanzen (Abb. 4.5, Seite 46) zu finden: Im Fall der ideal symmetrischen Einkopplung bei der Simulation kann diese Resonanz der Stromverteilung nicht entstehen, da sich die anregenden Ströme exakt auslöschen, während bei der Messung eine geringe Unsymmetrie ausreicht, um diese Resonanz anzuregen. In der Theorie können auf der Struktur zwei Stromanteile an den Leitungsenden überlagert werden: Der sogenannten „Antenna Mode Current“ und der „Transmission Line Mode Current“ [47]. Während ersterer den direkt auf die Leitung induzierten Strom darstellt (ohne Reflexion am Leitungsende), bezeichnet der „Transmission Line Mode Current“ den durch die an den Leitungsenden entstehenden

Reflexionen angeregten Strom. Während die Phasenlagen des „Antenna Mode Current“ an den Leitungsenden in diesem Fall identisch sind, unterscheiden sich die Phasenlagen des „Transmission Line Mode Current“ an den Leitungsenden um 180°, so dass sich im einen Fall eine Addition der Ströme ergibt, und im anderen Fall eine Auslöschung, was in Abb. 4.9 gut zu sehen ist. Es ist auch zu erkennen, dass an den Minima der aus der Simulation ermittelten Quellwellen die Messung Resonanzen (jedoch mit deutlich kleinerer Amplitude) zeigt. Auch diese sind durch den entstehenden „Transmission Line Mode Current“ begründet.

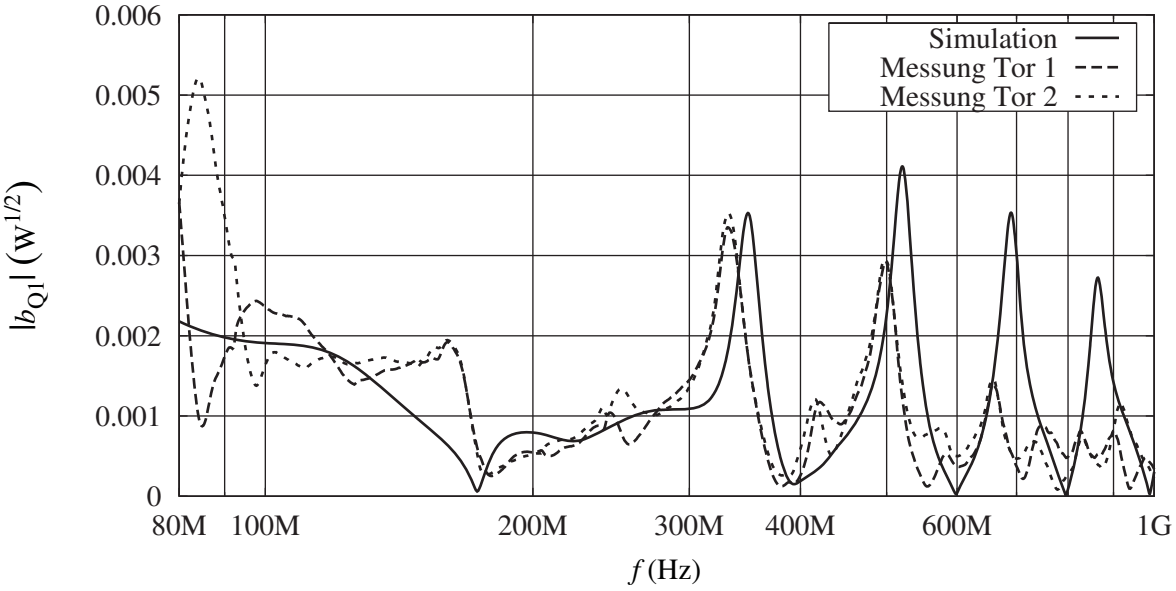


Abb. 4.9: Normierte Quellwellen aus Messung und Simulation.

Die Amplitude bei etwa 350 MHz weist sowohl in der Simulation als auch der Messung einen Spitzenwert von $\hat{b}_{Qi} = 0.0035\sqrt{\mathrm{W}}$ auf. Auch hier ist eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung festzustellen. Bei höheren Frequenzen dagegen wird die in der Messung ermittelte Amplitude deutlich kleiner als die durch Simulation ermittelte Amplitude. Die Ursache und eine mögliche Abhilfe wird im folgenden Abschnitt beschrieben.

4.5 Modellierung der LPDA-Antenne

Wie Abb. 4.9 zeigt, besteht zwischen gemessener und simulierter Quellwelle bei höherer Frequenz ein deutlicher Unterschied in der Amplitude der Resonanzen. Ursache dieser Amplitudendifferenz ist der geringe Abstand zwischen Antenne und Messaufbau bei der realen Messung. Während bei der Simulation von einer ebenen einfallenden Welle ausgegangen wird, ist in der Messung zur Erzeugung des Störfeldes eine Antenne in endlichem Abstand vor der bestrahlten Leitung. Wie in Abb. 4.10 dargestellt, befindet sich das Phasenzentrum bei der oberen Grenzfrequenz der LPDA-Antenne (1 GHz) an deren vorderer Spitze. Diese befindet sich etwa 600 mm von der bestrahlten Leitung entfernt, die wiederum eine Länge von $l_{\mathrm{ALSE}} = 1500\,\mathrm{mm}$ quer zur Antenne aufweist. Damit ergibt sich bei horizontaler Polarisation zwischen dem mittig eingekoppelten Störanteil und dem am Knick der Leitung eingekoppelten Störanteil eine Wegdifferenz von 360 mm, was mehr als einer Wellenlänge entspricht. Damit wird klar, dass das auf die Leitung eingekoppelte Störsignal mit einem deutlichen Phasenbelag über dem Ort versehen ist und somit nicht als ebene Welle betrachtet werden kann. Dieser Phasenbelag sorgt an den Leitungsenden für eine teilweise erhebliche Abschwächung des erregten Stroms bzw. der entstehenden Quellwellen.

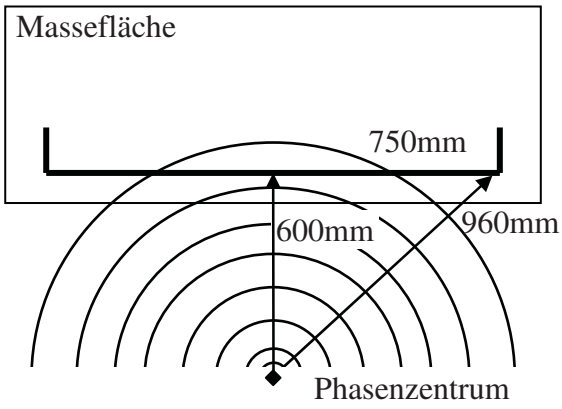


Abb. 4.10: Phasenunterschied des eingekoppelten Störsignals durch nahe Antenne.

Um diesen Effekt zu verifizieren, wird das Simulationsmodell um ein analytisches LPDA-Modell ergänzt. Zur Modellierung der LPDA-Antenne wird ein einfacher Hertzscher Dipol verwendet, dessen Speiseleistung (bzw. der Speisestrom $I \cdot \mathrm{d}l$) und Position im Raum durch analytische Gleichungen beschrieben werden. Die Position dieses Hertzschen Dipols ist in Abb. 4.3 auf Seite 42 im Simulationsmodell dargestellt.

4.5.1 Lage des Phasenzentrums

Die in Abb. 4.3 dargestellt Lage des Phasenzentrums lässt sich über der Frequenz durch die Lage des jeweils in Resonanz arbeitenden Dipols der LPDA-Antenne beschreiben. Hierbei sind bei hoher Frequenz ($f \approx 1\,\mathrm{GHz}$) die kurzen, vorderen Dipolstäbe der Antenne in Resonanz, während bei der unteren Grenzfrequenz die längsten Dipole in Resonanz sind [48]. Damit lässt sich die Lage des Phasenzentrums als Abstand zur Antennenspitze (d_{PC}) über folgende analytische Formel beschreiben:

$$d_{PC}(f) = d_0 \cdot \tau^{N \cdot \frac{f - f_{\min}}{f_{\max}}} + d_1\,. \tag{4.12}$$

Hierbei sind für die in dieser Arbeit verwendete Antenne (*amplifier research* AT1080) die folgenden Werte bestimmt worden: $d_0 = 1376\,\mathrm{mm}$, $\tau = 0.74$, $N = 19$, $d_1 = 36\,\mathrm{mm}$,

$f_{\min} = 80\,\text{MHz}$ und $f_{\max} = 1\,\text{GHz}$. Abb. 4.11 zeigt den Vergleich der analytischen Formel zu den realen Positionen (Abstand zur Antennenspitze) der Dipole der LPDA-Antenne über deren Resonanzfrequenz. Die Abbildung zeigt eine gute Übereinstimmung der Dipolpositionen mit dem Modell.

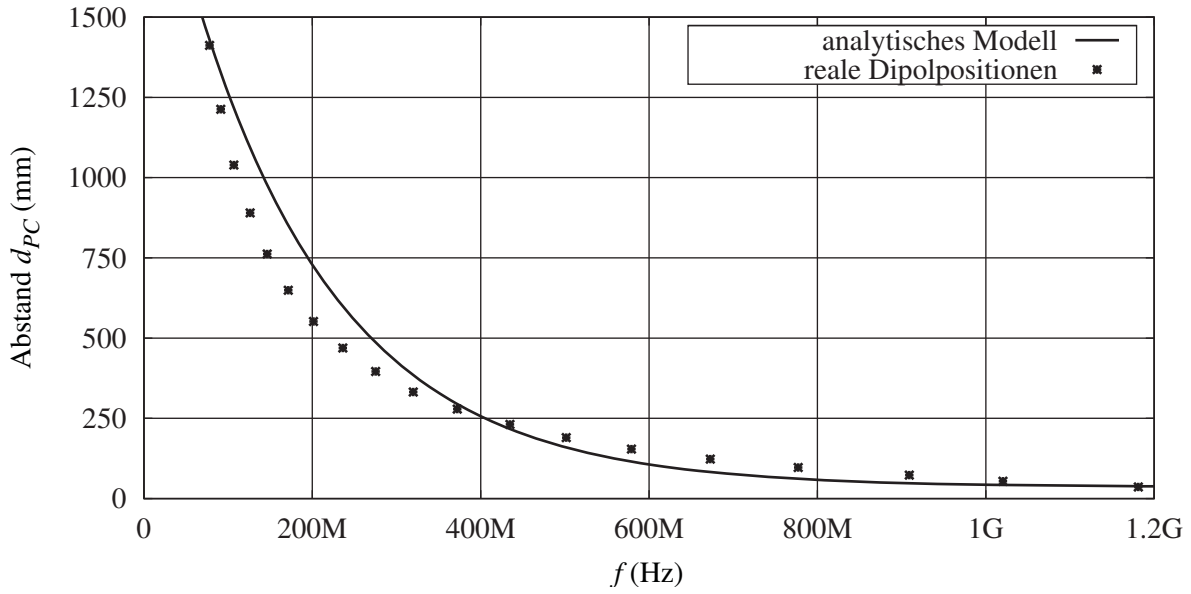


Abb. 4.11: Vergleich der realen Dipolpositionen der LPDA-Antenne und der Kurve des analytischen Modells.

Die weiteren geometrischen Koordinaten des Dipols innerhalb des Messaufbaus wurden entsprechend dem verwendeten Messaufbau angepasst: So liegt der Dipol in z-Richtung 200 mm oberhalb der Massefläche und mittig vor der Leitung, wobei die Antennenspitze 500 mm vor der Massefläche positioniert ist. Der gesamte Abstand r zwischen der Leitung des Messaufbaus und dem Phasenzentrum der LPDA-Antenne ergibt sich somit aus der Summe des Abstandes zwischen Antennenspitze und Leitung (d_{ALSE}) und dem Abstand zwischen Antennenspitze und Phasenzentrum $d_{PC}(f)$:

$$r = d_{\text{ALSE}} + d_{PC}(f)\,. \tag{4.13}$$

4.5.2 Speisestrom des Dipols

Der nächste Parameter des LPDA-Antennenmodells ist die notwendige Speiseleistung, um an der Position des Feldstärkesensors eine Feldstärke von $E_{\text{ALSE}} = 100\,\frac{\text{V}}{\text{m}}$ zu erzeugen. Im Simulationsprogramm ist hierzu der notwendige Speisestrom $I \cdot \text{d}l$ anzugeben. Im Taschenbuch der Hochfrequenztechnik [26] ist die Beziehung zwischen Speisestrom und dem daraus resultierenden maximalen Feld in der Hauptkeule der Antenne gegeben durch:

$$E(r) = \left| \text{j} \cdot Z_{F0} \cdot \frac{\beta_0 \cdot (I \cdot \text{d}l)}{4\pi \cdot r} \cdot \text{e}^{-\text{j}\cdot\beta_0 \cdot r} \right| . \tag{4.14}$$

Hierbei sind $Z_{F0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$ der Freiraumfeldwellenwiderstand und $\beta_0 = \frac{2\pi \cdot f}{c_0}$ der Phasenkoeffizient. Nach Umformen und Vereinfachen ergibt sich schließlich:

$$I \cdot \mathrm{d}l = \frac{2 \cdot (d_{\mathrm{ALSE}} + d_{PC}(f)) \cdot E_0}{f \cdot \mu_0} \,. \tag{4.15}$$

4.5.3 Vergleich von LPDA-Modell und ebener Welle

Das entwickelte Modell der LPDA-Antenne wird nun anstelle des ebenen einfallenden Feldes zur Anregung der Störung auf der Leitung verwendet. Abb. 4.12 zeigt den Betrag der erzeugten Quellwellen im Vergleich mit den aus der Messung ermittelten. Es ist zu sehen, dass die Verwendung des LPDA-Modells eine deutlich bessere Übereinstimmung mit den durch die Resonanzen auftretenden Amplituden ergibt. Insbesondere die Abnahme der Amplituden mit zunehmender Frequenz ist deutlich zu sehen. Jedoch kann auch bei Simulation mit dem LPDA-Modell keine Asymmetrie der Quellwellen erkannt werden, da der verwendete Hertzsche Dipol exakt in der Symmetrieebene des Messsystems platziert wurde.

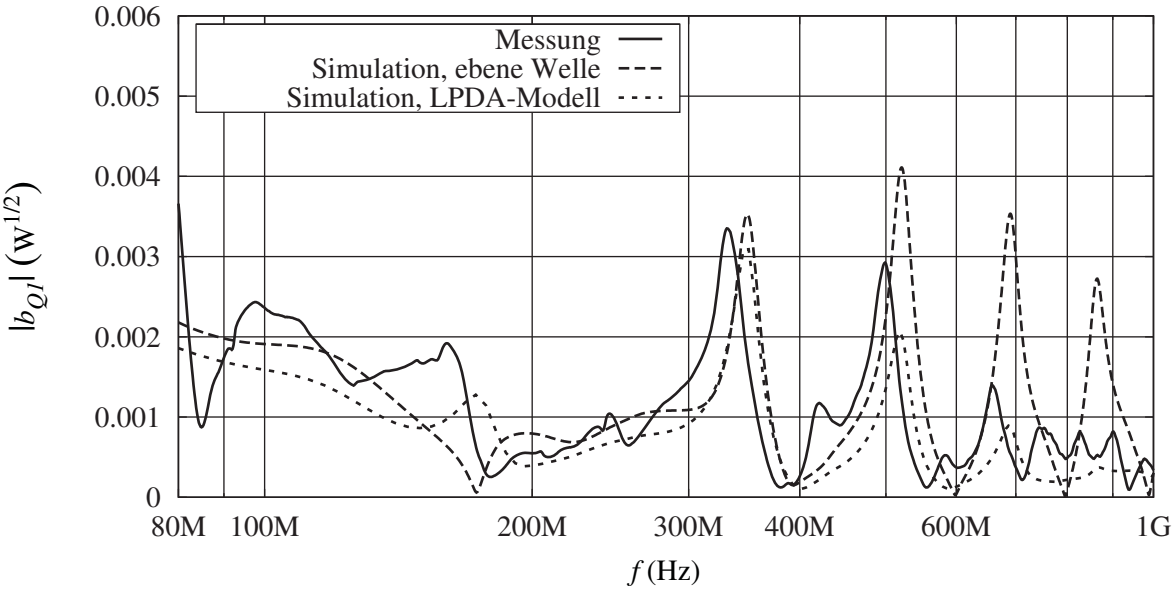


Abb. 4.12: Vergleich der normierten Quellwellen an Tor 1 aus Messung und Simulationen.

Damit ist festzuhalten, dass das entwickelte Simulationsmodell im interessierenden Frequenzbereich eine gute Abbildung der Realität darstellt und somit zur weiteren Analyse des ALSE-Aufbaus verwendet und variiert werden kann. Abhängig von der interessierenden Fragestellung werden im Folgenden beide Simulationsansätze – ebene Welle und LPDA-Modell – verwendet.

4.6 Analyse der entstehenden Stromverteilung

Im Folgenden wird das entwickelte Simulationsmodell verwendet, um das ALSE-Messverfahren etwas genauer zu untersuchen. Hierbei wird die bei Einstrahlung entstehende Stromverteilung auf der Leitung analysiert. Dabei sollen verschiedene Einfallsrichtungen und Polarisationen untersucht werden.

Um die Wirkmechanismen des ALSE-Verfahrens zu bestimmen, werden die während der Simulation ermittelten Ströme analysiert. Hierzu werden diese zuerst in einer nachgelagerten Berechnung aus den Simulationsdaten extrahiert und der Betrag der komplexen Ströme $I_{L,\mathrm{ALSE}}(p)$ zum Zeitpunkt $\omega \cdot t = 0$ an der Position p auf der Leitung dargestellt. Als Nullpunkt wird hierbei die Leitermitte[2] angenommen. Die Stromverteilung auf der Masseplatte ist hier nicht dargestellt, wird jedoch bei der Simulation mit erfasst. Im Fall der vertikalen Polarisation ist auf der Massefläche kein direkt induzierter Strom, da sich das elektrische Feld senkrecht zur Metallfläche befindet. In diesem Fall tritt nur unterhalb der Leitung der Rückstrom des auf der Leitung fließenden Stromes auf. Im Fall der vertikalen Polarisation entsteht auf der Massefläche ebenfalls ein direkt induzierter Strom, wobei dieser jedoch meist an den äußeren Kanten der Masseplatte fließt und an den Kontaktpunkten, an denen die Leitung mit der Masse verbunden ist, nur geringe Ströme direkt induziert werden. Hier überwiegen dann die Ströme, die von der Leitung auf die Massefläche abfließen.

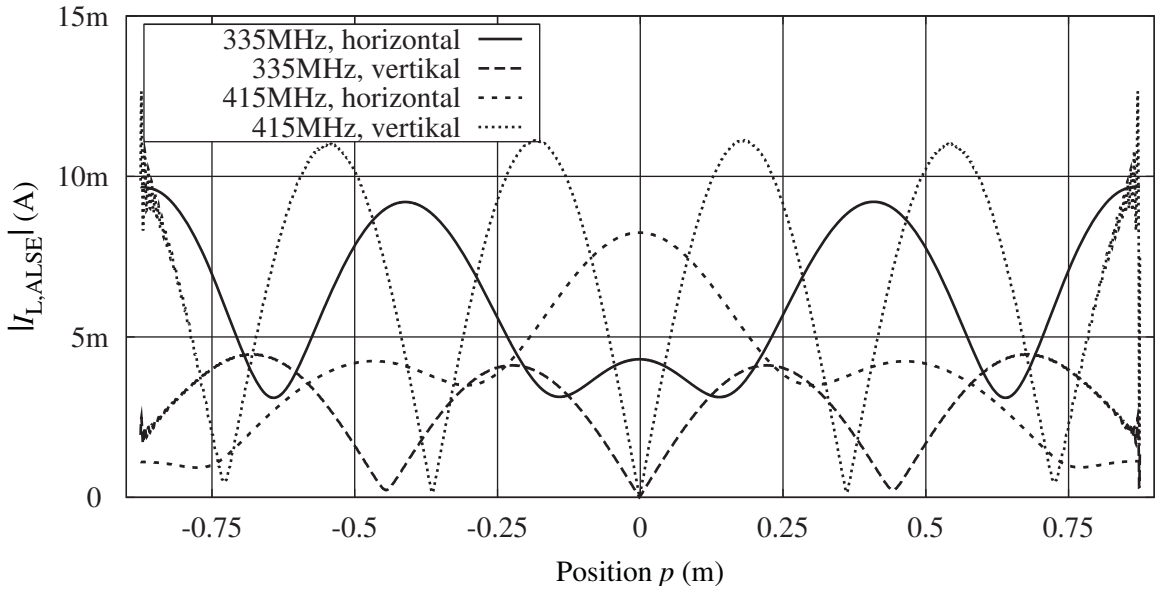


Abb. 4.13: Stromamplitude auf der Leitung in Abhängigkeit von der Position. Die Stromverteilung auf der Leitung ist für beide Polarisationen und für zwei verschiedene Frequenzen dargestellt.

Damit kann nun, wie in Abb. 4.13 dargestellt, die Amplitude des komplexen Stromzeigers über dem Leiter analysiert werden. Die dargestellte Stromverteilung stellt sich bei

[2] In der Symmetrieebene des Aufbaus, an der Position der Feldstärkesonde.

einem eingestrahlten Feld von 20 $\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ und beidseitigem Abschluss mit 50 Ω ein. In Abb. 4.13 sind vier verschiedene Konfigurationen des ALSE-Setups bzw. deren Stromverteilungen zu sehen. Hier weisen die beiden bei vertikaler Einstrahlung entstehenden Stromverteilungen eine Nullstelle in der Symmetrieebene des Systems auf, und alle Maxima sind gleich hoch, was auf eine Entstehung durch eine Leitungssesonanz hinweist. Weiterhin kann anhand der Phase (nicht dargestellt) erkannt werden, dass die Richtungen der Ströme an den beiden Leitungsenden ebenso wie die Richtungen benachbarter Maxima entgegengesetzt gerichtet sind, das heißt, die Nullstellen sind tatsächlich Nulldurchgänge und es entsteht eine typische stehende Welle auf der Leitung. Dies alles deutet darauf hin, dass diese Stromverteilung primär durch eine konstruktive Überlagerung der anregenden Ströme an den beiden Leitungsenden entsteht. Dies deckt sich auch mit der zugrunde liegenden Theorie, da das elektrische Feld senkrecht zum Leiter ist und der entstehende Potentialunterschied nur an den beiden Leitungsabschlüssen eine (gegenphasige) Anregung hervorruft.

Dies unterscheidet sich deutlich zum Verhalten des Aufbaus bei horizontaler Einstrahlung. Hier weist der Strom in der Mitte des Systems keine Nullstelle auf, sondern ein Maximum. Die Maxima selbst sind von unterschiedlicher Höhe. Diese Charakteristik entsteht durch die Überlagerung des entlang der Leitung direkt induzierten Stroms mit der aus diesem Strom entstehenden Leitungsresonanz. Diese bestimmt sich wiederum durch die Ströme an den Leitungsenden, die im Fall der horizontalen Einstrahlung gleichphasig sind.

Um die Störwirkung der jeweiligen Konfiguration – bzw. die Störwirkung der aus der Konfiguration entstehenden Stromverteilung – zu beurteilen, müssen die an den Leitungsenden auftretenden Ströme betrachtet werden. In diesem Fall ist zu sehen, dass bedingt durch die Charakteristik der Stromverteilung bei 335 MHz und vertikaler Einstrahlung ein deutlich geringerer Strom an den beiden Leitungsenden auftritt als bei horizontaler Einstrahlung. Damit ist bei dieser Frequenz ein Ausfall bei horizontaler Einstrahlung zu erwarten, während bei derselben Feldstärke und vertikaler Einstrahlung kein Ausfall zu erwarten ist. Entgegengesetzt verhält es sich dagegen bei 415 MHz. Hier ist der am Leitungsende entstehende Strom bei vertikaler Polarisation größer, so dass hier bei vertikaler Einstrahlung ein Ausfall zu erwarten ist.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass die Maxima der durch den ALSE-Aufbau erzeugten Störströme abhängig von der Polarisation der Einstrahlung sind. Bei vertikaler Polarisation werden hauptsächlich an den senkrechten Leitungsenden Ströme erzeugt. Diese gegenphasigen Ströme führen bei entsprechender Leitungslänge zu einer Resonanz auf der Leitung. Unter entsprechenden Resonanzbedingungen ($l_{L,\mathrm{ALSE}} = (2n+1)\cdot\frac{\lambda}{2}$) führt dies nun auf Maxima der Störströme an den Leitungsenden. Bei horizontaler Anregung gestaltet sich das Verhalten etwas komplexer. Hier wird auf der ganzen Leitung verteilt ein phasengleicher Strom induziert – und damit auch an den Leitungsabschlüssen. Dieser führt nun wieder zu einem Resonanzverhalten ($l_{L,\mathrm{ALSE}} = (2n)\cdot\frac{\lambda}{2}$) der Leitung. Im Endzustand überlagern sich an den Leitungsenden der direkt induzierte, phasengleiche Strom mit dem durch das Resonanzverhalten entstehenden Strom. Abhängig von der Phasenlage dieser beiden Stromanteile entsteht nun ein starker oder schwacher Störstrom an den Leitungsenden.

4.7 Ersatz-Störquelle des Messsystems

Um nun das ALSE-Störfestigkeitsmessverfahren in seiner Wirkungsweise besser bewerten zu könne, wird die in Kapitel 2.4 diskutierte frequenzabhängige Ersatzstörquelle des Aufbaus ermittelt. Die frequenzabhängigen Parameter dieser Ersatzstörquelle (U_Q, I_Q und Z_Q) werden dann an den Frequenzpunkten, bei denen ein Ausfall in der realen Messung erzeugt wird, bestimmt und die charakteristischen Eigenschaften der ALSE-Ersatzstörquelle, die für den Ausfall verantwortlich sind, ermittelt.

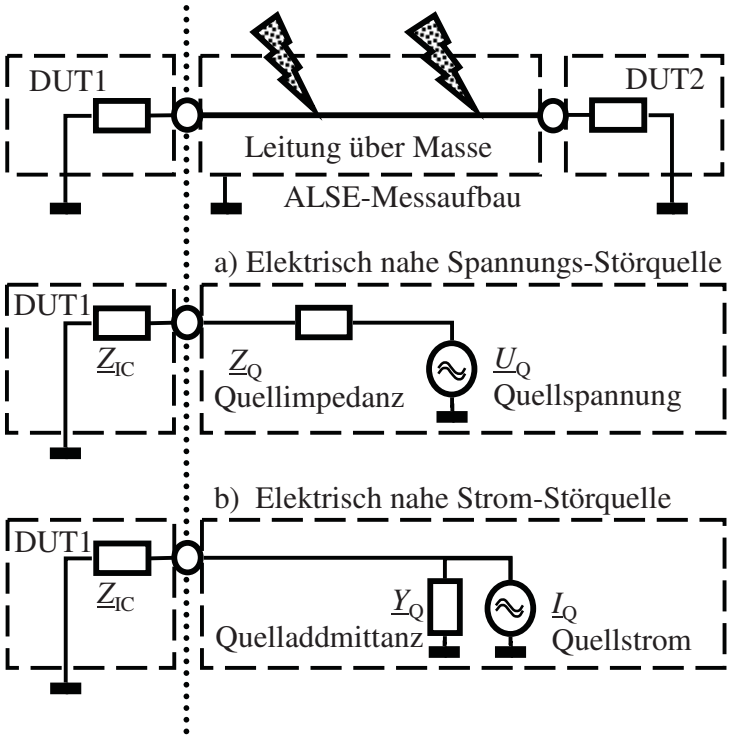


Abb. 4.14: Modellierung des ALSE-Aufbaus als elektrisch nahe Ersatzquelle. Während DUT1 der zu prüfende Baustein ist, ist DUT2 als Teil der Ersatzquelle zu betrachten.

Um den Aufbau der gestrahlten Störfestigkeitsmessung als konzentrierte Schaltung bzw. elektrisch nahe Störquelle zu modellieren, wird einer der beiden an den Leitungsenden angeschlossenen Bausteine als Testobjekt betrachtet (DUT1), während der andere Transceiver (DUT2) als zum Prüfaufbau gehörend angenommen wird. Mit dieser Unterteilung kann nun – wie in Abb. 4.14 dargestellt – eine Ersatzquelle mit frequenzabhängiger Quellimpedanz Z_Q und frequenzabhängiger Quellspannung U_Q oder frequenzabhängiger Quelladmittanz Y_Q und frequenzabhängigem Quellstrom I_Q bestimmt werden. Um diese Ersatzquelle zu bestimmen, wird das Modell anstelle von DUT1 mit einem Leerlauf und einem Kurzschluss belastet und die entsprechenden Leerlaufspannungen bzw. Kurzschlussströme bestimmt. Es lassen sich prinzipiell zwei verschiedene Beschreibungen der Ersatzstörquelle finden:

- Eine Ersatz-Störquelle mit idealer Spannungsquelle, wie in Abb. 4.14, Bild 1 gezeigt,
- eine Ersatz-Störquelle mit idealer Stromquelle, wie im Bild 2 gezeigt.

Diese beiden Beschreibungen der Ersatzquelle sind ineinander umrechenbar, und abhängig von der gesuchten Eigenschaft kann die geeignete Beschreibung verwendet werden.

4.7.1 Bestimmung der Ersatz-Störquelle

Die Parameter der Ersatz-Störquelle sollen im Folgenden ermittelt und etwas näher betrachtet werden. Wieder wird der bereits bekannte Aufbau mit einer Leitungslänge von

$l_{\mathrm{ALSE}} = 1500\,\mathrm{mm}$ quer zur Antenne und einem horizontal polarisierten einfallenden elektrischen Feld verwendet. Die Feldstärke des einfallenden Feldes beträgt $E_0 = 25\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$. Für die Modellierung des ALSE-Aufbaus werden die messtechnisch ermittelten Streuparameter und Wellenquellen benutzt. Zu beachten ist, dass bei der Berechnung der Ersatz-Störquelle unterschieden werden muss, ob der zweite Busteilnehmer (der dann Teil der Ersatz-Störquelle wird) dominant oder rezessiv ist. Abhängig davon ergeben sich leicht unterschiedliche Frequenzen für die Maxima und Minima der ermittelten Größen.

Leerlaufspannung

Die Quellinnenspannung U_Q der Ersatz-Spannungsquelle lässt sich in der Simulation mittels der Leerlaufspannung U_L bei Abschluss des modellierten Systems mit einem sehr hochohmigen Widerstand bestimmen ($U_Q \equiv U_L$). Dies ist die maximale Spannung, die das System in diesem Fall an dem zu untersuchenden Baustein erzeugen kann. In Abb. 4.15 ist die Amplitude dieser Ersatz-Spannungsquelle für die zwei in dieser Arbeit verwendeten Transceiver-Bausteine und die beiden Zustände dargestellt (hierbei ist immer der zur Ersatz-Quelle gehörende Transceiver gemeint).

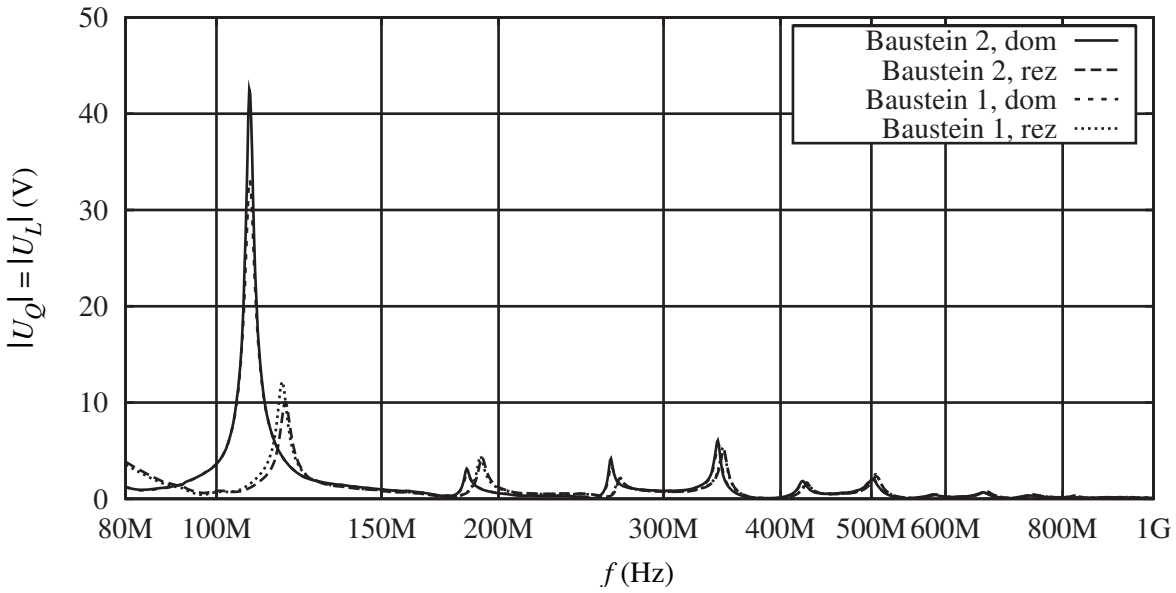


Abb. 4.15: Amplitude der idealen Spannungsquelle bei einer Feldstärke von $25\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$.

Wie Abb. 4.15 zeigt, liegt das erste Spannungsmaximum $|U_Q|$ bei etwas über 100 MHz und korreliert mit dem ersten Maximum des Quellinnenwiderstands aus Abb. 4.17. Die Spannungsamplitude des ersten Maximums kann zwischen 30 V und 40 V liegen, wenn der zweite Baustein (DUT2) sich im dominanten Zustand befindet. Alle weiteren Maxima korrelieren ebenfalls mit den Maxima des Quellinenwiderstandes, jedoch sind – unabhängig vom Zustand des zweiten Transceiver-Bausteins – die Amplituden relativ gering ($\leq 10\,\mathrm{V}$). Wenn man die aus der Praxis bekannten Spannungs-Schwellwerte für ESD-Strukturen betrachtet, die typischerweise bei 27 V bis 40 V oder mehr liegen, ist ein

Ansprechen dieser ESD-Strukturen in diesen Fällen – selbst bei der für ALSE typischen maximalen Prüffeldstärke von 200 $\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ – nicht zu erwarten. Ausnahme ist die etwas höhere Amplitude bei ca. 330 MHz. Da im Fall einer Spannungsstörung die Signalverformung durch ausgelöste ESD-Strukturen einer der typischen Ausfallmechanismen ist, scheinen diese geringen Amplituden nicht ausreichend zu sein, um einen LIN-Transceiver zu einem Funktionsausfall zu zwingen. Ebenfalls ist anzumerken, dass diese Spannungen nur an einem DUT auftreten, dessen Impedanz groß ist im Bezug zur Quellimpedanz, die hier bei über 1 kΩ liegt.

Kurzschlussstrom

Wenn nun anstatt der hochohmigen Belastung des Modells eine sehr niederohmige verwendet wird, kann der Kurzschlussstrom I_K bestimmt werden ($I_Q \equiv I_K$). Dieser beschreibt die Quellstrom-Amplitude I_Q eines Störquellenmodells mit idealer Stromquelle, wie es in Abb. 4.14, Bild 2 angedeutet ist. Dieser Kurzschlussstrom $|I_K|$ ist in Abb. 4.16 dargestellt.

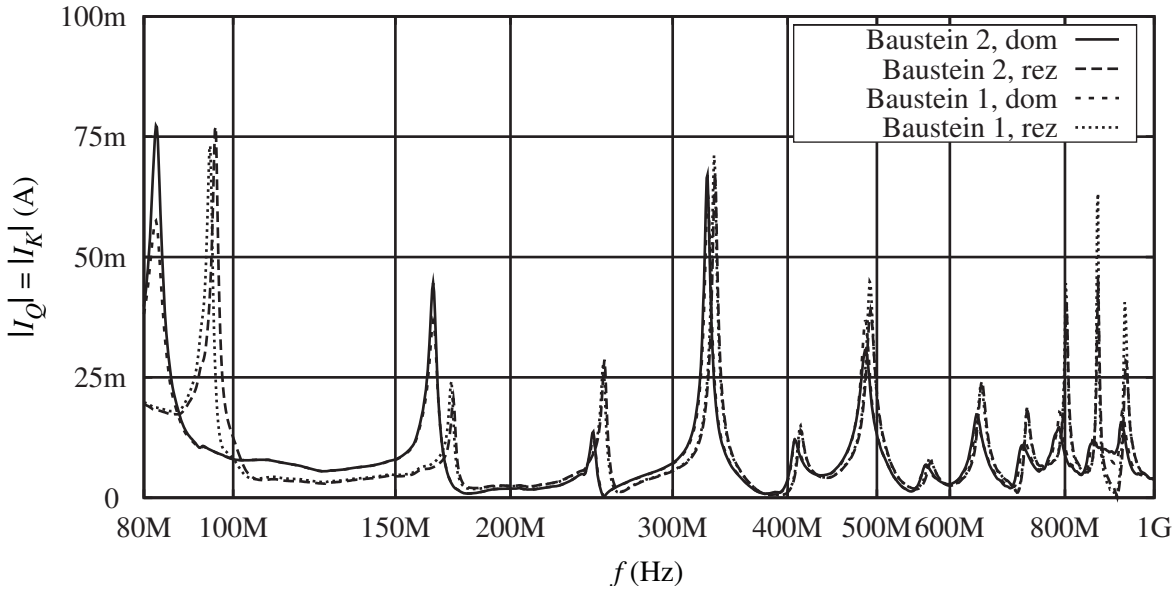


Abb. 4.16: Amplitude der idealen Stromquelle bei einer Feldstärke von 25 $\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$.

Im Vergleich mit der in der folgenden Abb. 4.17 dargestellten Impedanz lässt sich erkennen, dass die Maxima der Störstromamplitude mit den Minima der Quellimpedanz $|Z_Q|$ korrelieren. Wiederum zeigen die ersten Maxima die höchsten Störstromamplituden mit bis zu 75 mA, jedoch sind auch die weiteren Resonanzen deutlich vorhanden, so sind bei 330 MHz ebenfalls etwa 75 mA zu erkennen und bei 500 MHz bzw. 650 MHz zeigen sich Störstromamplituden von 50 mA bzw. 25 mA. Diese Stromstärken wirken jedoch nur an einem Prüfobjekt, dessen Innenwiderstand kleiner als der Innenwiderstand der Störquelle ist. Der Innenwiderstand der Stromquelle hat an diesen Stellen einen Innenwiderstand von etwa 10 Ω bis 20 Ω, wie in Abb. 4.17 zu sehen ist. Ein niederohmiger LIN-Baustein weist in der Praxis einen ebensolchen Innenwiderstand von 5 Ω bis 10 Ω auf und damit ist

etwa die Hälfte der hier gezeigten Stromamplitude zu erwarten. Wenn nun noch beachtet wird, dass die gezeigten Ergebnisse für eine Feldstärke von $25\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ gelten, so lässt sich erwarten, dass die erzeugten Ströme bei bis zu $200\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ deutlich wahrscheinlicher einen Ausfall verursachen, als dies die erzeugten Spannungen erwarten lassen.

Quellimpedanz

Die Bestimmung der Quellimpedanz (Z_Q) bzw. -admittanz ($Y_Q = \frac{1}{Z_Q}$) kann für beide Quellenarten in der Simulation aus dem passiven Reflexionsfaktor des Systems erfolgen. Entsprechend ist es jedoch auch möglich, die Quellimpedanz aus Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom zu bestimmen:

$$Z_Q = \frac{U_L}{I_K} = \frac{1}{G_Q}\,. \tag{4.16}$$

Beide Vorgehensweisen ergeben dasselbe Ergebnis, welches in Abb. 4.17 dargestellt ist.

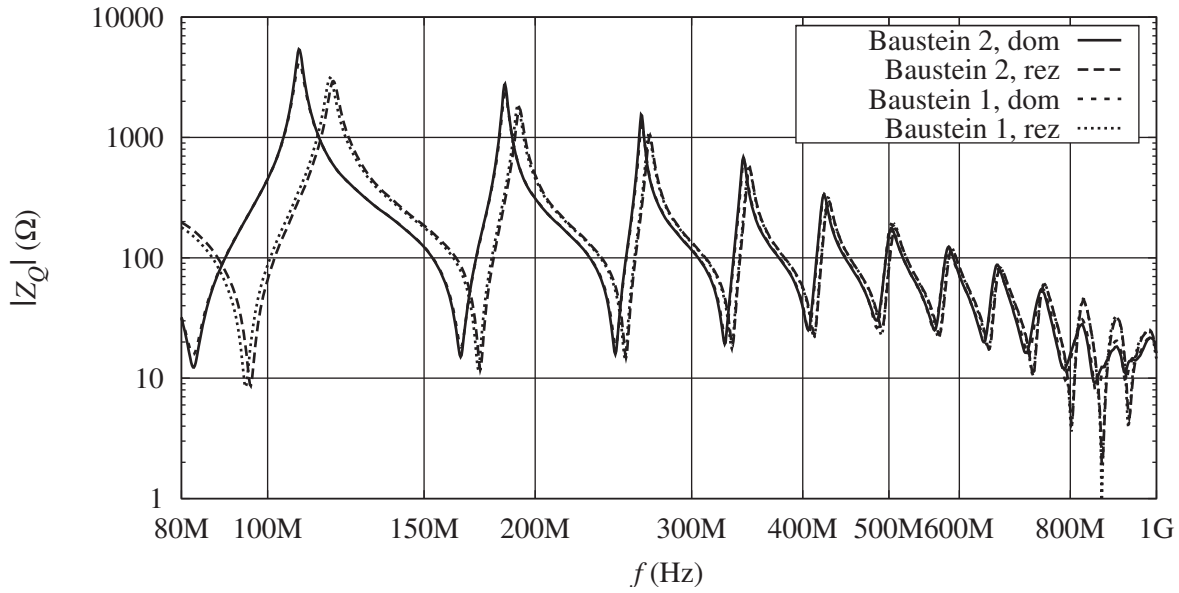


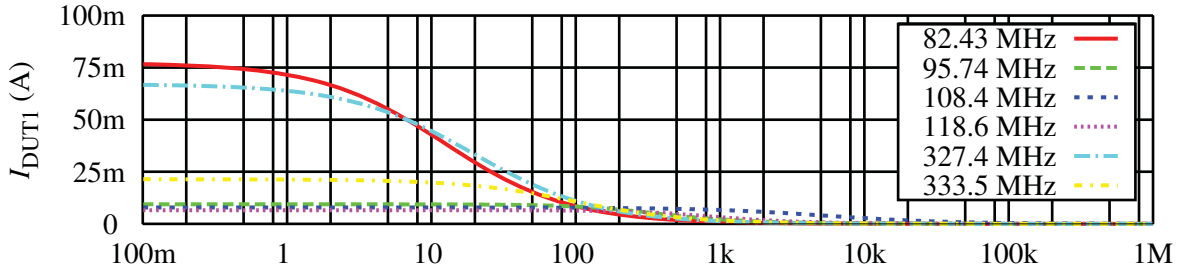
Abb. 4.17: Betrag des Quellinnenwiderstandes einer elektrisch nahen Ersatz-Störquelle.

Als Ergebnis der hier gezeigten Kurven lässt sich festhalten, dass die Quellimpedanz einer Ersatz-Störquelle des ALSE-Aufbaus deutlich schwankt. Im unteren Frequenzbereich kann eine Variation der Impedanz zwischen $10\,\Omega$ und beinahe $10\,\mathrm{k}\Omega$ festgestellt werden, während oberhalb von 500 MHz die Schwankungsbreite auf $10\,\Omega$ bis $100\,\Omega$ verringert ist. Die Frequenzlage der Minima und Maxima bestimmt sich hauptsächlich durch die Leitungslänge, es ergibt sich jedoch eine zusätzliche Variation, bedingt durch den Zustand des zweiten Transceiver-Bausteins, der gedanklich dem Stör-System zugerechnet wird. Mit Zunahme der Frequenz nimmt der Einfluss des zweiten Transceiver-Bausteins ab, und theoretisch sollte sich für sehr hohe Frequenzen (bzw. lange Leitungen) die Eingangsimpedanz dem Wellenwiderstand der bestrahlten Leitung annähern.

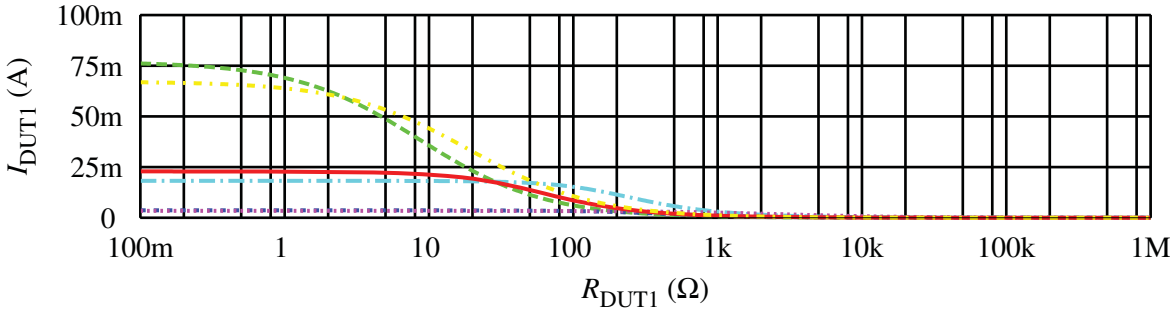
Für den interessierenden Bereich zwischen einigen MHz bis hin zu einigen hundert MHz kann jedoch festgehalten werden, dass die Störung eine sehr inhomogene Anregung des Gesamtsystems verursacht und nur an einzelnen Frequenzpunkten eine wirksame Störung des am Leitungsende angeschlossenen Bauteils entsteht. Damit kann dieses Verfahren nur zur Prüfung eines konfektionierten Systems verwendet werden, während die Prüfung eines Bauteils durch dieses Verfahren nur eine lückenhafte Bewertung ergibt.

4.7.2 Lastwiderstandsverhalten der Ersatz-Störquelle

Diese ermittelte frequenzabhängige Ersatz-Störquelle kann nun auch mit einem idealen Widerstand $R_{\mathrm{DUT}} = |Z_{\mathrm{DUT}}|$ belastet werden, um Ihr theoretisches Verhalten besser zu verstehen. Dies hat den Vorteil, dass Effekte, die durch parasitäre Elemente des Prüflings verursacht werden, hier nicht in Erscheinung treten. Diese Analyse ist für verschiedene Frequenzen und für die verschiedenen Variationen der Ersatz-Störquelle in Abb. 4.18 und 4.19 dargestellt. In diesen Diagrammen ist für eine vorgegebene Störfrequenz und damit eine vorgegebene Störquelle (Innenimpedanz und Quellspannung) die entstehende Spannung bzw. der entstehende Strom an einem idealen Prüfling über dessen Widerstandswert dargestellt.



(a) DUT2 im dominanten Zustand



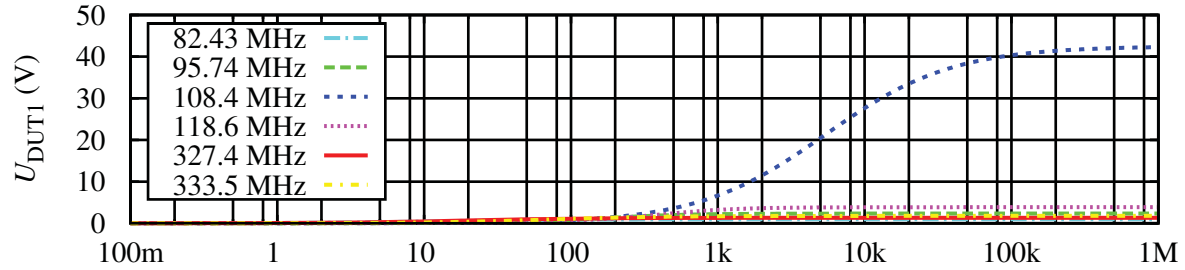
(b) DUT2 im rezessiven Zustand

Abb. 4.18: Entstehende Störströme an einem idealen Widerstand R_{DUT1} anstelle von DUT1. Am zweiten Ende der Leitung ist ein Baustein mit dominantem oder rezessivem Zustand.

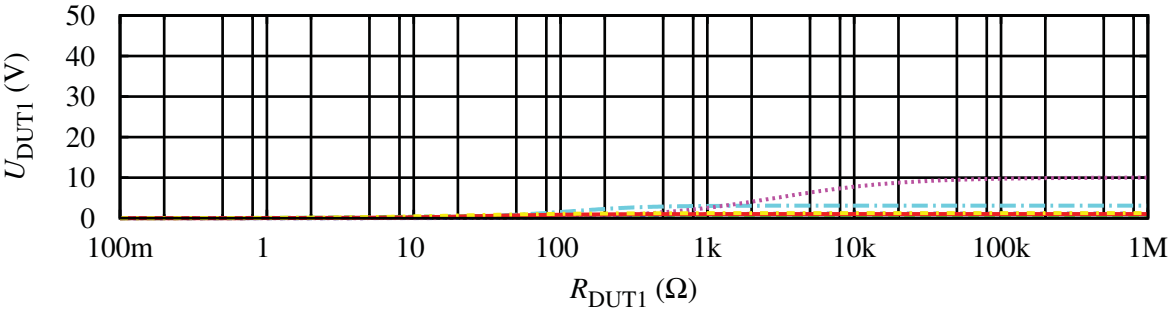
Die Abbildungen 4.18(a) und 4.18(b) zeigen, dass die Erzeugung eines deutlichen Störstroms nur bei den entsprechenden Resonanzfrequenzen (beispielsweise 82.43 MHz und

327.4 MHz bei einem dominanten Baustein am zweiten Leitungsende und 95.74 MHz und 333.5 MHz bei einem rezessiven Baustein am zweiten Leitungsende) des Messaufbaus möglich ist. Diese Ströme treten auch nur bei einem niederohmigen Prüfobjekt auf, dessen Widerstandswert kleiner als etwa 10 Ω ist.

Wenn nun die entsprechenden Kurven der Störspannung aus Abb. 4.19(a) und 4.19(b) betrachtet werden, fällt auf, dass bei diesen Resonanzfrequenzen (82.43 MHz, 95.74 MHz, 327.4 MHz und 333.5 MHz) keine entsprechenden Spannungen auftreten. Dies bedeutet, der Prüfaufbau ist an diesen Stellen zwar in der Lage einen Störstrom zu erzeugen, er kann jedoch keine entsprechende Störspannung am Prüfobjekt erzeugen.



(a) DUT2 im dominanten Zustand



(b) DUT2 im rezessiven Zustand

Abb. 4.19: Entstehende Störspannungen an einem idealen Widerstand R_{DUT1} anstelle von DUT1. Am zweiten Ende der Leitung ist ein Baustein mit dominantem oder rezessivem Zustand.

Entsprechend ist in den beiden Abbildungen 4.19(a) und 4.19(b) zu sehen, dass sich die Resonanzfrequenzen der Störspannung bei einem hochohmigen Prüfobjekte bei 108.4 MHz bzw. bei 118.6 MHz befinden, wobei jedoch nur die erste Resonanz (bei 108.4 MHz) eine Amplitude aufweist, die in der Praxis einen Ausfall erzeugen kann.

Es lässt sich damit festhalten, dass der typische gestrahlte Störfestigkeitsmessaufbau für LIN-Transceiver eher einen Ausfall durch einen Störstrom erzeugt als dass ein Ausfall durch Störspannung erwartet werden kann. Ausnahme ist der Frequenzbereich unterhalb ca. 150 MHz, da hier – wie gesehen – auch eine hohe Störspannungsamplitude erzeugt werden kann.

Diese Aussage lässt sich verallgemeinert auf typische Bustreiber-ICs ausweiten, die meist Schutzdioden zur Ableitung von ESD-Pulsen besitzen. In diesem Fall kann bei ei-

ner Ersatz-Störquelle mit geringer Quellimpedanz durch parasitäre Effekte des Bausteins der Strom ins Innere des Bausteins gelangen und dann dort Störungen hervorrufen. Wird jedoch durch eine Ersatz-Störquelle mit hoher Quellimpedanz eine Störspannung hervorgerufen, die zum Auslösen der Dioden-Schutzstrukur führt, so kann, nachdem der Prüfling niederohmig geworden ist, von der Störquelle kein entsprechender Störstrom erzeugt werden.

4.7.3 Vergleich von Ersatz-Störquelle mit realem Ausfallbild

Um nun die erstellten Modelle und gewonnenen Erkenntnisse mit realen Messungen abgleichen zu können, sind zum Ende dieses Abschnitts zwei verschiedene LIN-Bausteine ohne weitere Filterbeschaltung mittels des ALSE-Verfahrens untersucht worden.

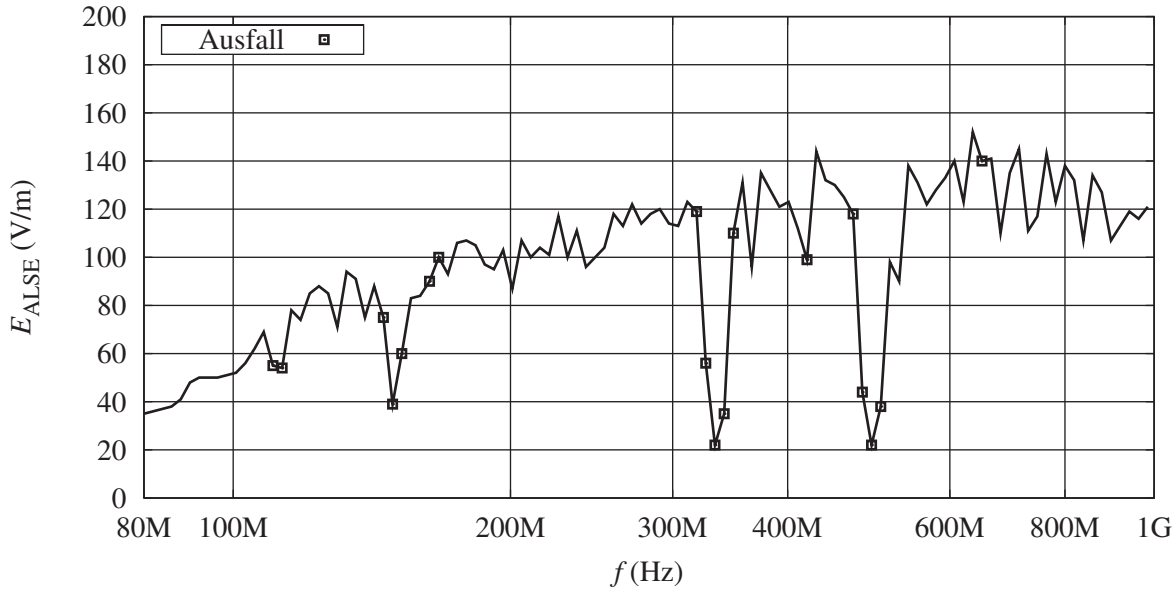


Abb. 4.20: Feldstärke einer Ausfallmessung eines LIN-Bausteins (Baustein 2) bei horizontaler Polarisation.

Abb. 4.20 zeigt ein typisches ALSE-Messergebnis. Es wird der Betrag der in der Schirmkammer erzeugte Störfeldstärke $E_{\mathrm{ALSE}} = |\mathbf{E}_{\mathrm{ALSE}}|$ über der Frequenz aufgetragen[3], wobei bei einem Ausfall (wenn das Empfangssignal RxD eines Busteilnehmers nicht mehr innerhalb der Toleranzmaske der Prüfung liegt) die Störfeldstärke soweit reduziert wird, bis die Funktion wieder hergestellt ist. Diese Frequenzpunkte sind im Diagramm durch ein Quadrat gekennzeichnet.

Es ist zu sehen, dass bei horizontaler Polarisation wie erwartet bei Frequenzen von knapp über 150 MHz bis 170 MHz, bei ca. 335 MHz und um 500 MHz Ausfälle auftreten (Absenkung der Feldstärke). Diese Ausfälle lassen sich mit den gezeigten Resonanzspitzen

[3] Aufgrund der Messtechnik sind hier nur maximale Störfeldstärken von ca. 35 $\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ (bei 80 MHz) bis 150 $\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ (bei 1000 MHz) möglich.

der Ersatz-Stromquelle aus Abb. 4.16 erklären. Ebenfalls sind Ausfälle bei etwa 120 MHz festzustellen, deren Ursache nicht durch die Stromquelle erklärt werden kann. Hier lässt sich jedoch in Abb. 4.15 sehen, dass die Störung in diesem Fall durch die Spannung erzeugt wurde.

Aus der Praxis ist für den hier gezeigten Baustein bekannt, dass bei einer Kommunikation meist der Transceiver im dominanten Zustand ausfällt. Dieser Transceiver wird durch einen zu hohen Störstrom belastet und erzeugt unter Störung ein verzerrtes Sendesignal, das schließlich als Ausfall gewertet wird.

Dieselben Ausfall-Punkte sind auch in Abb. 4.21 zu erkennen, wobei hier ein anderer LIN-Baustein als Prüfling verwendet wird. Zusätzlich zu den bereits bekannten Ausfällen bei 150 MHz, 335 MHz und um 500 MHz weist Baustein 1 noch einen deutlichen Einbruch der Störfestigkeit bei etwa 650 MHz auf. Hier ist auch bei Baustein 2 ein Ausfall zu erkennen, jedoch nicht in dieser ausgeprägten Form.

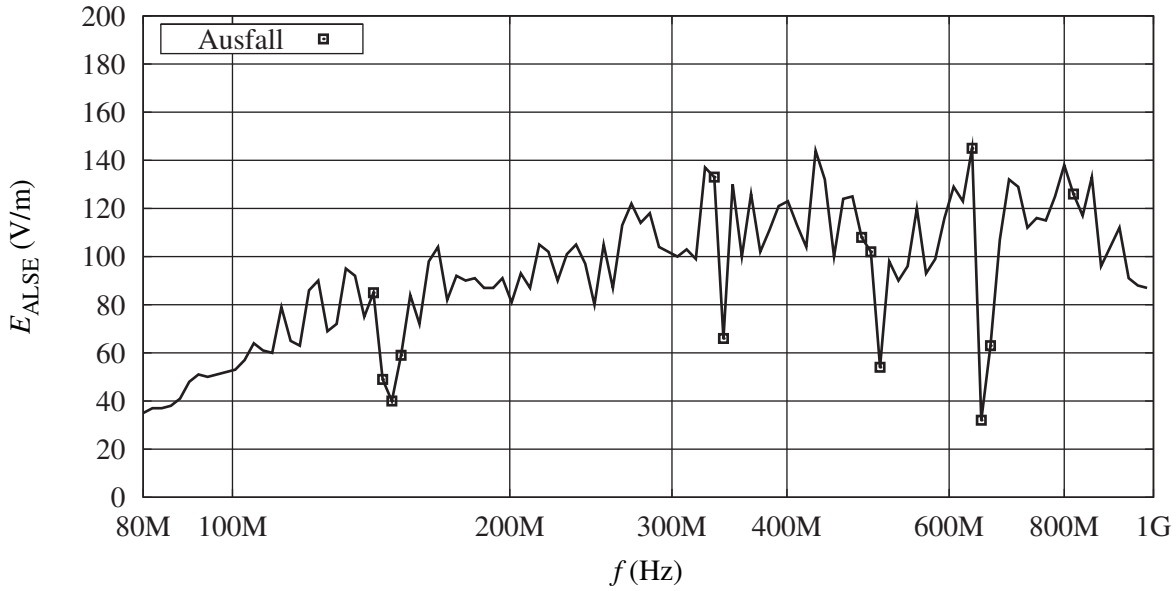


Abb. 4.21: Feldstärke einer Ausfallmessung eines LIN-Bausteins (Baustein Nr.1) bei horizontaler Polarisation.

Beim Vergleich der beiden Ausfallmessungen ist zu erkennen, dass Baustein 2 bei den Frequenzen 335 MHz und 500 MHz bei geringeren Feldstärken ausfällt als Baustein 1. Jedoch ist bei 650 MHz dieses genau entgegengesetzt, hier fällt Baustein 1 deutlich früher aus. Dies korreliert mit den in Kapitel 3.1 gezeigten Kurven der Abb. 3.4. Auch hier zeigt Baustein 1 im oberen Frequenzbereich deutliche Schwächen im Vergleich zu Baustein 2, während dieser unterhalb von 600 MHz deutlich schlechter ist. Der bei beiden Bausteinen auftretende Ausfall bei 160 MHz, der sich im DPI-Ergebnis nicht erkennen lässt, ist durch Resonanzeffekte innerhalb der Messkammer verursacht. Dieser Effekt wurde jedoch hier nicht näher untersucht.

Abschließend lässt sich festhalten, dass das ALSE-Störsystem abhängig von der Geometrie und der jeweiligen Störfrequenz sich als niederohmige Störstromquelle oder als

hochohmige Störspannungsquelle darstellen lässt. Beide Beschreibungen der Störquellen sind an ihren Maxima potentielle Störer, erfahrungsgemäß ist jedoch der Störstrom in der Praxis für den Ausfall verantwortlich. Die ALSE-Messungen dieses Kapitels bestätigen das Resonanzverhalten des Aufbaus und die zu erwartenden Ausfall-Frequenzen. Um einen Baustein jedoch im gesamten Frequenzband prüfen zu können, müssten verschiedene Variationen der Leitungslänge verwendet werden, um an jedem Frequenzpunkt beide potentielle Störarten – Strom und Spannung – in ihren Maxima zu generieren. Dadurch würde sich eine sehr große Anzahl von Messungen mit leicht unterschiedlichen Leitungslängen ergeben, was in der Praxis nicht zu handhaben ist.

Hier wird der Vorteil der bei der DPI-Methode verwendeten konzentrierten Einkopplung deutlich. Bei dieser Einkopplung können die Resonanzen nicht bzw. nur bei sehr viel höheren Frequenzen auftreten. Um jedoch die gestrahlte Messung durch eine konzentrierte Einkopplung nachzubilden, sollten beide Varianten der Störquelle dargestellt werden (niederohmige Störstromquelle und hochohmige Störspannungsquelle). Nachteil der bisher verwendeten DPI-Methode ist, dass durch die direkte kapazitive Einkopplung der Quellwiderstand des Störsystems auf $50\,\Omega$ festgelegt ist. Ein Ansatz diese fixierte Quellimpedanz zu vermeiden, ist in Kapitel 5.3 dargestellt. Hier wird die BCI-Methode auf einen konzentrierten Aufbau reduziert, mit dessen Hilfe sich in der Theorie verschiedene Quellimpedanzen darstellen lassen.

4.8 Polarisationsabhängigkeit des ALSE-Aufbaus

Zum Abschluss der Analyse des ALSE-Messaufbaus soll nochmals auf eine seiner typischen Eigenschaften – die Abhängigkeit des Ausfallbildes von der Polarisation der einfallenden Welle – eingegangen werden. Hierzu ist in Abb. 4.22 eine reale ALSE-Ausfall-Messung des Bausteines 2 gezeigt, bei der jedoch kein horizontales, sondern ein vertikales Störfeld anliegt.

Im Vergleich zu Abb. 4.20, die denselben Aufbau bei horizontaler Polarisation zeigt, ist zu erkennen, dass neben den bereits bei horizontaler Polarisation zu erkennenden Ausfälle bei 150 MHz, 335 MHz und 500 MHz nun deutlich ausgeprägtere Ausfälle bei Frequenzen um 100 MHz, 260 MHz, 415 MHz, 580 MHz und 730 MHz zu sehen sind. Die Erklärung hierfür lässt sich in einen theoretischen und einen messtechnisch-praktischen Teil gliedern. Aus der Theorie in Kapitel 4.6 ist bekannt, dass bei vertikaler Anregung die ungeradzahligen Vielfachen der Wellenlänge angeregt werden ($l_{\mathrm{L,ALSE}} = (2n+1) \cdot \frac{\lambda}{2}$). Hieraus ergeben sich unter Vernachlässigung der komplexen Abschlusswiderstände für die Leitungslänge von $l_{\mathrm{L,ALSE}} = 1750\,\mathrm{mm}$ die exakt errechneten Resonanzfrequenzen von 85 MHz, 257 MHz ($\approx 260\,\mathrm{MHz}$), 428 MHz ($\approx 415\,\mathrm{MHz}$), 600 MHz, 771 MHz und 942 MHz.

Andererseits sind bei horizontaler Anregung die geradzahligen Vielfachen der Wellenlänge zu erwarten ($l_{\mathrm{L,ALSE}} = (2n) \cdot \frac{\lambda}{2}$). Diese sollten laut Theorie bei vertikaler Anregung natürlich nicht vorhanden sein, doch genügt bei vertikaler Anregung eine leichte Unsymmetrie, um diese Resonanzen ebenfalls zu erzeugen. Hieraus ergeben sich dann für die Leitungslänge von $l_{\mathrm{L,ALSE}} = 1750\,\mathrm{mm}$ die exakt errechneten Resonanzfrequenzen von 171 MHz ($\approx 150\,\mathrm{MHz}$), 342 MHz ($\approx 335\,\mathrm{MHz}$), 514 MHz ($\approx 500\,\mathrm{MHz}$) und 685 MHz.

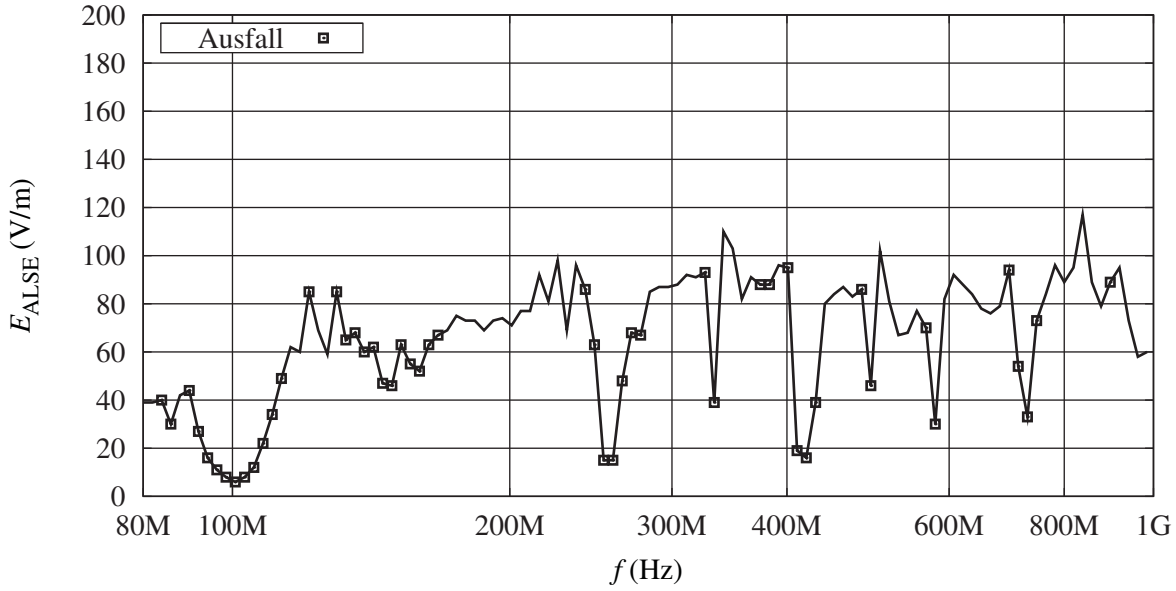


Abb. 4.22: Feldstärke einer Ausfallmessung eines LIN-Bausteins (Baustein 2) bei vertikaler Polarisation.

Ursache für die Empfindlichkeit des vertikalen polarisierten Aufbaus ist die Tatsache, dass hier nur an den vertikal stehenden Leitungsenden angeregt wird, und sich das Resonanzverhalten über den „Transmission Line Current“ entwickelt. Die Anregungen an den beiden Leitungsenden sind voneinander unabhängig, was bedeutet, dass eine leichte Unsymmetrie der Anregung dazu führt, dass alle Resonanzwellenlängen angeregt werden. Damit entsteht auch bei den geradzahligen Vielfachen der Wellenlänge ein deutlicher Strom an den Leitungsenden.

Im umgekehrten Fall – bei horizontaler Anregung – wird der anregende Strom auf der gesamten horizontalen Länge der ALSE-Leitung verteilt eingespeist. Diese über der Leitung verteilte Anregung erzeugt an den Enden einen Strom, der durch die gemeinsame Anregung genau gegenphasig ist. Damit wird die Stehwelle der ungeradzahligen Vielfachen der Wellenlänge sehr gut unterdrückt.

5 Untersuchung und Erweiterung des DPI-Verfahrens

Das folgende Kapitel beschäftigt sich mit der leitungsgebundenen Störfestigkeitsmessung. Ähnlich wie zuvor die gestrahlte Störfestigkeitsmessung wird hier die DPI-Methode modelliert und in der Simulation analysiert. Die Beschränkung der DPI-Methode im Frequenzbereich wird genauer untersucht, und durch die gewonnenen Erkenntnisse werden verschiedene Vorschläge zur Verbesserung des Messverfahrens ausgearbeitet. Diese werden ebenfalls untersucht, und schließlich wird eine Abwandlung der DPI-Methode vorgestellt, bei der die kapazitive Einkopplung durch eine induktive Einkopplung ähnlich dem BCI-Verfahren ersetzt wird.

5.1 Kapazitive Einkopplung

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit dem DPI-Verfahren, wie es bisher zur Charakterisierung von LIN-Bustreibern verwendet wird. Es sollen insbesondere die Beschränkungen des Messverfahrens untersucht werden. Hierzu werden Simulationen des bei der LIN-Störfestigkeitsmessung verwendeten Messaufbaus durchgeführt. Auf der Grundlage dieser Untersuchungen wird die praktische messtechnische Begrenzung der Prüffrequenz hergeleitet.

5.1.1 Modellierung der kapazitiven Einkopplung

Die für die Störfestigkeitsmessung des LIN-Bussystems verwendete Platine besteht – wie bereits beschrieben – aus drei Bus-Teilnehmern (Transceiver-Bausteinen), wobei die Störung an zentraler Stelle der gemeinsamen Busleitung kapazitiv eingespeist wird. Wie in Abb. 5.1 dargestellt, wird zur Simulation der Platine ein entsprechendes Modell in der Netzwerksimulation [45] verwendet.

Zur Analyse des Modells wird eine konstante Speiseleistung von $P_{\text{feed}} = P_{\text{for}} \approx 21\,\text{dBm}$ eingespeist. Diese wird über einen Koppelkondensator $C_C = 4.7\,\text{nF}$ mit parasitärer Induktivität $L_C = 1\,\text{nH}$ und ein Netzwerk von Leitungselementen (MSL, Leiterbreite $w_{\text{MSL}} = 0.6\,\text{mm}$) auf die drei Transceiver ($r_{\text{IC},1}$ bis $r_{\text{IC},3}$) weitergeleitet. Die Modellierung der Leitungen selbst basiert auf dem verwendeten FR-4-Platinenmaterial ($h_{\text{FR-4}} = 1.6\,\text{mm}$, $\varepsilon_{r,\text{FR-4}} = 4.5$, $\tan\delta_{\text{FR-4}} = 0.02$). An der Speisestelle ($U_{\text{feed}}$, I_{feed}) und an den Punkten zwischen Leitungsende und dem Prüfling ($U_{\text{IC}n}$, $I_{\text{IC}n}$) wird in der Simulation Strom und Spannung für die festgelegte Speiseleistung ermittelt. Aus diesen Werten lassen sich dann – wie im Folgenden noch dargestellt wird – weitere physikalische Größen wie die Leistung

bestimmen. Zusätzlich besteht in der Simulation auch die Möglichkeit, typische Schutzkapazitäten an den Leitungsenden vor den Transceivern anzubringen, wie es auch bei der Messung gemacht wird.

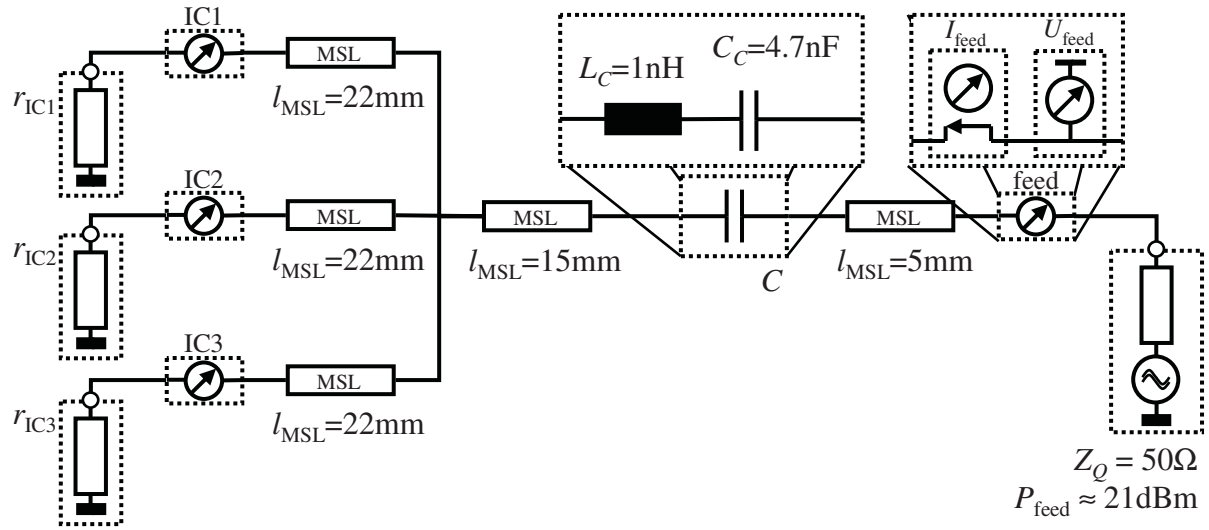


Abb. 5.1: Simulationsmodell der Standard-DPI-Platine. Auf der rechten Seite werden durch eine 50 Ω-Quelle konstant 21 dBm eingespeist, diese gelangen über die Platine – durch Mikrostreifenleitungen und die Kapazität dargestellt – an die Transceiver. An jedem Transceiver können dann die Ströme und Spannungen am gestörten Pin bestimmt werden.

Abgleich des Modells durch die Charakterisierungsmessung

Bevor das Modell der Platine nun zur Untersuchung der entstehenden Ströme und Spannungen verwendet wird, soll eine Verifikation des Modells durchgeführt werden. Hierzu wird das Modell simuliert, aber statt der Prüflinge am Ende der Leitung zu IC1 ein 50 Ω-Abschlusswiderstand angebracht. Damit kann die Transmission von der Speisestelle zum Leitungsende bestimmt werden. Diese soll mit einer realen Messung verglichen werden. Diese Messung ist in der Praxis ein gängiges Verfahren zur Bewertung der Tauglichkeit der Platine [2, Kap. 7.4]. Abb. 5.2 zeigt die Simulation der Verifikationsmessung. Es ist eine gute Übereinstimmung von Simulationsmodell und Messung zu erkennen.

Insbesondere ist festzustellen, dass bis ca. 1 GHz die Übertragung der Störung zum Leitungsende wie gewünscht stattfindet. Bei höheren Frequenzen tritt ein aus der Mikrowellentechnik bekannter Effekt auf, der die Übertragung der Störung ans Leitungsende unterdrückt. Hierbei wirken an jedem Zweig die leerlaufenden Leitungsenden als $\frac{\lambda}{4}$-Transformatoren und bilden den Leerlauf am Leitungsende als Kurzschluss am Sternpunkt ab. Die Grenzfrequenz von Simulation und Messung stimmen gut überein, jedoch zeigen sich im höheren Frequenzbereich oberhalb von ca. 1 GHz Unterschiede, da in der Messung zusätzliche Resonanzen erkennbar sind, die durch die Simulation nicht nachgebildet werden. Diese sind in dem verwendeten Simulationsmodell begründet, das eine einfache Nachbildung der Standardplatine ist und in Messungenauigkeiten, die das Er-

gebnis der Messung bei höheren Frequenzen beeinflussen. Für die hier zu analysierenden Effekte kann das Modell jedoch als ausreichend genau betrachtet werden.

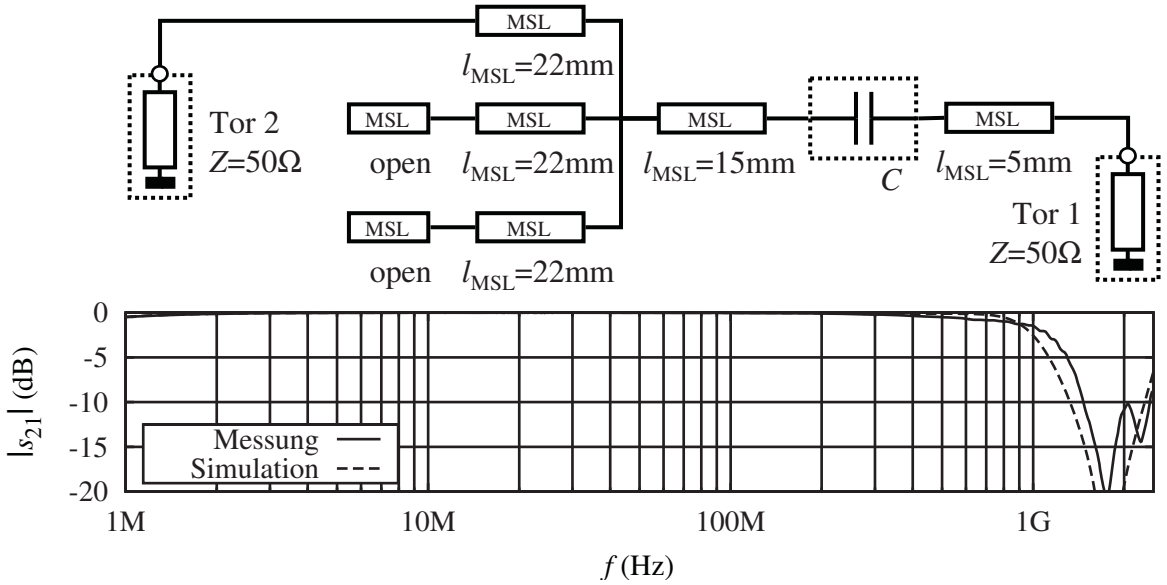


Abb. 5.2: Verifikationsmessung (Modellierung und Messergebnis) des Modells der DPI-Standardplatine. Hierbei wird das Simulationsmodell der Platine mittels 50 Ω-Toren in der Simulation vermessen.

Weitergehende Berechnungen der Leistungen

Aus den in der Simulation ermittelten komplexen Größen Strom (I) und Spannung (U) an den Pins der Prüflinge und am Speisepunkt lässt sich dann die mittlere komplexe Leistung P bestimmen. Diese wiederum lässt sich in Wirk- und Blindleistung aufteilen:

$$P = \frac{1}{2} \cdot (U \cdot I^*) = P_W + \mathrm{j} \cdot P_B \,. \tag{5.1}$$

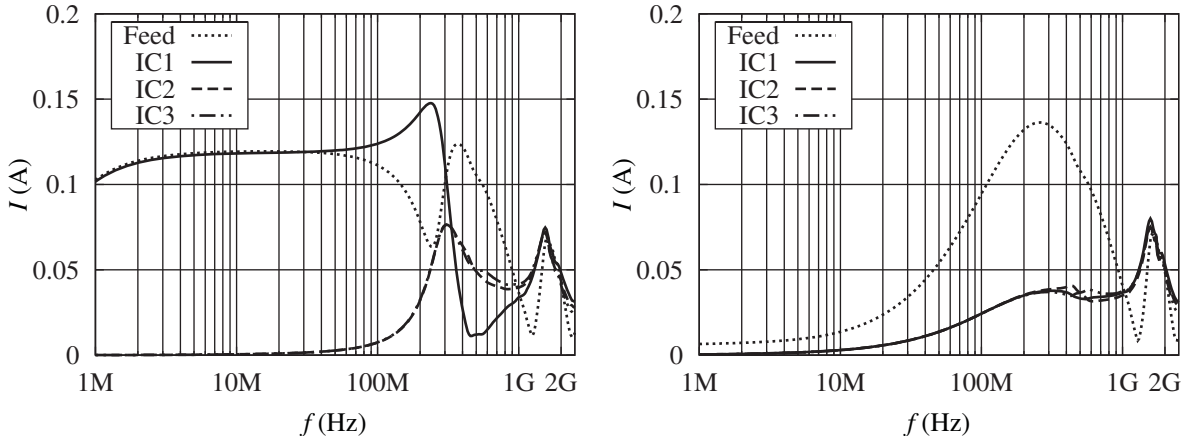
Im Folgenden werden insbesondere die Amplitude von Spannung und Strom sowie die Wirkleistung P_W an den einzelnen Prüflingen betrachtet.

5.1.2 Analyse der kapazitiven Einkopplung

Die beschriebene Modellierung der DPI-Platine wird nun verwendet, um deren Verhalten zu analysieren. Im Gegensatz zur Simulation der Charakterisierungsmessung wird nun jedoch das Simulationsmodell der Platine mit Transceivern „bestückt“, wie es in Abb. 5.1 dargestellt ist. Hierzu werden die Kleinsignal-Reflexionsfaktormessungen des LIN-Bausteins 2 verwendete. Die Bestimmung dieser Reflexionsfaktoren ist im Anhang in Kapitel A, Seite 115 zu finden.

Strom

Wie Abb. 5.3 zeigt, sind an dem bisher verwendeten Board die an den IC-Pins entstehenden Ströme nur bis etwa 10 MHz konstant. Darüber hinaus beginnen jedoch bereits die Effekte des Board-Layouts und die parasitären Effekte der Transceiver selbst auf die Verteilung des Stroms zu wirken. In Abb. 5.3(a) kann bei der Kombination von zwei rezessiven mit einem dominanten Transceiver (IC1) bereits um 200 MHz eine Überhöhung des Stroms am dominanten Baustein festgestellt werden, während bei noch höheren Frequenzen ein deutlicher Abfall des Stroms festgestellt werden kann. Ebenso zeigt sich bei der Kombination von drei rezessiven ICs in Abb. 5.3(b) bereits ab ca. 10 MHz ein Anstieg des Stroms, der durch die parasitären Kapazitäten der rezessiven Transceiver verursacht wird. Es ist auch zu sehen, dass im hohen Frequenzbereich ($f > 1.5\,\mathrm{GHz}$) sowohl rezessiver als auch dominanter Transceiver ein ähnliches Verhalten zeigen, da hier in beiden Zuständen das Verhalten durch die parasitären Elemente bestimmt wird.



(a) dominanter IC mit zwei rezessiven ICs

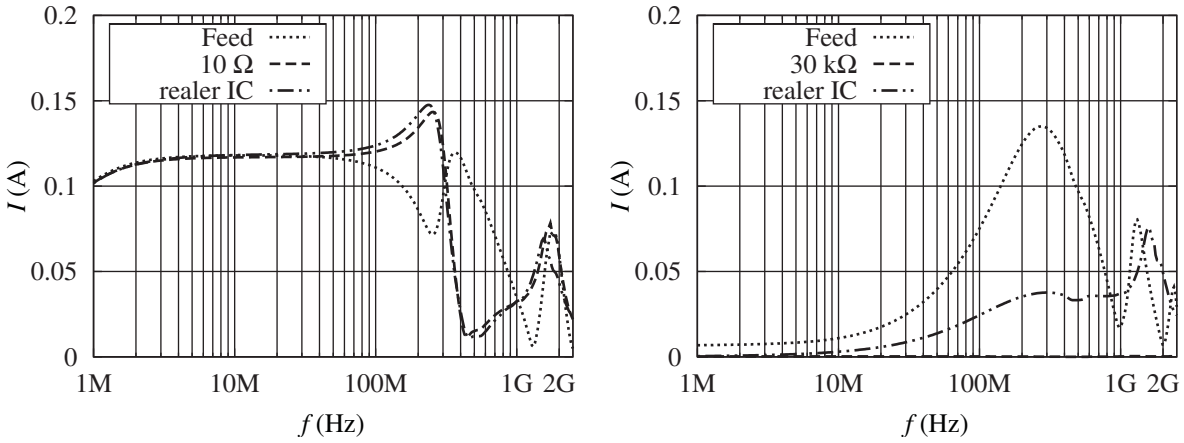
(b) drei rezessive ICs

Abb. 5.3: Strom am bisher verwendeten DPI-Board, Baustein 2.

Um dieses Ergebnis besser zu verstehen, werden im Folgenden zusätzliche Simulationen durchgeführt, die das Verhalten der Schaltung unter Annahme eines idealen Prüfobjekts (10 Ω, 30 kΩ) anstelle eines mit parasitären Effekten belasteten Prüflings darstellen. Hierzu wird nun IC1 als Prüfobjekt betrachtet, während die Bausteine 2 und 3 als zum Prüfaufbau gehörend betrachtet werden. Damit kann unterschieden werden, ob die entstehenden Effekte im Baustein selbst begründet liegen und damit später als zum DPI-Messergebnis gehörend betrachtet werden können oder ob die Ursache im Messaufbau selbst begründet liegt.

In Abb. 5.4 sind die entsprechenden Simulationen gezeigt, bei denen der IC1 – der in diesem Fall das Prüfobjekt darstellt – durch einen idealen Widerstand ersetzt wird, dessen Wert entweder 10 Ω (niederohmig) oder 30 kΩ (hochohmig) beträgt. Die ICs 2 und 3 sind weiterhin durch reale Reflexionsfaktormessungen dargestellt, da sie als zum Messaufbau gehörend betrachtet werden. In Abb. 5.3(b) ist zu sehen, dass im Fall eines hochohmigen Prüfobjekts der Strom des idealen Prüfobjekts tatsächlich bei etwa 0 mA liegt, während

der reale IC ab ca. 10 MHz einen deutlichen Anstieg des Stroms zeigt. Dies deutet darauf hin, dass die Ursache in den parasitären Effekten des realen ICs begründet liegt und somit auch in der Realität bei zunehmender Frequenz Störströme auftreten. Damit ist dieser Störstrom als Teil des realen Messergebnisses zu betrachten.



(a) 10 Ω mit zwei rezessiven ICs

(b) 30 kΩ mit zwei rezessiven ICs

Abb. 5.4: Strom am bisher verwendeten DPI-Board mit idealem Prüfobjekt am ersten Leitungsende.

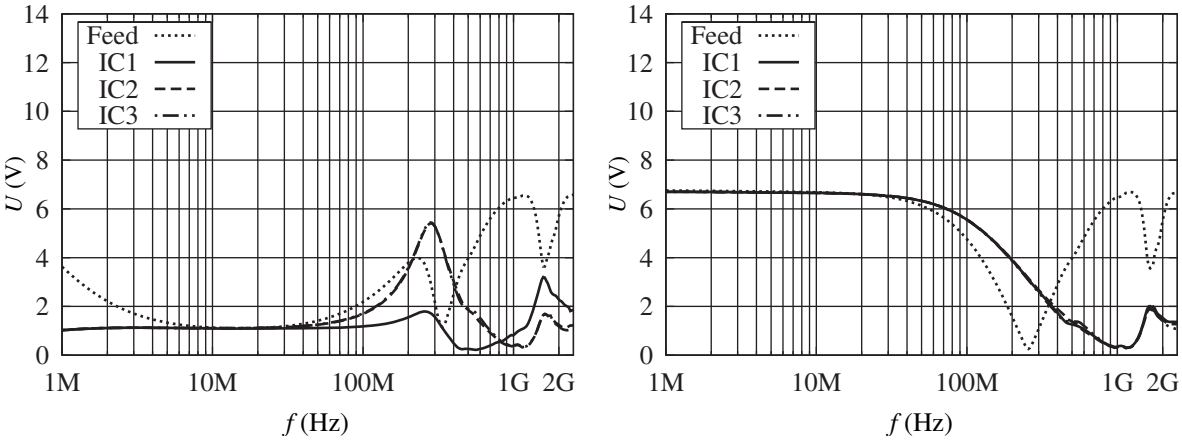
Abweichend verhält es sich im Fall eines niederohmigen Prüflings, wie in Abb. 5.3(a) dargestellt. Trotz der Verwendung eines idealen niederohmigen Prüfobjektes (10 Ω), ist ab ca. 200 MHz deutlich derselbe Einbruch des Störstromes zu erkennen wie er auch im Fall des realen ICs auftritt. Dieser Einbruch liegt also nicht in den parasitären Effekten des Prüflings begründet, sondern ist auf den restlichen Messaufbau zurückzuführen. Genauere Analysen zeigen, dass die Ursache hierfür am ausgedehnten Aufbau mit drei Transceivern liegt. Die beiden zusätzlichen rezessiven Bausteine bilden durch ihre parasitären Kapazitäten eine Serienresonanz mit der Leitungsinduktivität der Leitung zwischen Transceiver und Sternpunkt. Diese Serienresonanz stellt für die Störung im Resonanzfall einen Kurzschluss dar, so dass der Strom nicht zum dominanten Prüfling gelangt.

Zur Bestätigung kann für die typische parasitäre Kapazität ($\approx$ 10 pF) eines LIN-Transceivers und die Leitungsinduktivität des Messaufbaus (bei $1\frac{\text{nH}}{\text{mm}}$ und einer Länge von 22 mm ungefähr 22 nH) die Resonanzfrequenz berechnet werden. Diese ergibt sich zu $f_{\text{res}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \approx 340\,\text{MHz}$, was sehr gut mit den gemessenen Verhältnissen übereinstimmt.

Spannung

Wie Abb. 5.5(a) zeigt, gilt obige Feststellung auch für die Spannung am dominanten Prüfling, für die sich bis ca. 100 MHz keine unerwarteten Effekte ergeben. Durch das dominante IC wird auf der gesamten Busleitung die Spannung auf einem geringen Level von 1 V gehalten. Erst ab ca. 100 MHz ist eine Differenzierung der Spannungen an den jeweiligen ICs zu erkennen, wobei bei ca. 300 MHz nochmals ein Einbruch der Spannung

zu sehen ist. In Abb. 5.5(b) ist zu erkennen, dass im Fall dreier rezessiver ICs bereits ab ca. 100 MHz die parasitären Effekte (parasitäre Kapazität des ICs) gegenüber der hohen Impedanz der Treiberstufe zu wirken beginnen und die Störspannung absinkt.

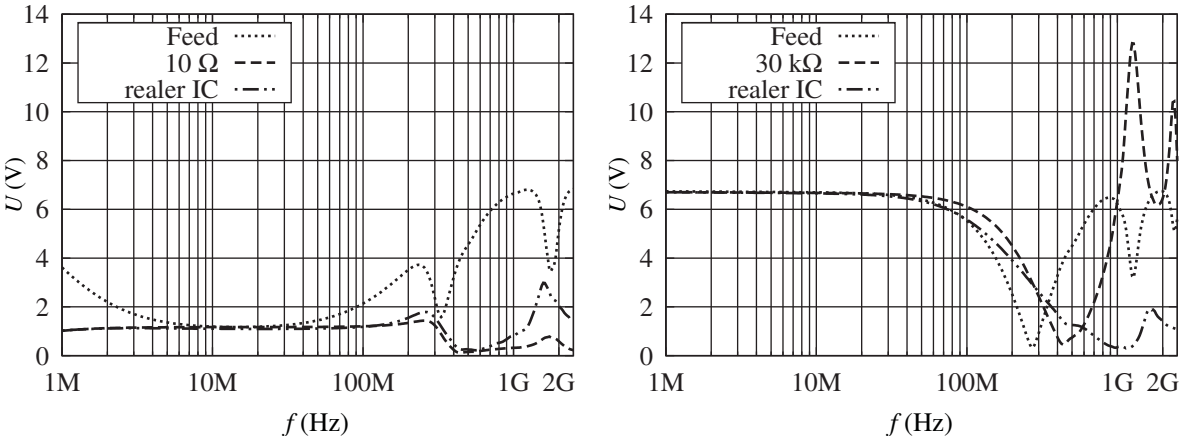


(a) dominanter IC mit zwei rezessiven ICs

(b) drei rezessive ICs

Abb. 5.5: Spannung am bisher verwendeten DPI-Board, Baustein 2.

Um zwischen den Eigenschaften des Prüflings und denen des Messaufbaus differenzieren zu können, werden in Abb. 5.6 auch die Spannungen an einem idealen Prüfobjekt nochmals dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Verlauf der Spannungen von realem und idealem (10 Ω/30 kΩ) Prüfobjekt bis ca. 600 MHz recht gut übereinstimmen. Im Fall des hochohmigen Prüfobjekts ergibt sich neben dem durch die parasitären Kapazitäten von IC2 und IC3 verursachten Absinken der Spannung für Frequenzen oberhalb von 1 GHz ein Unterschied, der sich durch die parasitäre Kapazität des realen Bausteins begründet, die im hohen Frequenzbereich das Prüfobjekt niederohmiger werden lässt.



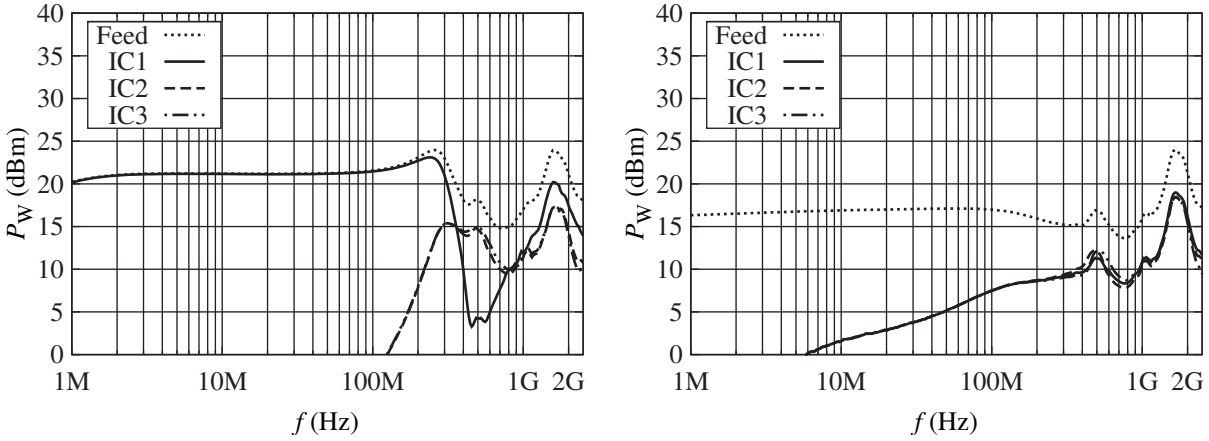
(a) 10 Ω mit zwei rezessiven ICs

(b) 30 kΩ mit zwei rezessiven ICs

Abb. 5.6: Spannung am bisher verwendeten DPI-Board mit einem idealem Prüfobjekt.

Wirkleistung

Eine weitere wichtige physikalische Größe ist die Wirkleistung an den einzelnen Prüflingen. Abb. 5.7(a) zeigt, dass die Wirkleistung am dominanten Prüfling bis ca. 100 MHz der eingespeisten Vorwärtsleistung von etwa 21 dBm entspricht. Im Gegensatz dazu nehmen die beiden rezessiven Teilnehmer bei dieser Kombination bis ca. 100 MHz keine nennenswerte Leistung auf. Bei höheren Frequenzen kommen wieder die parasitären Effekte zum Tragen, und es wird Wirkleistung von den rezessiven Prüflingen aufgenommen. Insbesondere ist zu erkennen, dass – wie bei Strom und Spannung bereits diskutiert – zwischen ca. 300 MHz und 800 MHz ein deutlicher Einbruch der am Prüfling entstandenen Wirkleistung vorhanden ist.



(a) dominanter IC mit zwei rezessiven ICs

(b) drei rezessive ICs

Abb. 5.7: Wirkleistung am bisher verwendeten DPI-Board, Baustein 2.

Ähnlich verhält es sich im Fall von drei rezessiven Teilnehmern. Obwohl eine Vorwärtsleistung von 21 dBm eingespeist wird, ist die Wirkleistung sehr gering und nimmt erst mit höheren Frequenzen einen gewissen Wert an, der ca. 5 dB unterhalb der am Einspeisepunkt gemessenen Wirkleistung liegt. Dies bedeutet eine Aufteilung der Leistung zu je einem Drittel (−4.77 dB) auf die Prüflinge.

Wenn nun die betrachtete Leistungsübertragung der Wirkleistung vom Speisepunkt auf den IC mit einem realen DPI-Messergebniss verglichen wird (Abb. 5.8, Baustein 3), kann eine qualitative Bestätigung der Simulation erkannt werden. Es ist zu sehen, dass die Standardplatine – wie in der Simulation ermittelt – im Bereich von ca. 300 MHz bis über 1 GHz die Störung nicht bzw. nur gedämpft an den dominanten Baustein weiterleitet und damit das ermittelte Ergebnis besser aussieht, als es in der Realität zu erwarten ist. In diesem Fall ist in diesem Bereich bedingt durch die Dämpfung des Störsignals sogar der maximale Störpegel von 36 dBm ohne Ausfall erreicht worden. Dies lässt zwei Schlussfolgerungen zu: Erstens ist im hier gezeigten Fall der dominante Zustand des sendenden Bausteins für die Charakteristik des Messergebnisses ausschlaggebend, zweitens entsteht durch den Einbruch der Übertragungsfunktion zwischen Speisepunkt und IC-Pin ein „blind spot“; ein Frequenzbereich, in dem der Messaufbau sozusagen „blind“ ist und den Baustein nicht

verlässlich bewerten kann. Dies lässt sich insbesondere im Vergleich mit dem Messergebnis der optimierten, entkoppelten Platine (Kap. 5.2) sehen, welches in Abb. 5.8 ebenfalls dargestellt ist. Dieses zeigt ein deutlich besseres Abbild des Bausteinverhaltens, wie auch später in den Simulationen noch gezeigt wird.

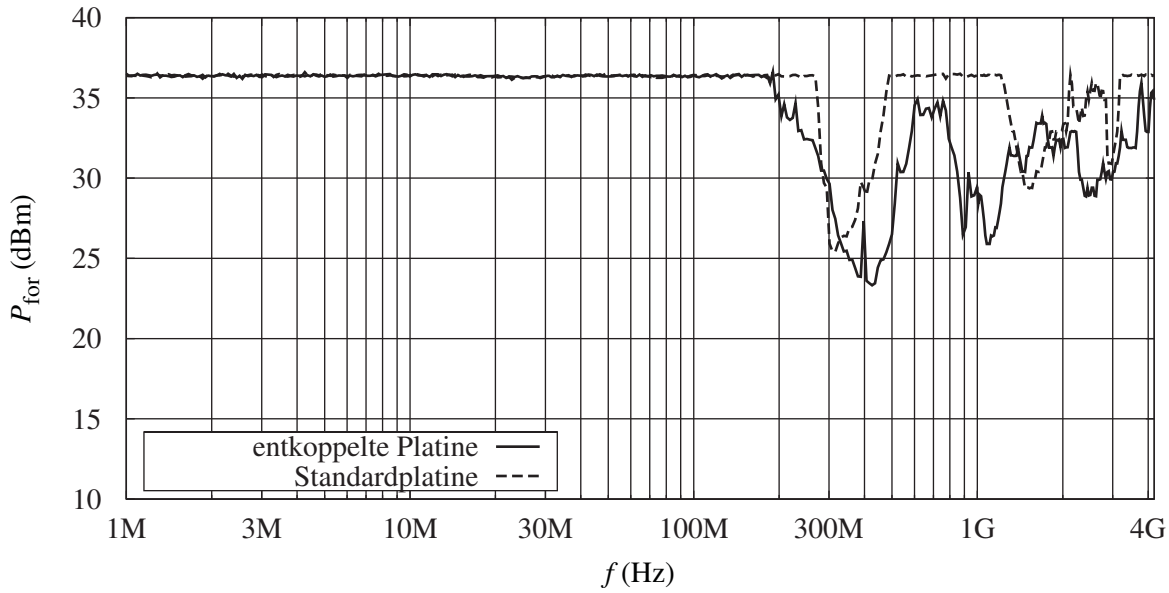


Abb. 5.8: Störfestigkeitsmessergebnis eines LIN-Transceivers (Baustein 3) auf den verschiedenen Prüfplatinen.

Dieses Verhalten des Messaufbaus ist aus der Charakterisierungsmessung im 50 Ω-System nicht erkennbar. Während die Streuparameter-Messung in Übereinstimmung mit der Simulation einen nutzbaren Frequenzbereich bis ca. 1 GHz vermuten ließ, muss nach den ersten Simulationen und Messungen unter realen Bedingungen davon ausgegangen werden, dass die Resonanzeffekte des Messaufbaus deutlich früher auftreten.

Ursachen der Frequenzbeschränkung des bisherigen DPI-Testsystems

Wie der obige Abschnitt gezeigt hat, ist die bisherige Standardplatine nur bedingt geeignet, bei hohen Frequenzen eine zuverlässige Aussage über die Störfestigkeit des zu prüfenden Bausteins zu machen. Die Ursache dieses Problems lässt sich zusammenfassend folgendermaßen beschreiben: Durch die Verwendung eines Systems von drei Teilnehmern entsteht bei höheren Frequenzen eine Beeinflussung der Übertragung der Störung an die einzelnen Teilnehmer [36, 49]. Hierbei wirken die Stichleitungen zu den rezessiven Teilnehmern am Sternpunkt des Busses wie ein Kurzschluss. Dadurch kann der sendende Teilnehmer, der sich im dominanten und damit niederohmigen Zustand befindet, nicht gestört werden. Die Übertragung der Störung zu diesem dominanten Teilnehmer wird durch die Serienresonanz der Leitungsinduktivität und der parasitären Kapazität der rezessiven Teilnehmer und den dadurch am Sternpunkt entstehenden Kurzschluss verhindert. Damit kann keine zuverlässige Aussage über die Störfestigkeit des sendenden (dominanten) Teilnehmers gemacht werden.

5.2 Optimierte kapazitive Störungseinkopplung

Ein möglicher Lösungsansatz der oben erläuterten Problematik ist die Verwendung einer Entkopplung zwischen dem zu prüfenden Baustein (unter der Annahme, der dominante IC1 sei der zu prüfende Baustein) und den anderen Transceiver-Bausteinen (die anderen Transceiver-Bausteine sollen nur der Funktionskontrolle des Bausteins 1 dienen). Das DPI-Ergebnis einer solchen Entkopplung ist in Abb. 5.8 bereits dargestellt, die Entkopplung selbst soll in diesem Kapitel näher untersucht werden.

Dieselben Betrachtungen, die an der bisherigen Platine gemacht wurden, werden nun an der optimierten Version, dem entkoppelten DPI-Board, durchgeführt. Dieses optimierte DPI-Board wurde im Rahmen dieser Arbeit entwickelt und aufgebaut. Zusätzlich ist ein Simulationsmodell des entkoppelten DPI-Boards mit den entsprechenden Leitungslängen und einem Modell der Entkopplung erarbeitet worden.

5.2.1 Optimiertes Board – Modellierung

Zur Optimierung der Störeinkopplung auf den LIN-Pin des Bustransceivers wird nun eine Entkopplung des zu störenden Busteilnehmers vom Restbus verwendet. Hierzu wird der Restbus über eine Entkoppelschaltung im Frequenzbereich ab 1 MHz vom zu störenden Baustein abgetrennt. Es ist zu beachten, dass das Bussignal selbst durch diese Entkoppelschaltung nicht gestört werden darf. Die entwickelte Schaltung besteht aus zwei Induktivitäten sowie einem Ferrit [50], der in der Simulation durch einen L-R-C-Parallelkreis nachgebildet wird. In Abb. 5.10 ist das komplette verwendete Modell des entkoppelten Boards zu sehen. Die Störungseinkopplung geschieht wiederum über eine Kapazität, $C_C = 4.7\,\mathrm{nF}$, die mit zusätzlicher parasitärer Induktivität, $L_C = 1\,\mathrm{nH}$, modelliert wird, wie in Abb. 5.1 dargestellt. Die Induktivitätswerte der beiden weiteren Bausteine betragen $L_1 = 100\,\mathrm{nH}$ und $L_2 = 10\,\mu\mathrm{H}$, wobei für den kleineren Induktivitätswert eine HF-taugliche Variante verwendet wird, deren Eigenresonanzfrequenz oberhalb von 1 GHz liegt [51]. Die Werte des L-R-C-Parallelkreises ergeben sich nach analytischer Bestimmung zu:

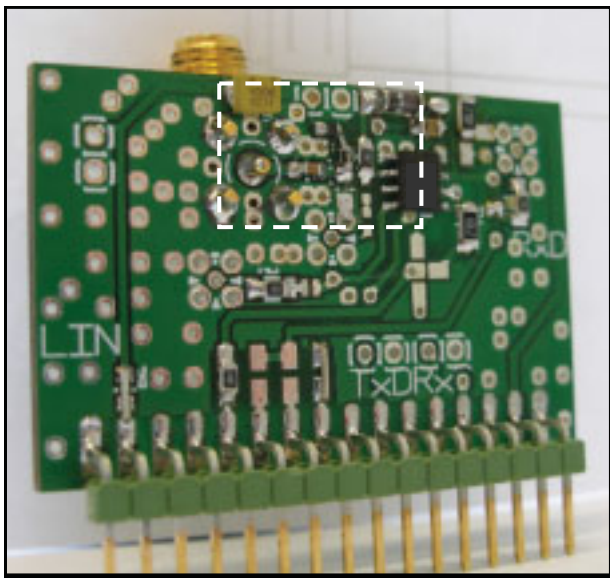


Abb. 5.9: Platine mit optimierter kapazitiver Störeinkopplung (eingerahmt).

$$R_{\mathrm{ESB,Ferrit}} = 1.8\,\mathrm{k\Omega}\,,\; L_{\mathrm{ESB,Ferrit}} = 2.24\,\mu\mathrm{H} \text{ und } C_{\mathrm{ESB,Ferrit}} = 0.716\,\mathrm{pF}\,.$$

Da, wie im Folgenden noch gezeigt wird, aufgrund der Entkopplung die Leitungslängen zu den weiteren Transceivern (IC2 und IC3) keinen Einfluss mehr auf die Störeinkopplung haben, wird ein geändertes Layout gewählt, um die Leitungslängen der Störeinkopplung

zum Prüfling (IC1) so kurz wie möglich zu gestalten. Hierbei wird jeder Transceiver-Baustein auf einer separaten Platine aufgebaut. Die drei Transceiver sind dann über eine Trägerplatine miteinander verbunden und bilden gemeinsam den Bus. Die Leitungslängen der optimierten kapazitiven Störeinkopplung sind im Simulationsmodell in Abb. 5.10 angegeben.

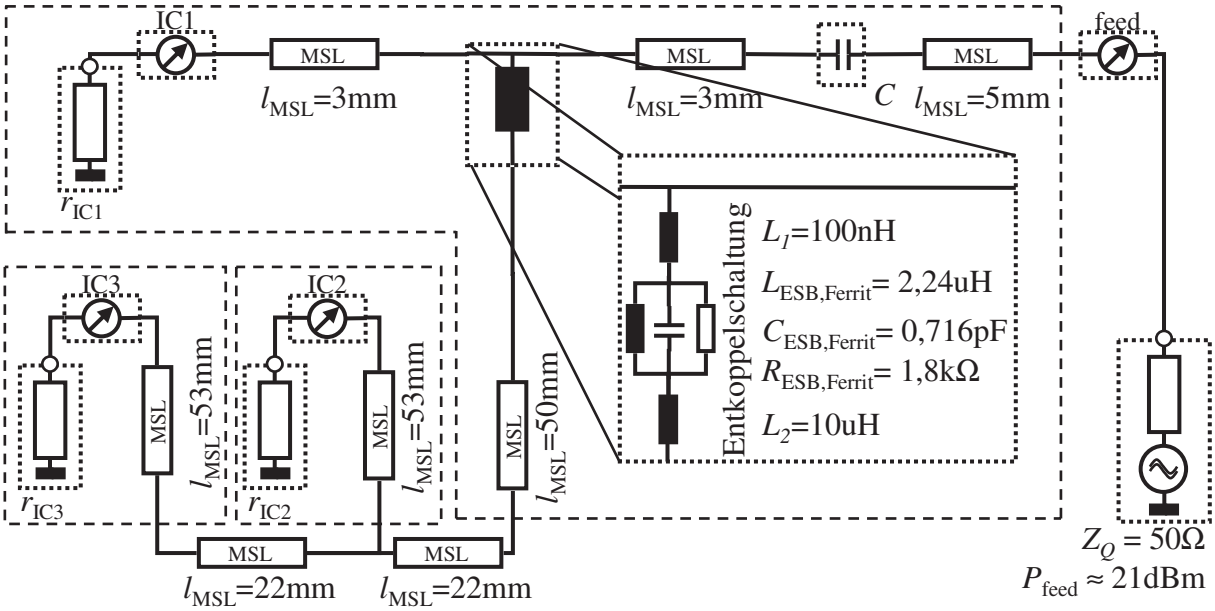


Abb. 5.10: Simulationsmodell der entkoppelten DPI-Platine. Auf der rechten Seite ist die Einspeisung des Störsignals angeordnet. Dieses wird über die kapazitive Kopplung (C) auf den IC1 geführt. Die weiteren Teilnehmer (IC2 und IC3) sind über die Entkoppelschaltung bei höheren Frequenzen vom Bus abgetrennt.

Verifikationsmessung

Um wiederum die Verifikation des Simulationsmodells sicherzustellen, sind in Abb. 5.11 Messung und Simulation der Stör-Leistungsübertragung im 50 Ω-System gegenübergestellt.

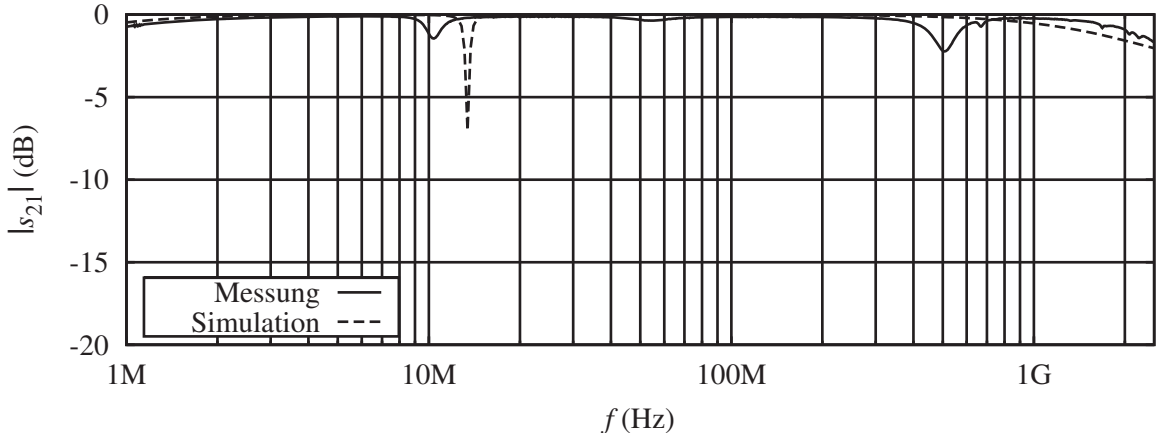
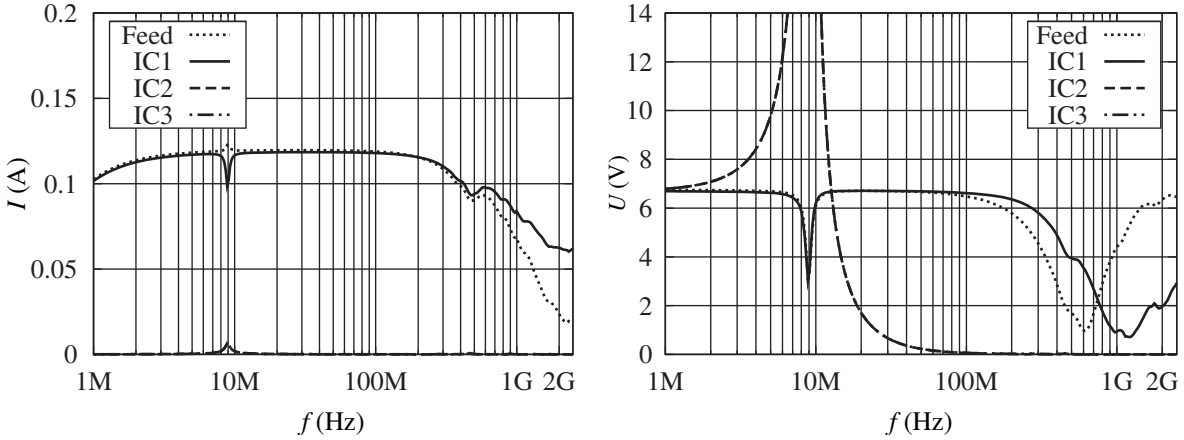


Abb. 5.11: Verifikationsmessung der Transmission der Platine mit Entkopplung.

Wie zu sehen, ist die Transmission bei dieser Variante im hohen Frequenzbereich deutlich besser als bei der Standardplatine in Abb. 5.2. Insbesondere der steile Abfall der Transmission bei 1 GHz ist nicht mehr zu finden, was zeigt, dass die Entkopplung der Stichleitungen wirkt. Sowohl Simulation als auch Messung zeigen jedoch einen Einbruch bei ca. 10 MHz, der durch die Entkopplung selbst verursacht wird. Ursache sind die Induktivitäten der Entkoppelschaltung, die mit den parasitären Kapazitäten an den Leitungsenden der Stichleitungen einen Serienschwingkreis bilden, der jetzt jedoch einen deutlich geringeren Einfluss hat, da er durch den Ferrit zusätzlich gedämpft wird. Es bleibt festzuhalten, dass Modell und Messung gut übereinstimmen.

5.2.2 Analyse der optimierten kapazitiven Einkopplung

Mit dem verifizierten Modell werden nun entsprechend Kapitel 5.1.2 wieder Strom, Spannung und Leistung bei Belastung der Leitungsenden mit realen Transceivermodellen bestimmt. Hierbei werden nur der Strom am dominanten Baustein bzw. die Spannung am rezessiven Baustein näher betrachtet, da hier eine Verbesserung des Einkoppelverhaltens der Schaltung zu erwarten ist.



(a) dominanter IC mit zwei rezessiven ICs

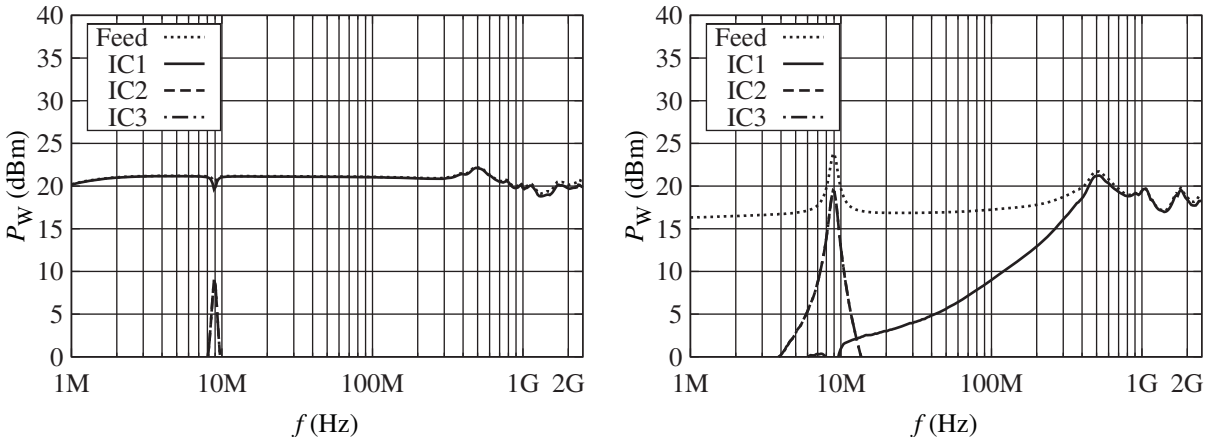
(b) drei rezessive ICs

Abb. 5.12: Strom und Spannung am entkoppelten DPI-Board. Das Maximum der auftretenden Resonanz liegt im Fall der drei rezessiven ICs bei 52 V.

Abb. 5.12(a) zeigt die an den drei Teilnehmern entstehenden Ströme bei optimierter Einkopplung. Deutlich zu sehen ist, dass der Betrag des Stromes am dominanten Teilnehmer – wie in Abb. 5.3(a) – etwa 120 mA beträgt. Dieser Wert bleibt bis ca. 200 MHz konstant und sinkt dann langsam ab. Nachteilig wirkt sich die Entkopplungsschaltung bei ca. 9 MHz aus, da hier ein Einbruch des Stroms an IC1 von ca. 10% zu erkennen ist. Ursache ist die Serienschaltung der Entkoppelinduktivitäten (10 μH) und der Eingangskapazität (je IC $\approx$ 10 pF) der Transceiver hinter der Entkoppelschaltung. Ein detaillierter direkter Vergleich der bei den verschiedenen Varianten entstehenden Ströme und Spannungen am Prüfling folgt am Ende dieses Kapitels in Abschnitt 5.4.

Bei Betrachtung der Spannungen am entkoppelten DPI-Aufbau in Abb. 5.12(b) ist zu sehen, dass unterhalb der Resonanzfrequenz an allen Teilnehmern dieselbe Spannung anliegt, oberhalb der Resonanzfrequenz die Entkopplung wirkt und die Spannung ausschließlich an IC1 anliegt. An der Resonanzstelle selbst ist eine deutliche Resonanzüberhöhung zu sehen. Diese ist in der Resonanzbedingung begründet, für die die Spannung am kapazitiven Element des Spannungsteilers von L und C gegen unendlich strebt. Ansonsten sind oberhalb von 200 MHz wieder die parasitären Effekte des Prüflings zu erkennen.

Wird nun schließlich die an den Bausteinen entstehende Störleistung (Wirkleistung) in Abb. 5.13 betrachtet, so ist zu erkennen, dass der zuvor (Abb. 5.7(b)) vorhandene Einbruch der Wirkleistung am dominanten Baustein nun unterdrückt wird. Ebenso ist in Abb. 5.13(b) zu erkennen, dass nun selbst im Fall von drei rezessiven Teilnehmern die Wirk-Störleistung ausschließlich von IC1 aufgenommen wird. Ausnahme ist die Resonanz der Entkoppelschaltung bei 9 MHz, bei der im Fall dreier rezessiver Teilnehmer die beiden entkoppelten Teilnehmer durch die ausgeprägte Spannungsüberhöhung einen Großteil der Stör-Wirkleistung aufnehmen.



(a) dominanter IC mit zwei rezessiven ICs

(b) drei rezessive ICs

Abb. 5.13: Wirkleistung am entkoppelten DPI-Board, Baustein 2.

5.2.3 Eigenschaften der kapazitiven Einkopplung

Die obigen Abschnitte dieses Kapitels haben gezeigt, dass durch die optimierte kapazitive Einkopplung eine deutliche Erweiterung des Frequenzbereichs dieses Messverfahrens erreicht werden kann. Insbesondere die Wirkleistung am Prüfling bleibt nun im ganzen Frequenzbereich unbeeinflusst von den Eigenschaften des Prüfaufbaus. In Abb. 5.13(a) zeigt sich besonders schön, dass bei guter Auslegung der Störeinkopplung die Wirkleistung am Pin des dominanten Bausteins genau der eingespeisten Vorwärtsleistung von $P_{\text{for}} = 21\,\text{dBm}$ entspricht. Damit kann der Bereich, in dem eine verlässliche Prüfung des Bauteils stattfindet, bis oberhalb von 1 GHz ausgedehnt werden. In diesem Bereich gilt auch, dass die indirekte Störgröße (die Vorwärtsleistung am Eingang der Platine) nahezu identisch zur direkten Störgröße (der Wirkleistung am Pin des Bausteins) ist. In der

Praxis ist jedoch zu beachten, dass dies nur mit sehr viel Sorgfalt bei der Erstellung des Messaufbaus zu erreichen ist.

Trotz der Optimierung der Störungseinspeisung weist die direkte kapazitive Kopplung eine systematische Einschränkung des Messverfahrens auf. Obwohl am dominanten Prüfling eine breitbandigen Aufnahme der Wirkleistung erreicht wird, sinken sowohl der Strom am dominanten als auch die Spannung am rezessiven zu störenden Baustein bereits bei 200 MHz ab. Ursache hierfür ist die Kombination der parasitären Elemente des Bausteins und des 50 Ω-Innenwiderstands der bei der DPI-Störfestigkeitsmessung verwendeten Quelle. In der Praxis ist jedoch keine Störquelle mit konstantem Innenwiderstand gegeben. Wie in Kapitel 4.7 ermittelt, ist der Innenwiderstand der Ersatz-Störquelle deutlichen Schwankungen unterworfen, so dass der Prüfling in der Realität sowohl hochohmige als auch niederohmige Ersatz-Störquellen sieht. Damit bleibt die kapazitive Einkopplung zur Bauteil-Prüfung auf Chip-Ebene nur ein Ausschnitt der Realität, da hier der Quellwiderstand der Störquelle durch den Innenwiderstand der Quelle auf 50 Ω festgesetzt ist. Ebenso ist zu erkennen, dass der rezessive Baustein im unteren Frequenzbereich durch die deutliche Fehlanpassung keine Wirkleistung von der Störquelle aufnimmt.

5.3 Induktive Störeinkopplung

Die induktive Störeinkopplung soll eine Ergänzung der kapazitiven Störeinkopplung zur Bauteil-Prüfung auf Chip-Ebene darstellen. Sie wird im Folgenden aus der auf Systemebene bekannten BCI-Methode hergeleitet und dann mit der bisherigen kapazitiven Einkopplung verglichen. Im Folgenden wird die induktive Störeinkopplung auch als DCI-Verfahren betitelt (Direct Current Injection).

5.3.1 Stromeinspeisung – die BCI-Methode

Wie Abb. 5.14 zeigt, wird bei der BCI-Methode über die Stromzange oder Koppelzange [52] ein Störstrom $I_{\mathrm{Stör}}$ in die Leitung des zu prüfenden Systems induziert. Im Fall des LIN-Bussystems ist die Leitung eine einfache Eindrahtleitung. Hierbei wird ein Stromkreis zwischen den beiden zu untersuchenden Komponenten (hier Tor 1 und Tor 2) erzeugt, und es fließt der Strom sowohl auf der Leitung selbst als auch im zugehörigen Masse-Rückleiter, der typischerweise von der Massefläche gebildet wird.

Zur Charakterisierung des BCI-Verfahrens wird jedoch nicht der Störstrom verwendet, sondern eine Transmissionsmessung, die das Verhältnis der in die Stromzange eingespeisten Leistung zur an den Leitungsabschlüssen ankommenden Leistung bestimmt. Diese ist in Abb. 5.14 dargestellt. Zunächst wird für einen typischen BCI-Messaufbau mit einer Gesamtleitungslänge von $l_{\mathrm{BCI}} = l_{\mathrm{BCI,1}} + l_{\mathrm{BCI,2}} = 2000\,\mathrm{mm}$ das Verhältnis der eingespeisten Störleistung an Tor 3 (an der Stromzange) zu der an Tor 1 (naher Anschluss) ankommenden Leistung betrachtet.

Die Analyse dieses Aufbaus zeigt eine deutliche Variation der Übertragung der eingespeisten Störleistung über der Frequenz – sowohl bei der Messung, als auch bei der Simulation. Ursache für dieses Resonanzverhalten ist die Fehlanpassung des Systems an

den Leitungsenden. Für den typischen BCI-Aufbau ($h_{\mathrm{BCI}} = 50\,\mathrm{mm}$, $d_{L,\mathrm{BCI}} = 1.13\,\mathrm{mm}$ und $\varepsilon_r \approx 1$) ergibt sich hier ein Wellenwiderstand von [26] ca. $300\,\Omega$:

$$Z_L = \frac{120 \cdot \pi}{2} \cdot \frac{\operatorname{arcosh}\left(\dfrac{2 \cdot h_{\mathrm{BCI}}}{d_{\mathrm{L,BCI}}}\right)}{\pi \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \;=\; 311\,\Omega\,. \tag{5.2}$$

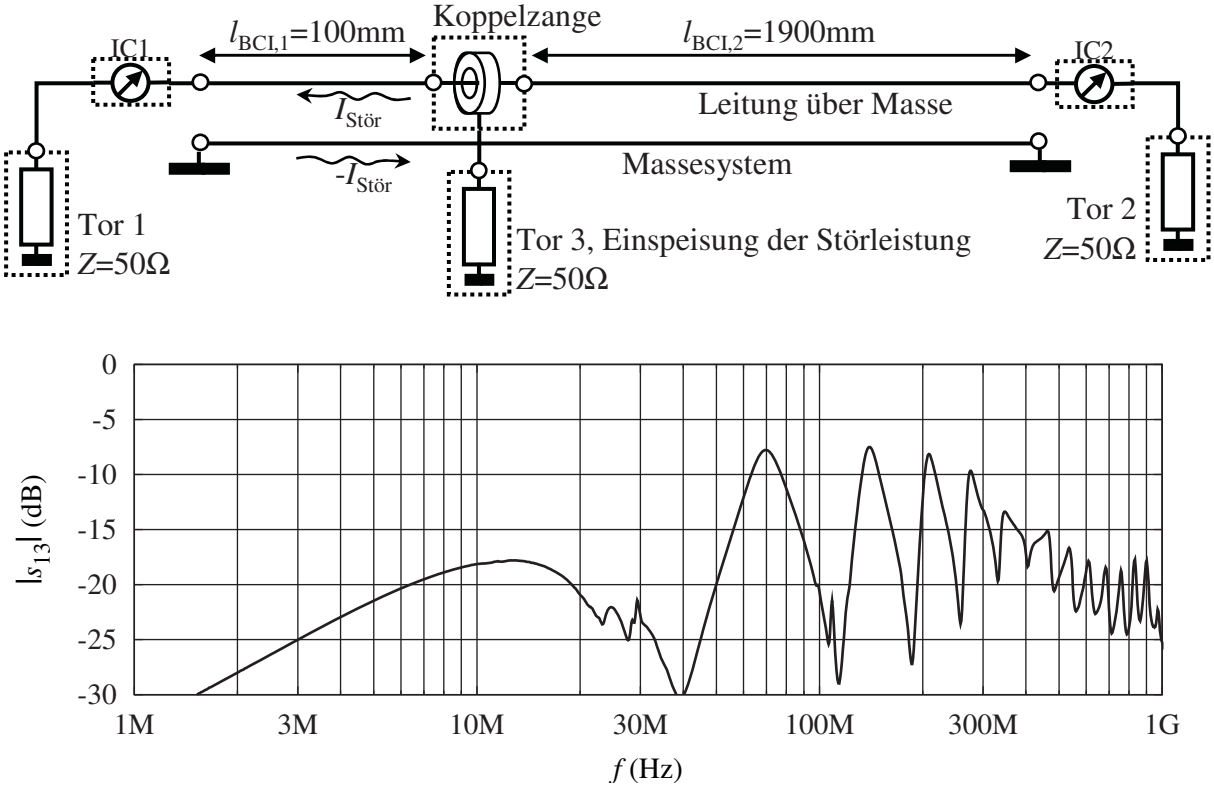


Abb. 5.14: Das BCI-Messverfahren. Aufbau und Transmission im 50 Ω-System.

Dieser Wellenwiderstand, auf den der Störstrom eingeprägt wird, findet an den Leitungsenden typischerweise hoch- oder niederohmige Prüflinge vor, die eine Reflexion und daraus resultierende Stehwellen verursachen. Diese Stehwellen führen dazu, dass – abhängig von der Frequenz – die am Leitungsende gemessene Störleistung um mehr als 20 dB variiert. Zusätzlich ist in Abb. 5.14 die Frequenzcharakteristik der Koppelzange überlagert, die nur im Bereich von ungefähr 10 MHz bis 500 MHz optimal wirkt. Außerhalb dieses Frequenzbereichs ist die eingekoppelte Leistung deutlich geringer. Dies zeigt, dass bei diesem Aufbau die am Prüfling entstehende Störleistung bzw. Störspannung deutlich variieren kann.

Zur Stromeinspeisung über Zangen sind bereits von Zwemke [53], Spadicini et al. [40] oder auch Pignari et al. [43] verschiedene Untersuchungen und Abwandlungen des Messverfahrens vorgeschlagen bzw. durchgeführt worden. Diese beruhen jedoch im Wesentlichen darauf, an verschiedenen Stellen oder an mehreren Stellen gleichzeitig einzukoppeln,

gehen aber weiterhin davon aus, dass die Leitungslänge des zu prüfenden Systems festliegt und nicht geändert wird. Im Folgenden ist eine weitere Möglichkeit beschrieben, um das BCI-Verfahren zu einem systemunabhängigen Prüfverfahren weiterzuentwickeln, das gezielt die Leistung an einem der Enden der Leitung konzentriert.

Verkürzung des Strompfades

Das vorherige Kapitel macht deutlich, dass die Leitung zwischen den beiden Anschlüssen einen frequenzabhängigen Koppelfaktor darstellt. Deshalb soll nun dieser Stromkreis zwischen Tor 1 und Tor 2 ergänzt bzw. wirkungslos gemacht werden, um an einem der Anschlüsse einen frequenzunabhängigen Störstrom erzeugen zu können. Hierzu ist es nötig, dem induzierten Strom eine Möglichkeit zu geben, einen kürzeren Stromkreis zu bilden. Dies wird durch eine zusätzliche Kapazität ermöglicht, die dem Strom den Umweg über den entfernten Anschluss erspart [54]. Da durch die verwendete Kapazität die Störleistung auf einen Busteilnehmer konzentriert ist, ist diese Variante kein Prüfverfahren auf System-Ebene mehr, sondern ein Prüfverfahren auf Chip-Ebene.

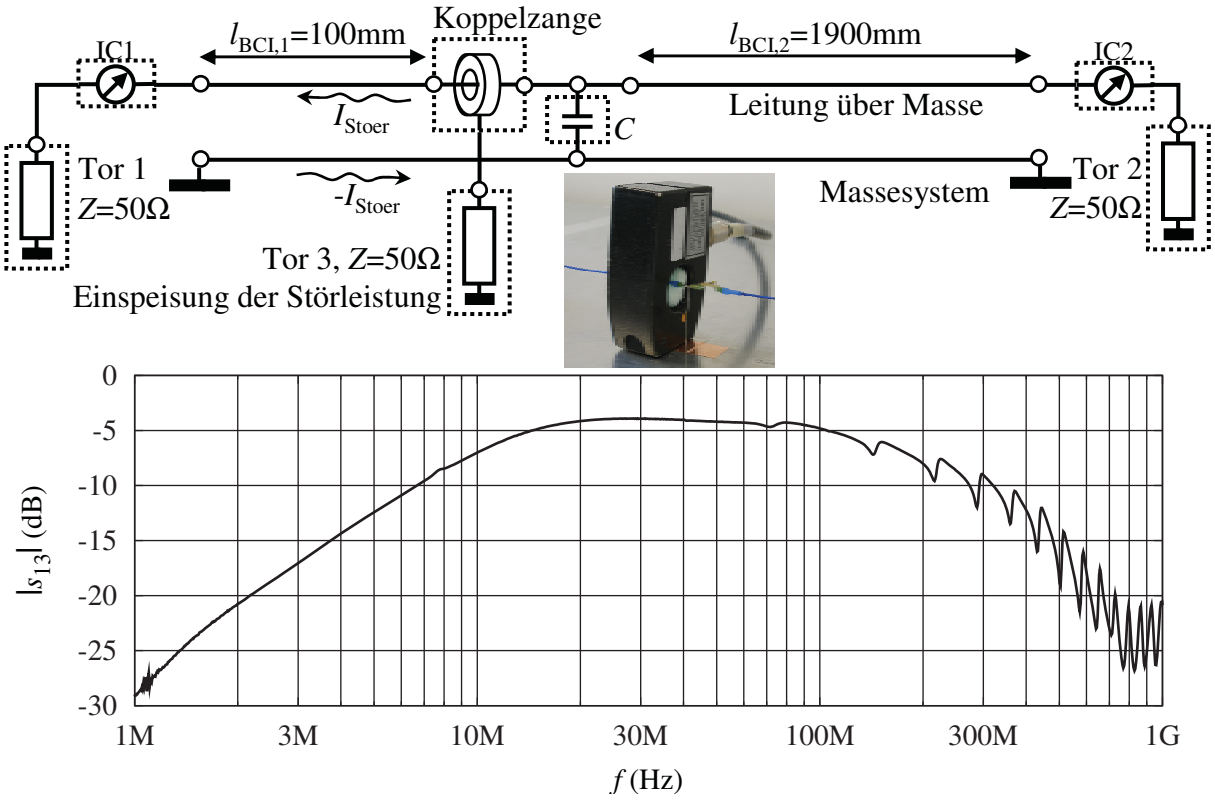


Abb. 5.15: Optimierte BCI-Einkopplung. Verkürzung des Strompfades durch eine zusätzliche Kapazität nach der Koppelzange. Im Bild ist die Koppelzange sowie die Kapazität zu sehen.

Wie bereits zuvor bei der kapazitiven Kopplung wird für die Kapazität ein Wert von $C_C = 4.7\,\text{nF}$ verwendet. Durch den Aufbau ist jedoch in diesem Fall eine Strecke von $h_{\text{BCI}} = 50\,\text{mm}$ (Höhe der Leitung über Masse) zu überbrücken, was eine parasitäre Induktivität von ca. 50 nH verursacht. In Abb. 5.15 ist der optimierte Aufbau zu sehen,

der durch die zusätzliche Kapazität (C) den Weg des Stromes stark verkürzt. Es sind jedoch noch deutliche Einflüsse des entfernten Bausteins zu erkennen, da immer noch ein Teil des Stroms über diesen fließt und dessen Resonanzverhalten eine Welligkeit auf der Übertragungsfunktion erzeugt. Insbesondere bei höheren Frequenzen wirkt bedingt durch den ausgedehnten Aufbau die parasitäre Induktivität der Kapazität C, so dass der Anteil des über den entfernten Anschluss fließenden Stromes sich erhöht. Zusätzlich kann der Strom über diesen Weg noch durch eine Entkopplung, entsprechend der in Kapitel 5.2 dargestellten Schaltung aus Induktivitäten und einem Ferrit, weiter reduziert werden. Jedoch würde selbst dann bei hohen Frequenzen ein Absinken der Übertragung erkennbar sein, da durch die Verkürzung des Strompfades von $l_{\mathrm{BCI}} = 2000\,\mathrm{mm}$ auf $l_{\mathrm{BCI,1}} = 100\,\mathrm{mm}$ die erste Nullstelle von ca. 37.5 MHz auf ca. 750 MHz verschoben würde, diese aber immer noch innerhalb des untersuchten Frequenzbereichs liegt.

Miniaturisierung durch Verwendung eines breitbandigen Übertragers

Die logische Fortführung der dargestellten Optimierung der BCI-Methode ist die Miniaturisierung des Aufbaus. Dies bedeutet eine zusätzliche Erweiterung des Frequenzbereichs durch Reduktion der parasitären Effekte. Möglich ist dies jedoch nur, wenn die Bauteile des Prüfaufbaus auf eine einzelne Platine konzentriert werden. Hierbei ist insbesondere die Koppelzange durch einen geeigneten Baustein zu ersetzen – einen möglichst breitbandigen Übertrager. Die weiteren auf der Platine zu integrierenden Bausteine sind die Kapazität sowie die optionale Entkoppelschaltung. Diese Platine soll im Folgenden vorgestellt und ihr Verhalten analysiert werden.

5.3.2 Platine zur induktiven Stromeinspeisung

Bei der hier vorgeschlagenen Stromeinspeisung wird derselbe Aufbau verwendet wie bei der bereits bekannten kapazitiven Einkopplung, einzig die zur Störeinkopplung verwendete Schaltung wird variiert. Wieder werden drei einzelne Platinen auf einem Trägerboard zu einem Bus verbunden, wie bereits in Kapitel 5.2 beschrieben. Das Simulationsmodell dieses Aufbaus ist in Abb. 5.17 dargestellt. Im Unterschied zur kapazitiven Einkopplung wird bei der direkten Stromeinspeisung jedoch nicht über eine Kapazität eingespeist, sondern ein breitbandiger Übertrager verwendet. Dieser Übertrager erzeugt durch induktive Kopplung einen Störstrom auf der Busleitung. Hierbei wird durch den mit Störung beaufschlagten Primärkreis ein Störstrom im Sekundärkreis des Übertragers erzeugt. Der Sekundärkreis

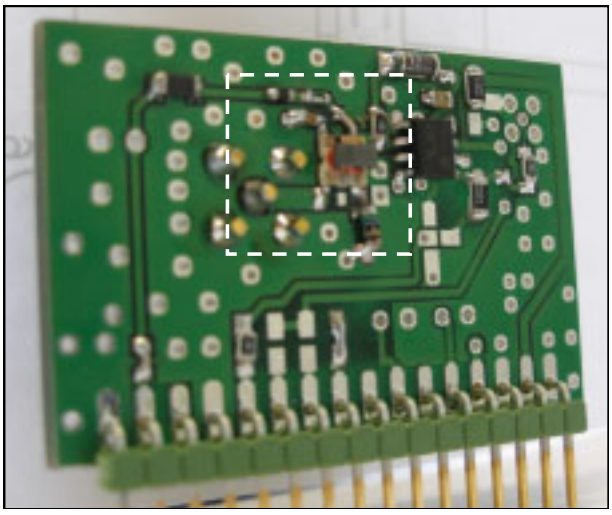


Abb. 5.16: Platine mit optimierter induktiver Störeinkopplung (eingerahmt).

des Übertragers wird in die Busleitung direkt vor dem Transceiver eingebunden, und der durch den Übertrager erzeugte Störstrom soll nun direkt auf den zu prüfenden Baustein wirken. Die entwickelte Platine ist in Abb. 5.16 abgebildet.

5.3.3 Modellierung der induktiven Störeinspeisung

Abb. 5.17 zeigt das zur Analyse der induktiven Störeinkopplung verwendete Simulationsmodell. Die relevanten Leitungslängen – insbesondere zwischen Einkopplung und Baustein – sind identisch denen der optimierten kapazitiven Einkopplung. Die restlichen Leitungen wurden so kurz wie möglich gestaltet. Die Längen sind in Abb. 5.17 dargestellt. Als Übertrager ist ein möglichst breitbandiger Baustein sinnvoll, in diesem Fall wurde der *ETC1-1-13* des Herstellers *M/A-Com* [55] gewählt. Dieser weist ein Übersetzungsverhältnis von $T = 1$ auf und arbeitet laut Datenblatt im Frequenzbereich von 5 MHz bis 3000 MHz. Zur Simulation wurden die 4-Tor-Streuparameter des Bausteins vermessen und in die Simulation eingebunden. Zur primärseitigen Anpassung ist auf der Platine zusätzlich ein Terminierungswiderstand $R_T = 50\,\Omega$ vorhanden.

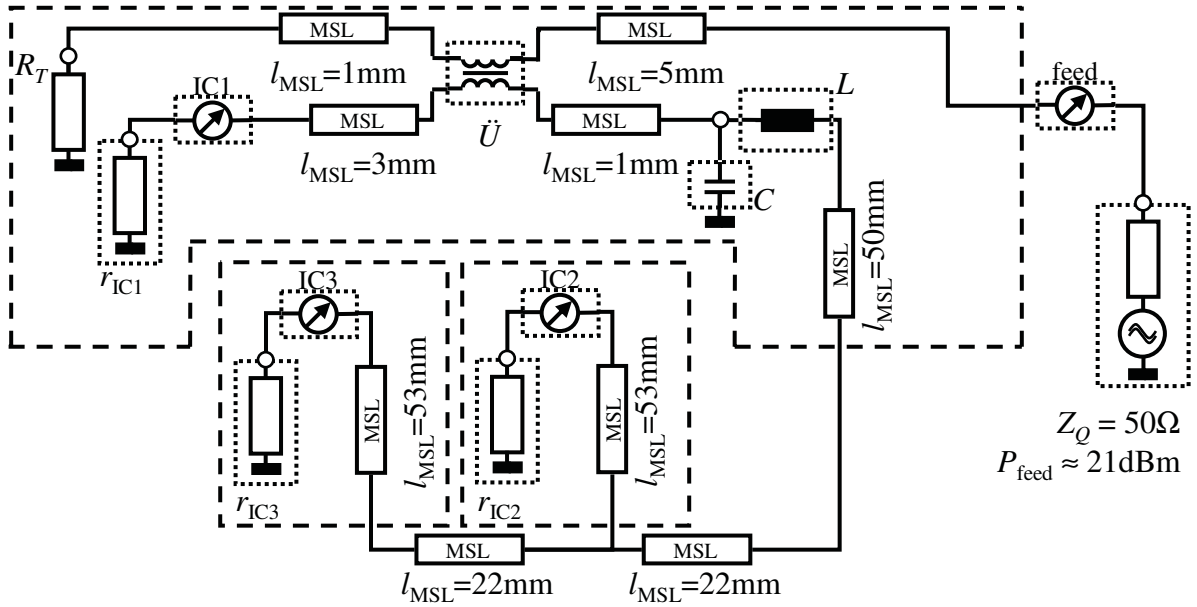
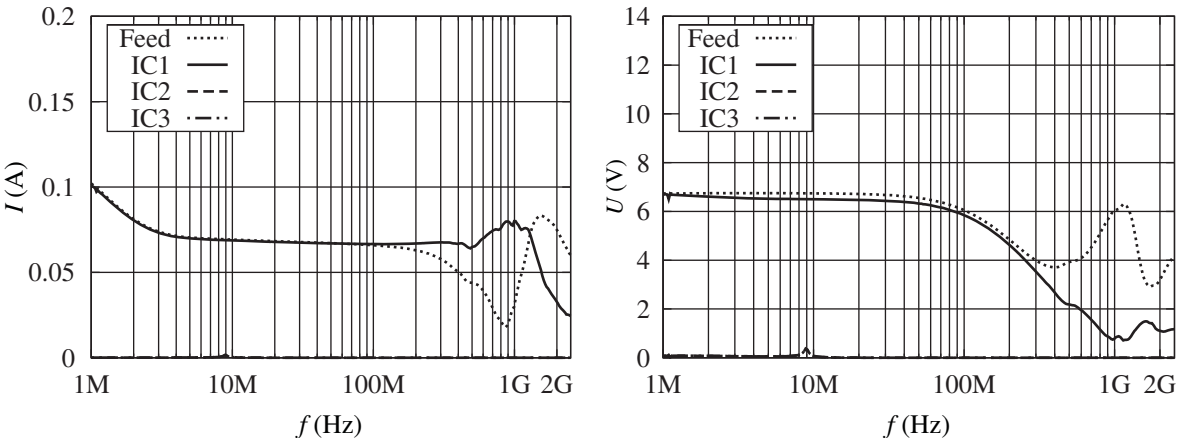


Abb. 5.17: Modellierung der induktiven Störeinkopplung. Auf der rechten Seite ist die Einspeisung der Störung aus dem 50 Ω-System zu sehen. Die Vorwärtsleistung beträgt $P_{\text{feed}} \approx 21\,\text{dBm}$. Im oberen Teil ist der Übertrager $\ddot{U}$ zu sehen, über den die Störung an den zu prüfenden Baustein (IC1) geführt wird. Nach unten hin ist Entkopplung (L und C) zu sehen, die die anderen Bausteine (IC2 und IC3) im zu prüfenden Frequenzbereich vom Aufbau abtrennt.

5.3.4 Analyse der induktiven Störeinspeisung

Auf Basis des Simulationsmodells der induktiven Störeinspeisung werden nun für das verwendete Platinenlayout in der Analyse die am Baustein entstehenden Ströme und

Spannungen sowie die daraus resultierende Wirkleistung bestimmt. Hierbei wird wieder eine Vorwärtsleistung von 21 dBm in das System eingespeist. Abb. 5.18(a) zeigt die bei dieser Anordnung entstehenden Ströme im Fall zweier rezessiver Bausteine und eines dominanten Prüflings. Es ist zu sehen, dass der am dominanten Baustein entstehende Strom von etwa 4 MHz bis 1.2 GHz relativ konstant ist, jedoch im Vergleich zur kapazitiven Einkopplung in Abb. 5.12(a) nur die halbe Amplitude aufweist. Ursache hierfür ist der zusätzliche Terminierungswiderstand R_T, der den größten Teil der Störleistung aufnimmt. Wird dieser Terminierungswiderstand kurzgeschlossen, erhöht sich der Strom am Übertrager und damit auch am Prüfling und entspricht dann exakt dem Wert der kapazitiven Einkopplung. Dies lässt sich bei Annahme eines idealen Übertragers wie folgt erklären: Da die primärseitige Störungsquelle ins Sekundärsystem übertragen werden kann, lässt sich leicht erkennen, dass durch den zusätzlichen Terminierungswiderstand nun ein Quellinnenwiderstand von insgesamt $Z_Q = 100\,\Omega$ vorhanden ist. Da jedoch der Prüfling derselbe bleibt, ändern sich somit sowohl die entstehenden Ströme am dominanten Prüfling als auch das Tiefpassverhalten des Gesamtaufbaus mit rezessiven Prüflingen. Dies wird in Kapitel 5.4 nochmals genau dargestellt.



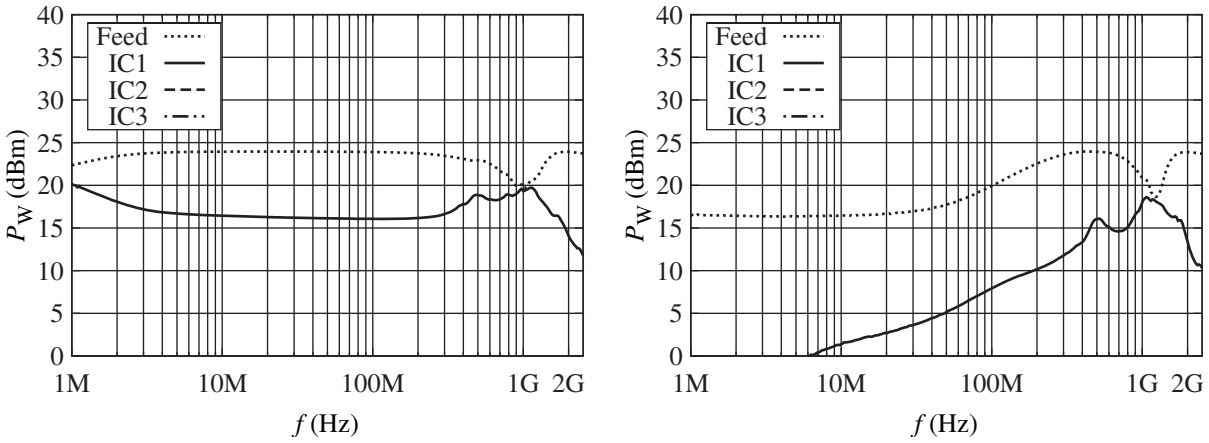
(a) dominantes IC mit zwei rezessiven ICs

(b) drei rezessive ICs

Abb. 5.18: Strom bzw. Spannung am entkoppelten DCI-Board.

Diese Eigenschaften der induktiven Störeinkopplung sind auch bei der entstehenden Spannung, die in Abb. 5.18(b) dargestellt ist, zu sehen. In diesem Fall ist jedoch die Stör-Spannung der induktiven Einkopplung am rezessiven Transceiver bis ca. 100 MHz identisch zur Störspannung bei kapazitiver Einkopplung. Es tritt keine Differenz der entstehenden Störung auf, wie es bei den Strömen am dominanten Baustein zu erkennen ist. Die Ursache hierfür ist in diesem Fall der hochohmige Prüfling, für den beide Stör-Quellen relativ niederohmig sind, so dass sich die entstehenden Spannungen kaum unterscheiden. Jedoch wirkt die Kombination von Quellinnenwiderstand (hier 100 Ω statt 50 Ω) und parasitären Elementen des Prüflings bereits bei geringeren Frequenzen als Tiefpass, so dass hier bereits ab ca. 100 MHz ein deutliches Absinken der Spannung zu sehen ist, während bei kapazitiver Einkopplung erst ab etwa 300 MHz ein Absinken der Stör-Spannung zu sehen ist.

Abschließend soll in Abb. 5.19 noch die am Baustein entstehende Wirkleistung betrachtet werden. Wieder sieht man im Fall des dominanten Prüflings eine um 6 dB geringere Wirkleistung. Durch die Verdopplung des Quellwiderstandes der Ersatz-Störquelle ist die Wirkleistung am Prüfling um diese 6 dB reduziert, wobei in diesem Fall die Wirkleistung im gesamten Frequenzbereich von 1 MHz bis 2 GHz innerhalb einer Schwankungsbreite von 15 dBm bis 21 dBm liegt.



(a) dominantes IC mit zwei rezessiven ICs

(b) drei rezessive ICs

Abb. 5.19: Wirkleistung am entkoppelten DCI-Board, Baustein 2.

Für den rezessiven Prüfling kann aus Abb. 5.19(b) ein konstanter Anstieg der Wirkleistung am Prüfling festgestellt werden, der auf eine zunehmende Anpassung des Prüflings an die niederohmige Quelle hindeutet. Dies ist durch die Abnahme der Impedanz durch die parasitären Effekte des Bausteins verursacht.

Ebenfalls ist festzustellen, dass auch in diesem Fall die Entkopplung wirkt. Im gesamten Frequenzbereich liegt die Wirkleistung die an den Bausteinen 2 und 3 entsteht unterhalb von 0 dBm. Selbst die in Abb. 5.13 noch auffällige Resonanz bei 9 MHz ist nicht mehr vorhanden.

5.3.5 Einfluss des Übertragers auf Strom und Spannung am IC

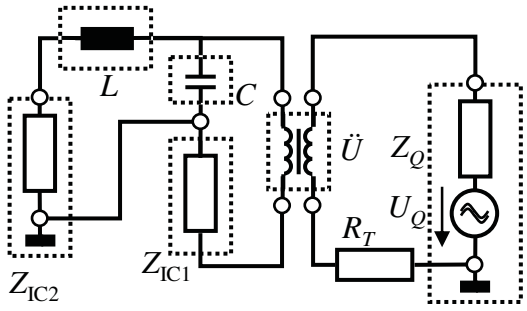


Abb. 5.20: Schaltbild der induktiven Störeinkopplung.

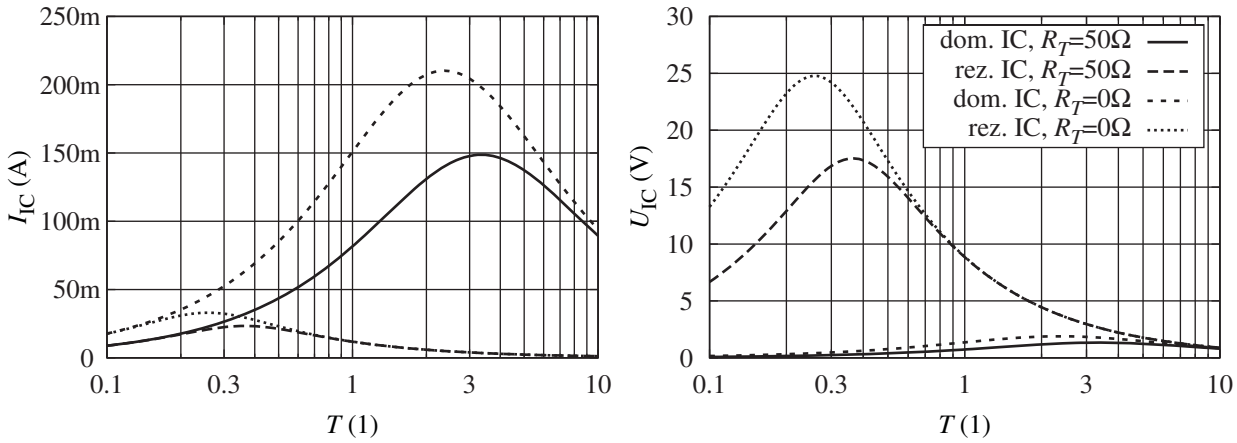
Da zur messtechnischen Analyse der Schaltung nur ein breitbandiger Übertrager mit einem Übersetzungsverhältnis von $T = 1$ vorhanden war, ist der Abschluss dieses Abschnitts eine rein analytische Betrachtung der durch Variation des Übersetzungsverhältnisses entstehenden Möglichkeiten. Hierbei wird der in Abb. 5.17 dargestellte Übertrager durch einen idealen Übertrager mit variablem Übersetzungsverhältnis ersetzt. Das vereinfachte Schaltbild des Aufbaus ist in Abb. 5.20 dargestellt. Hierbei wur-

de ein idealer Übertrager mit einem Übersetzungsverhältnis von T verwendet, dessen Primärkreis mit Störquelle (Z_Q) und Abschlusswiderstand R_T verbunden ist. Der Sekundärkreis gibt die Störung an den Prüfling (Z_{IC1}) weiter, und der Kondensator (C_C) bildet den Rückweg des Stromkreises. Der weitere Aufbau, der durch Z_{IC2} angedeutet ist, kann bei den folgenden Überlegungen vernachlässigt werden, da er durch L entkoppelt ist. Der am Prüfling entstehende Strom I_{IC1} und die Spannung U_{IC1} können analytisch bestimmt werden:

$$I_{IC1} = \frac{U_Q}{\frac{Z_Q+R_T}{T} + T \cdot (Z_{IC1} + j \cdot 2\pi \cdot f \cdot C_C)}\,, \tag{5.3}$$

$$U_{IC1} = Z_{IC1} \cdot I_{IC1} = Z_{IC1} \cdot \frac{U_Q}{\frac{Z_Q+R_T}{T} + T \cdot (Z_{IC1} + j \cdot 2\pi \cdot f \cdot C_C)}\,. \tag{5.4}$$

Dieser einfache Verlauf von Strom- und Spannungsamplituden ist in Abb. 5.21 über dem Übersetzungsverhältnis T des Übertragers aufgetragen. Für zwei verschiedene Werte des Terminierungswiderstandes R_T wird nun wieder eine Störleistung von 21 dBm ($U_Q \approx 6.3\,\mathrm{V}$) in das Systems eingespeist, und es ergeben sich die in Abb. 5.21 dargestellten Ströme und Spannungen. Hierbei wird beispielhaft eine Frequenz des Störsignals von $f = 30\,\mathrm{MHz}$ verwendet.



(a) Strom (b) Spannung

Abb. 5.21: Strom und Spannung am Prüfling in Abhängigkeit des Übersetzungsverhältnisses T des Übertragers bei $f = 30\,\mathrm{MHz}$.

Zuerst sei hier darauf verwiesen, dass bei einem Übersetzungsverhältnis $T = 1$ und einem Terminierungswiderstand $R_T = 50\,\Omega$ die aus Abb. 5.21 abzulesenden Werte für Strom ($\approx 70\,\mathrm{mA}$) und Spannung ($\approx 7\,\mathrm{V}$) am Prüfling gut mit den Simulationen aus Abb. 5.18(a) und 5.18(b) übereinstimmen. Weiterhin zeigt sich, dass durch den Terminierungswiderstand der bei einem Übersetzungsverhältnis von $T = 1$ entstehende Strom verringert wird, dies aber an dieser Stelle auf die Spannung keinen Einfluss hat. Bei der Spannung kann in diesem Fall erst bei einem Übersetzungsverhältnis von $T < 0.4$ eine verringerte Spannung festgestellt werden. Diese Reduktion des Stroms liegt an der

durch den Widerstand aufgenommenen Störleistung, die nicht mehr ins System eingespeist werden kann. Aus diesem Grund kann davon ausgegangen werden, dass die für eine Übersetzungsverhältnis von $T = 1$ optimale Variante der induktiven Einkopplung mit einem Terminierungswiderstand von $R_T = 0\,\Omega$ zu realisieren ist. Um die Wirksamkeit der induktiven Störeinkopplung mit der kapazitiven Störeinkopplung direkt vergleichen zu können, ist im folgenden Kapitel zusätzlich zu den bisher betrachteten Varianten die induktive Kopplung ohne Terminierungswiderstand ($R_T = 0\,\Omega$) dargestellt.

Wie weiterhin zu sehen ist, kann durch ein Übersetzungsverhältnis zwischen $T = 1$ und $T = 6$ ein hoher Strom ($> 150\,\mathrm{mA}$) am dominanten Prüfling erzeugt werden. Ursache dieses Effektes ist der Quellwiderstand der Ersatz-Störquelle, die der Prüfling „sieht“. Dieser kann durch das Übersetzungsverhältnis variiert werden. Wird ein sehr kleines Übersetzungsverhältnis gewählt, dann „sieht“ der Prüfling eine hochohmige Ersatz-Störquelle. In diesem Fall begrenzt der Quellinnenwiderstand den Störstrom, und unabhängig vom Zustand des Bausteins ergibt sich ein geringer Störstrom. Dies ist in Abb. 5.21(a) für ein Übersetzungsverhältnis von $T < 1$ zu sehen. Im Fall eines Übersetzungsverhältnisses von $T > 1$ ist die Ersatz-Störquelle aus Sicht des Prüflings niederohmig, so dass sich abhängig vom Zustand des Prüflings ein starker Störstrom einstellen kann. Ebenso gelten diese Aussagen für die entstandenen Spannung, wobei hier ein Übersetzungsverhältnis von $T < 1$ zu einer hochohmigen Quelle führt, so dass die Spannung hier vom Zustand des Bausteins abhängt, während ein Übersetzungsverhältnis von $T > 1$ zu einer niederohmigen Ersatz-Störquelle führt, die keine starke Störspannung auf einen Prüfling einprägen kann.

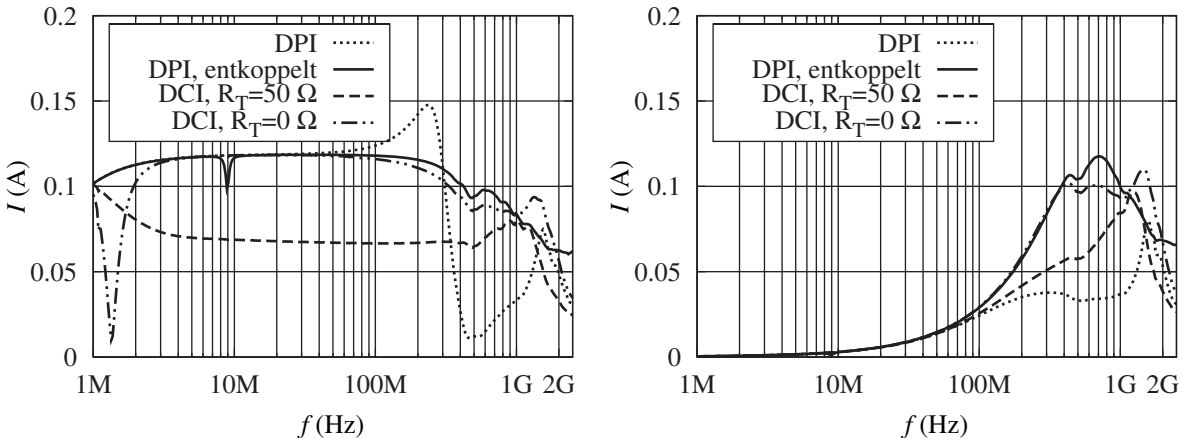
Weitere Analysen zeigen, dass insbesondere bei niedrigen Frequenzen (im Bereich von $1\,\mathrm{MHz}$ bis $10\,\mathrm{MHz}$) und damit geringen parasitären Effekten ein noch deutlich kleineres Übersetzungsverhältnis notwendig ist, um eine maximale Spannung am Prüfling zu erreichen. Ursache ist die bereits bei geringen Frequenzen wirkende parasitäre Kapazität, die bereits bei $30\,\mathrm{MHz}$ dafür sorgt, dass die Impedanz des Prüflings unterhalb der eigentlich beim hochohmigen Baustein zu erwartenden Größe liegt. Es sollte jedoch festgehalten werden, dass diese theoretischen Betrachtungen in der Praxis bisher nicht realisierbar sind. Dies hat mehrere Gründe. Zum einen ist durch die parasitären Effekte des Prüflings ein von der Frequenz abhängiges Übersetzungsverhältnis notwendig, um eine Maximierung von Strom oder Spannung zu erhalten, was mit einem Übertrager bzw. dessen festem Übersetzungsverhältnis nicht realisierbar ist. Ein weiterer Grund ist, dass die Anforderungen an den Übertrager selbst sehr hoch sind. Dies beinhaltet sowohl die Abdeckung eines ausreichenden Frequenzbereichs mit dem gesuchten Übersetzungsverhältnis als auch die Anforderungen bezüglich der zulässigen Ströme und Spannungen.

5.4 Vergleich der betrachteten Varianten

Um die bisher beschriebenen Varianten der Chip-Level-Störfestigkeitsmessung zu vergleichen, sind zum Abschluss dieses Kapitels die verschiedenen Varianten bzw. die entstehenden Störungen der verschiedenen Varianten gegenübergestellt. Hierbei beschränken sich die folgenden Diagramme aufgrund der Übersichtlichkeit auf die am IC1 entstehenden Störungen.

5.4.1 Erzeugter Strom am IC-Pin

Zu Beginn sollen die bei den verschiedenen Varianten entstehenden Ströme untersucht werden. Diese sind in Abb. 5.22 dargestellt. Deutlich sind die Unterschiede vor allem zwischen der bisher verwendeten Platine und den optimierten Varianten zu sehen. Insbesondere der Einbruch bei 300 MHz verursacht eine deutlich geringere Stör-Belastung als bei den anderen Varianten, was dazu führt, dass eine Bewertung des Bausteins hier nicht mehr sicher möglich ist. Die Variante der induktiven Kopplung mit Terminierungswiderstand zeigt im gesamten Frequenzbereich von 5 MHz bis 400 MHz einen um ca. 50 mA geringeren Störstrom als die anderen Varianten. Dies liegt – wie bereits erläutert – im Terminierungswiderstand begründet, der einen Großteil der Störleistung absorbiert. Bei höheren Frequenzen wird die Differenz dann deutlich kleiner. Den frequenzunabhängigsten Stör-Strom erzeugen die optimierte kapazitive Kopplung und die optimierte induktive Kopplung ($R_T = 0\,\Omega$).



(a) dominanter IC mit zwei rezessiven ICs

(b) drei rezessive ICs

Abb. 5.22: Vergleich der Ströme an IC1.

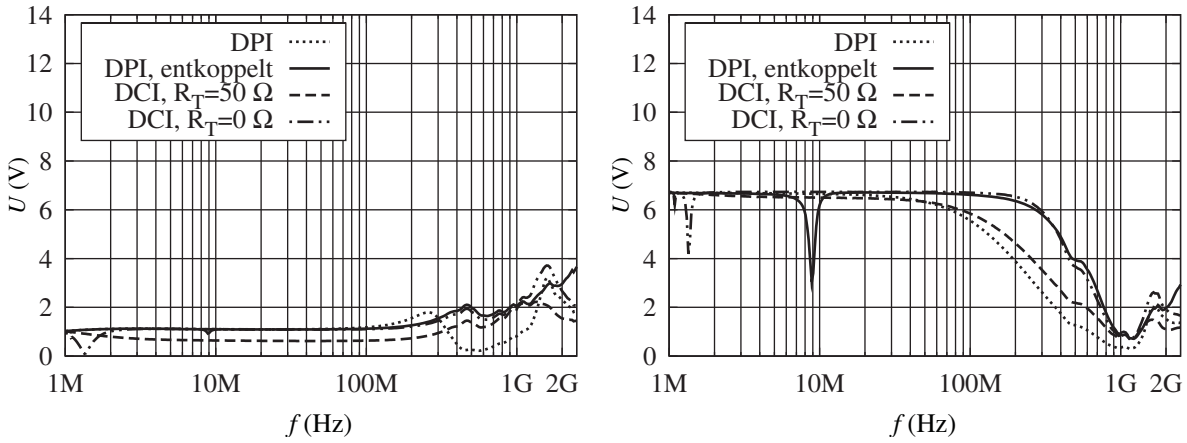
Das Verhalten bei drei rezessiven Teilnehmern zeigt bis 100 MHz keine signifikanten Unterschiede zwischen den vier Varianten. Oberhalb von 100 MHz jedoch zeigt die bisherige DPI-Methode einen kleineren Stör-Strom als die anderen Varianten. Dies liegt vor allem in der fehlenden Entkopplung begründet, da der Strom in diesem Fall sich auf alle drei Teilnehmer des Busnetzes gleichmäßig verteilt.

5.4.2 Erzeugte Spannung am IC-Pin

In Abb. 5.23 sind die Spannungen an den Prüflingen dargestellt. Während die Spannung an einem dominanten Prüfling in allen Fällen recht gering ist und nur geringe Unterschiede aufweist, zeigt die Konfiguration mit drei rezessiven Teilnehmern insbesondere bei der Grenzfrequenz Unterschiede.

Während sowohl die bisherige DPI-Methode als auch die induktive Kopplung mit Terminierungswiderstand bereits ab 100 MHz ein Absinken der Spannung zeigen, weisen die beiden anderen Varianten eine Grenzfrequenz von ca. 300 MHz auf. Diese geringere Grenzfrequenz ist bei der induktiven Variante mit Terminierungswiderstand darauf zurückzuführen, dass die Ersatz-Störquelle ($|Z_Q| = 100\,\Omega$) hochohmiger ist und deshalb die Grenzfrequenz des mit der parasitären Kapazität gebildeten Tiefpasses tiefer liegt.

Bei der bisherigen DPI-Methode ist wiederum dieser Tiefpass die Ursache der geringeren Grenzfrequenz, jedoch ist in diesem Fall durch die fehlende Entkopplung die Parallelschaltung der parasitären Kapazitäten der Grund der geringeren Grenzfrequenz.



(a) dominanter IC mit zwei rezessiven ICs

(b) drei rezessive ICs

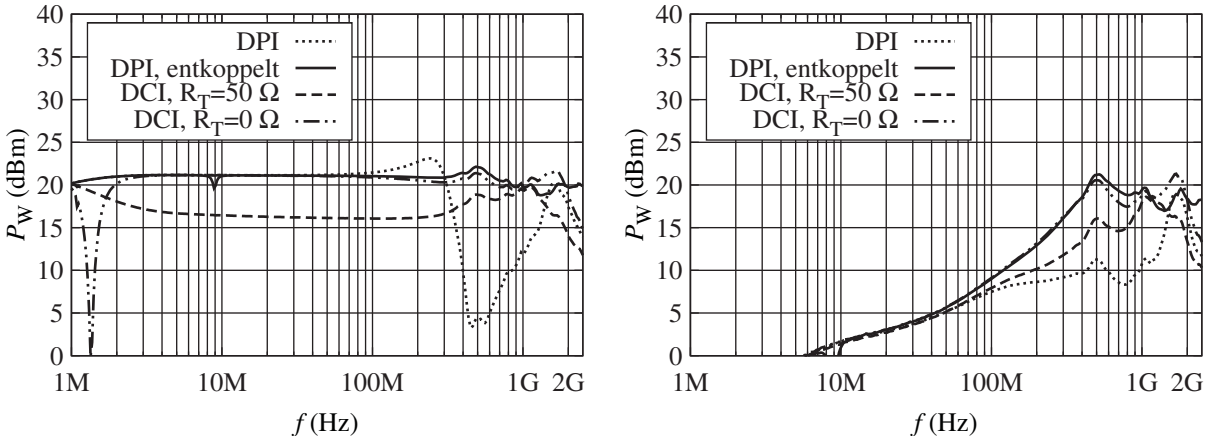
Abb. 5.23: Vergleich der Spannungen an IC1.

Weiterhin fällt auf, dass hier die beiden induktiven Varianten dieselbe Spannung am Prüfling erzeugen, was beim Strom in Abb. 5.22(a) nicht der Fall war. Die Ursache liegt wieder in der Ersatz-Störquelle begründet, da für den rezessiven Prüfling kein Unterschied zwischen den beiden relativ niederohmigen Quellen ($|Z_Q| = 100\,\Omega$ oder $|Z_Q| = 50\,\Omega$) zu erkennen ist. Dies führt zu einer nahezu identischen Spannung am Prüfling. Im Fall des niederohmigen Prüflings dagegen ist der Unterschied der Quellimpedanzen deutlich erkennbar.

5.4.3 Erzeugte Wirkleistung am IC-Pin

Abschließend werden die Wirkleistungen, die durch die verschiedenen Varianten an den Bausteinen entstehen, in Abb. 5.24 verglichen. Wieder sind die bereits diskutierten Effekte, wie der Einbruch der Leistung bei ca. 300 MHz im Fall der bisherigen DPI-Methode und die geringere Leistung im Fall der induktiven Einkopplung mit Terminierungswiderstand, zu erkennen. Ebenso wird deutlich, dass nur im Fall eines dominanten Prüflings

im unteren Frequenzbereich eine Leistung im Baustein wirkt. Die Kombination der drei rezessiven Teilnehmer nimmt erst ab ca. 300 MHz deutlich Störleistung auf. Ursache ist die durch die parasitären Effekte verursachte Einspeisung eines deutlichen Störstromes, der ebenfalls ab dieser Frequenz eine ähnliche Amplitude aufweist wie im Fall des niederohmigen Prüflings in 5.22(b).



(a) dominanter IC mit zwei rezessiven ICs

(b) drei rezessive ICs

Abb. 5.24: Vergleich der Wirkleistungen an IC1.

Damit kann festgehalten werden, dass sich die bisherige kapazitive Einkopplung durch eine Entkopplung und damit Konzentration auf einen Prüfling deutlich verbessern lässt. Weiterhin zeigt sich, dass zwischen einer kapazitiven und induktiven Einkopplung auf Bauteilebene kein prinzipieller Unterschied besteht. Erst durch eine Variation des Übersetzungsverhältnisses T des Übertragers kann eine optimierte induktive Einkopplung von Strom oder Spannung erzeugt werden. Hierbei ist jedoch anzumerken, dass in der Praxis bisher keine entsprechenden Übertrager zu finden sind, mit denen dies zu realisieren ist.

Die in diesem Kapitel dargestellten Simulationen des leitungsgebundenen Störfestigkeitsaufbaus zeigen, dass die bisher in den Norm-Messungen verwendete Platine – wenn sie bestückt ist – noch deutliche Einbrüche der Transmission im höheren Frequenzbereich aufweist. Hier gibt es bedingt durch Resonanzeffekte „blind spots“, in denen der Aufbau trotz hoher Vorwärtsleistung am Speisepunkt nicht die geforderte physikalische Prüfgröße (Wirkleistung bzw. Strom oder Spannung am Pin) erzeugt. Dies kann durch eine Optimierung der verwendeten Beschaltung verbessert werden, so dass bis oberhalb von 1 GHz ein direkter Bezug zwischen der Bewertungsgröße (der Vorwärtsleistung am Speisepunkt) und der am Pin des Bausteins entstehenden Störung (der Wirkleistung) gegeben ist. Abb. 5.13(a) zeigt, dass bei optimierter Auslegung der Störeinkopplung die Wirkleistung am Pin des dominanten Bausteins genau der eingespeisten Vorwärtsleistung von $P_{\text{for}} = 21\,\text{dBm}$ entspricht. Dies bedeutet, dass die indirekte Störgröße (die Vorwärtsleistung am Eingang der Platine) nahezu identisch zur direkten Störgröße (der Wirkleistung am Pin des Bausteins) ist. Damit kann der Bereich, in dem eine verlässliche Prüfung des Bauteils stattfindet, bis oberhalb von 1 GHz erweitert werden.

6 Vergleich von leitungsgebundenem und gestrahltem Verfahren

Eines der Ziele der vorliegenden Arbeit ist die Bestimmung von Korrelationen zwischen dem DPI-Messverfahren und der gestrahlten Störfestigkeitsmessung. Nachdem im 4. Kapitel die gestrahlte Methode in Bezug auf ihre Wirkmechanismen untersucht wurde, können nun die gewonnenen Erkenntnisse und Simulationsmodelle genutzt werden, um Korrelationen zum leitungsgebundenen Störfestigkeitsmessverfahren herzuleiten. Kern dieser Korrelation sind die physikalischen Störgrößen, die direkt für den Ausfall eines LIN-Transceivers verantwortlich sind – hier beispielsweise der Strom am Pin des gestörten Bausteins. Mittels dieser gemeinsamen physikalischen Größe kann eine Beziehung zwischen den Verfahren bzw. deren indirekten Störgrößen (Feldstärke bzw. Vorwärtsleistung) hergestellt werden.

6.1 Bezug der Messmethoden

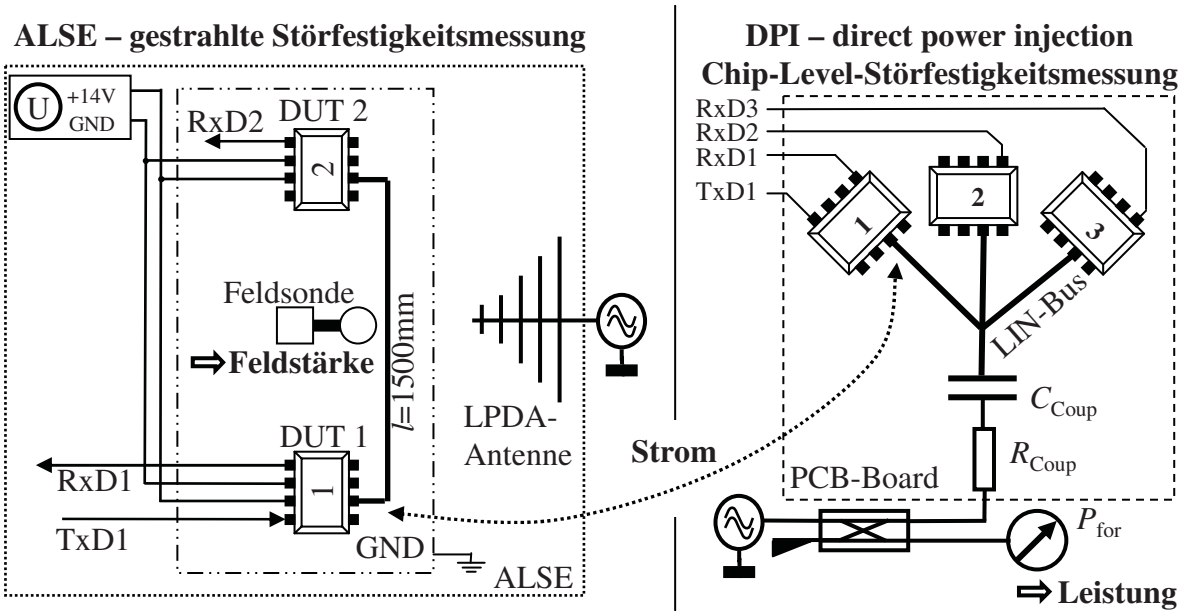


Abb. 6.1: Vergleich von ALSE und DPI durch Strom am IC-Pin.

Um zwischen den beiden Messmethoden ALSE und DPI einen direkten Bezug herzustellen, ist eine gemeinsame physikalische Größe notwendig. Wie in Abb. 6.1 angedeutet,

ist ein direkter quantitativer Vergleich der Messgrößen nicht möglich, da bei der gestrahlten Messung (ALSE) als Ergebnis die Feldstärke, welche zum Ausfall führt, als Ergebnis dargestellt wird, während bei der direkten Einkopplung kein Feld vorhanden ist, sondern hier die Vorwärtsleistung, mit welcher das System beaufschlagt wird, als Ergebnis angegeben wird. Beide Größen bieten für die jeweiligen Messverfahren eine einfache Möglichkeit der Charakterisierung, da sie leicht zu erfassen sind, und die Erfassung dieser Messgrößen keine bzw. nur eine geringfügige Beeinflussung des Systems bedeutet (indirekte Störgrößen). Um jedoch die beiden Messmethoden quantitativ vergleichen zu können, ist eine gemeinsame Bezugsgröße notwendig.

In Abb. 6.1 ist diese gemeinsame Bezugsgröße angedeutet: der Strom, der in den Pin des Prüflings fließt. Da der Strom – wie in Kapitel 4 festgestellt – eine direkte Störgröße ist, die den Ausfall des Transceivers bedingt, können die beiden Störfestigkeitsmessverfahren DPI und ALSE mittels dieser Größe quantitativ verglichen werden. Aufgrund der technischen Schwierigkeiten, die eine direkte Messung des Stroms mit sich bringt, soll hier jedoch das bereits in Kapitel 4 ermittelte aktive Zweitor-Modell des gestrahlten Störfestigkeitsmessverfahrens und das entsprechenden Modell des DPI-Verfahrens aus Kapitel 5 verwendet werden, um die gesuchten Ströme in der Simulation zu ermitteln.

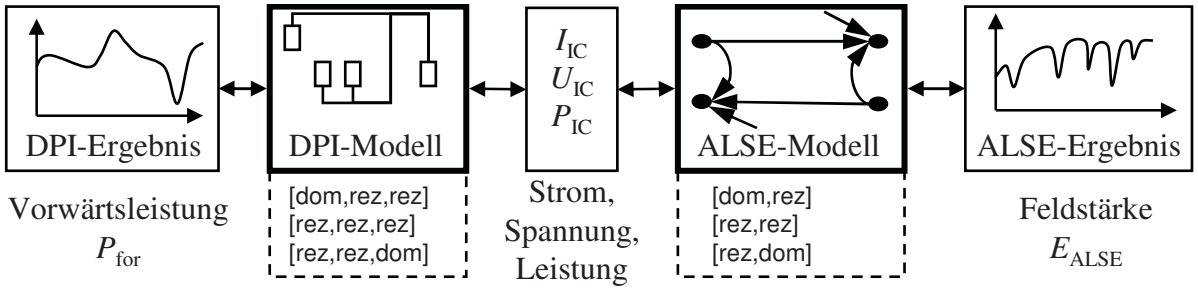


Abb. 6.2: Verwendung der Modelle von ALSE und DPI zur Berechnung des Stroms am IC-Pin. Mittels dieser Modelle können die Messverfahren in Beziehung gesetzt werden.

Diese Beziehungen sind in Abb. 6.2 schematisch dargestellt. Ebenso wie aus der gemessenen Vorwärtsleistung der DPI-Messung der Strom oder die Spannung am Pin des geprüften Bausteins berechnet werden kann, ist mit dem Modell der gestrahlten Messung ebenso möglich, aus der Feldstärke den Strom am Pin des Bausteins zu berechnen. Hierbei ist jedoch zu beachten, dass die berechneten Ströme am Pin des Bausteins vom jeweiligen Zustand (dominant oder rezessiv) abhängig sind. Hierbei ist der Strom am Pin eines Bausteins nicht nur vom Zustand dieses Bausteins abhängig, sondern durch die Wechselwirkung zwischen den Bausteinen auch von den Zuständen aller im Modell verwendeten Bausteine.

Aufgrund der in den Modellen verwendeten Kleinsignal-Streuparameter (Reflexionsfaktormessungen in den jeweiligen Zuständen) der zu prüfenden Bausteine könnte anstatt des Stroms ebenso die Spannung am Pin des Bausteins als Korrelationsgröße verwendet werden. Da diese durch das verwendete Kleinsignal-Modell fest miteinander verbnden sind, entstehen in diesem Fall dieselben Resultate. Im Folgenden soll jedoch die Korrelation über den Strom hergestellt werden.

6.2 Vergleich der bei ALSE und DPI entstehenden Ströme

Mit den beiden vorhandenen Simulationsmodellen lassen sich nun die am Transceiverbaustein auftretenden Ströme bei beiden Messverfahren in Abhängigkeit der jeweiligen indirekten Störgröße ermitteln.

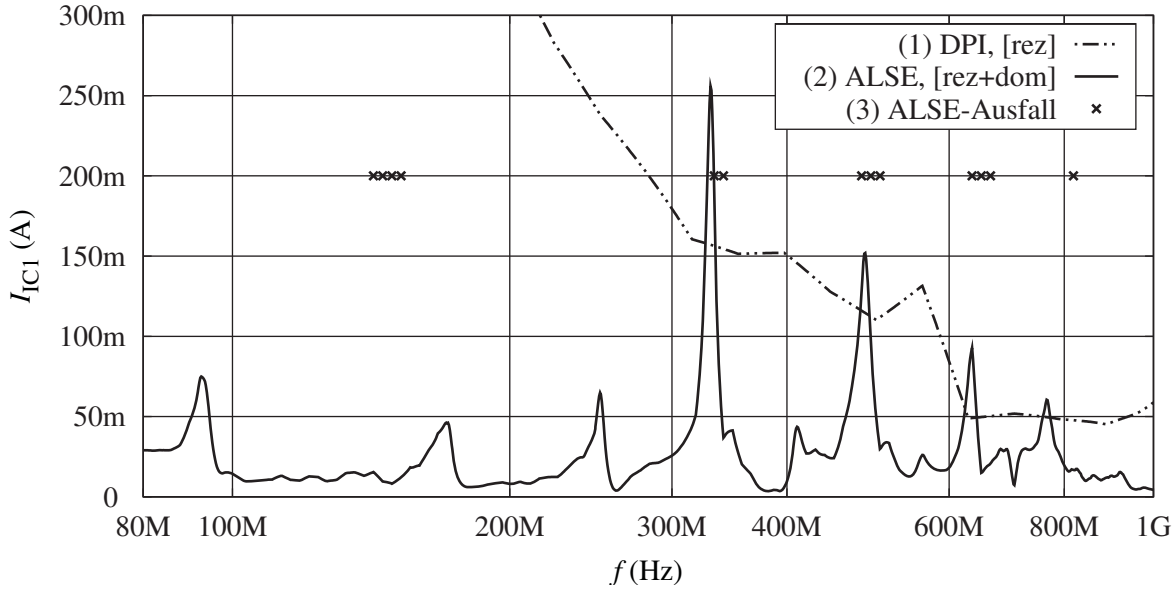


Abb. 6.3: Berechnung des Stroms am Pin eines Bausteins aus der Vorwärtsleistung einer DPI-Ausfallmessung bzw. aus der Feldstärke einer ALSE-Ausfallmessungen mit horizontaler Polarisation.

Abb. 6.3 zeigt die aus einer Simulation errechneten Ströme am Pin eines rezessiven Bausteins während einer DPI- und einer ALSE-Messung (horizontale Polarisation). Als Basis der Simulation dient das aus Messungen ermittelte Modell des ALSE-Aufbaus sowie die gemessenen Reflexionsfaktoren des Transceivers. Da diese Darstellung etwas komplexer ist, sollte die Bedeutung der einzelnen Kurven kurz erläutert werden. Kurve (1) zeigt den Strom, der während einer DPI-Messung am IC-Pin auftritt. Hier ist festzuhalten, das jeder Punkt dieser Kurve einen Ausfall des Bausteins bei der DPI-Messung bedeutet. Somit führt die in Kurve (1) dargestellte Stromstärke an jedem Frequenzpunkt zu einem Ausfall des Übertragungssystems.

Kurve (2) zeigt den Strom, der während einer ALSE-Messung am Pin des dominanten Bausteins auftritt. Da nur an bestimmten Frequenzpunkten ein höherer Strom eingekoppelt wird (siehe Kap. 4), ergeben sich nur wenige Frequenzbereiche, in denen es zu Ausfällen kommt. Diese Frequenzbereiche sind in Abb. 6.3 durch die in Kurve (3) dargestellten Punkte gekennzeichnet. Wie leicht zu erkennen ist, sind dies – mit Ausnahme des Frequenzbereichs bei 150 MHz – exakt jene Punkte, an denen der Strom größer oder zumindest gleich groß ist wie der Strom, der bei der DPI-Messung (Kurve (1)) zum Ausfall führt. Der Ausfall der ALSE-Messung bei 150 MHz ist – wie in Abb. 6.3 deutlich

zu erkennen – nicht durch einen zu hohen Strom verursacht. Hier ist der Ausfall durch eine zu hohe Spannung am Pin bedingt, die ein Auslösen der ESD-Struktur verursacht. Durch das einfache Kleinsignal-Modell der Transceiver kann dieser Effekt jedoch hier nicht dargestellt werden.

Bei beiden Messmethoden lässt sich der am Pin des Prüflings entstehende Strom über folgende Gleichungen mit der typischerweise gemessenen indirekten Störgröße (E, P_{for}) skalieren:

$$I_{\mathrm{IC,ALSE}}(E) = \frac{I_{\mathrm{IC,ALSE}}(E_0)}{E_0} \cdot E\,, \tag{6.1}$$

$$I_{\mathrm{IC,DPI}}(P_{\mathrm{for}}) = \frac{I_{\mathrm{IC,DPI}}(\sqrt{P_{\mathrm{for,0}}})}{\sqrt{P_{\mathrm{for,0}}}} \cdot \sqrt{P_{\mathrm{for}}}\,. \tag{6.2}$$

Diese Zusammenhänge ermöglichen es nun, quantitative Vergleiche der beiden Messmethoden herzustellen, was im folgenden Abschnitten gezeigt wird.

6.3 Prognose der gestrahlten Störfestigkeitsmessung

Mittels des entwickelten Modells der ALSE-Messung kann aus dem Ergebnis einer DPI-Messung bereits das Ergebnis der gestrahlten Messung prognostiziert werden. Hierzu wird in der Simulation davon ausgegangen, dass zur Generierung eines Fehlers bei der gestrahlten Messung dieselbe Stromstärke am Prüfling auftreten muss wie sie bei der DPI-Methode auftritt. Das Vorgehen ist in Abb. 6.4 nochmals bildlich dargestellt.

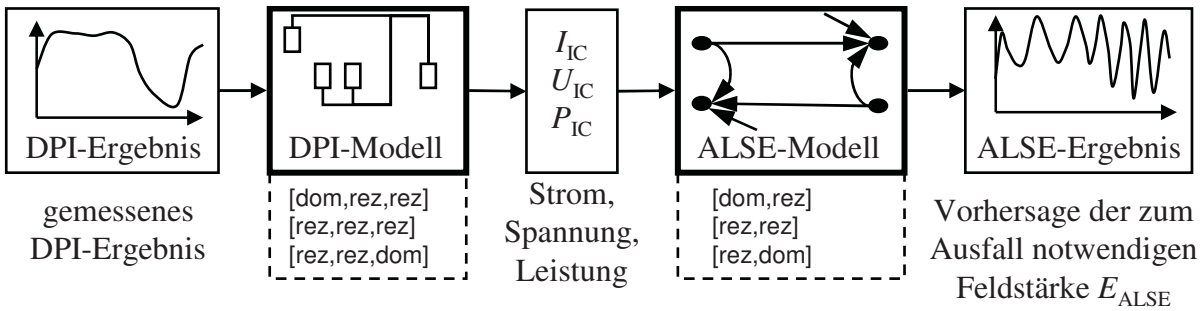


Abb. 6.4: Darstellung der Vorgehensweise zur Vorhersage eines ALSE-Ergebnisses aus einer DPI-Störfestigkeitsmessung.

Da sich die am ALSE-Modell auftretende Stromstärke durch den Betrag des elektrischen Feldes **E** über (6.1) beschreiben lässt, kann durch Gleichsetzten mit (6.2) von einer durch eine DPI-Messung ermittelte Vorwärtsleistung $P_{\mathrm{for,Mess}}$ damit auch auf die für den zum Ausfall notwendigen Feldstärke E_{soll} zurückgerechnet werden:

$$I_{\mathrm{IC,ALSE}}(E_{\mathrm{soll}}) = I_{\mathrm{IC,DPI}}(P_{\mathrm{for,Mess}})\,, \tag{6.3}$$

$$\frac{I_{\mathrm{IC,ALSE}}(E_0)}{E_0} \cdot E_{\mathrm{soll}} = \frac{I_{\mathrm{IC,DPI}}(\sqrt{P_{\mathrm{for,0}}})}{\sqrt{P_{\mathrm{for,0}}}} \cdot \sqrt{P_{\mathrm{for,Mess}}}\,. \tag{6.4}$$

Damit ergibt sich für die zum Ausfall notwendige Feldstärke:

$$E_{\text{soll}} = \frac{E_0}{I_{\text{IC,ALSE}}(E_0)} \cdot \frac{I_{\text{IC,DPI}}(\sqrt{P_{\text{for,0}}})}{\sqrt{P_{\text{for,0}}}} \cdot \sqrt{P_{\text{for,Mess}}} \,. \tag{6.5}$$

Diese über Glg. (6.5) bestimmte, zum Ausfall notwendige Feldstärke E_{soll} ist im Folgenden für einen LIN-Transceiverbausteine bestimmt. Hierbei wird eine vertikale Anregung des ALSE-Messaufbaus angenommen.

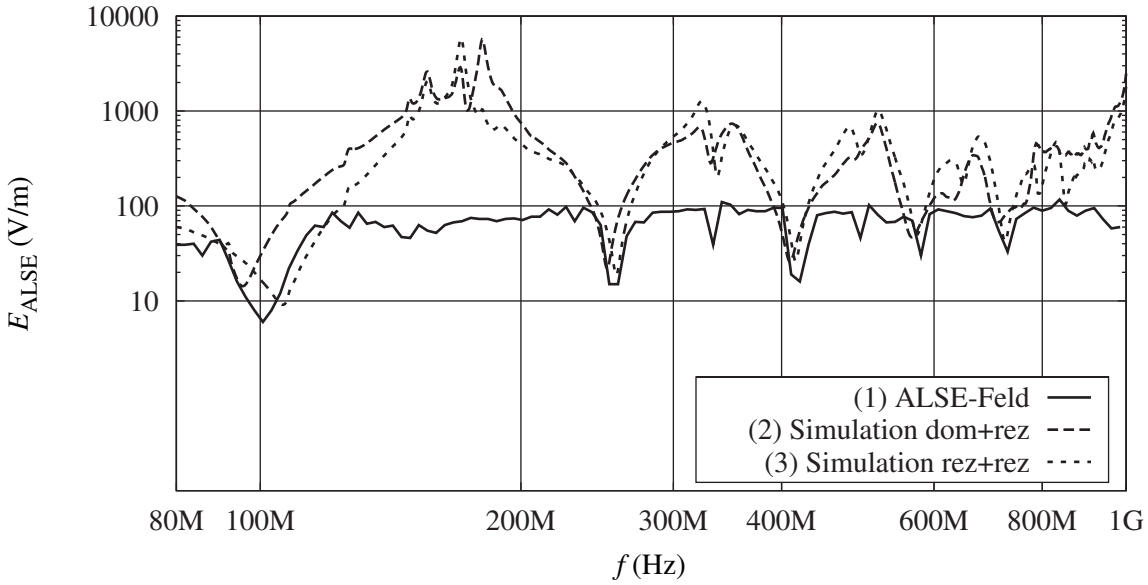


Abb. 6.5: Prognose der zum Ausfall notwendigen Feldstärke bei vertikale Polarisation für Baustein 2, Korrelation über den Strom am Pin des ICs am ersten Leitungsende.

Abb. 6.5 zeigt diese Prognose des ALSE-Messergebnisses. Die zum Ausfall notwendige Feldstärke E_{soll} ist in den Kurven (2) und (3) für die verschiedenen Kombinationen von Leitungsabschlüssen (Zustände des Transceivers) dargestellt. Beim Vergleich der aus der Simulation erwarteten Feldstärken mit der später tatsächlich gemessenen Ausfallfeldstärke (1) kann festgestellt werden, dass sowohl die Frequenzen als auch die für den Ausfall notwendigen Feldstärken gut übereinstimmen.

Insbesondere im unteren Frequenzbereich ist deutlich zu erkennen, dass abhängig vom Zustand der Transceiver an den Leitungsenden die Resonanzfrequenz variiert. Zudem ist deutlich zu sehen, dass bei der Vermessung der realen Ausfallkurve auch die nach der Theorie nicht auftretenden Resonanzen bei ungeradzahligen Vielfachen von $\frac{\lambda}{2}$ deutlich vorhanden sind und zu Ausfällen führen (ca. 150 MHz, 335 MHz und 500 MHz). Dies zeigt, dass der gestrahlte Messaufbau insbesondere in Resonanzbereichen sehr empfindlich gegenüber leichten Variationen der Geometrie ist, was die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse stark beeinflusst.

Dieses Beispiel soll zeigen, dass bei vergleichbarer Bezugsgröße eine Beziehung zwischen dem Chip-Level-Testverfahren und anderen komplexeren Testverfahren möglich ist. Notwendig ist hierzu jedoch eine detaillierte Kenntnis des Testaufbaus.

6.4 Ableitung von Chip-Level-Störfestigkeitsgrenzwerten

Ein weiterer Schritt der mit den nun ermittelten Beziehungen zwischen den Störfestigkeitsmessverfahren möglich ist, ist die Korrelation verschiedener Grenzwerte. Im Fall der Suche von Grenzwerten für das Chip-Level-Testverfahren (DPI) ist folgende Fragestellung zu beantworten: Welchen Störstrom muss der Baustein ohne Ausfall überstehen, damit in späteren gestrahlten Störfestigkeitsmessungen die gegebene Störfestigkeitsanforderung von beispielsweise $E_{\mathrm{Limit}} = 200\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ erfüllt wird, und welcher Vorwärtsleistung entspricht dies bei der DPI-Störfestigkeitsprüfung?

6.4.1 Vorgehensweise

Zur Lösung dieser Fragestellung kann das bereits verifizierte Simulationsmodell des ALSE-Aufbaus verwendet werden. Dieses wird nun mit einer festen Grenzfeldstärke E_{Limit} gespeist, und die entstehenden Ströme und Spannungen an den Leitungsenden werden zur Berechnung der maximal entstehenden Wirk-Störleistung verwendet. Wie bereits in Kapitel 5.2 erläutert, ist diese Wirk-Störleistung am Pin des Bausteins mit der Vorwärtsleistung gleichzusetzten, die bei einem optimierten Aufbau der DPI-Störfestigkeitsmessung in die Platine eingespeist wird. Damit beschreibt diese Wirk-Störleistung direkt die für die leitungsgebundene Störfestigkeitsmessung notwendigen Grenzwerte der Vorwärtsleistung $P_{\mathrm{for,Limit}}$. Diese Beziehung zwischen den Modellen und die Vorgehensweise zur Bestimmung der maximalen Vorwärtsleistung ist in Abb. 6.6 skizziert.

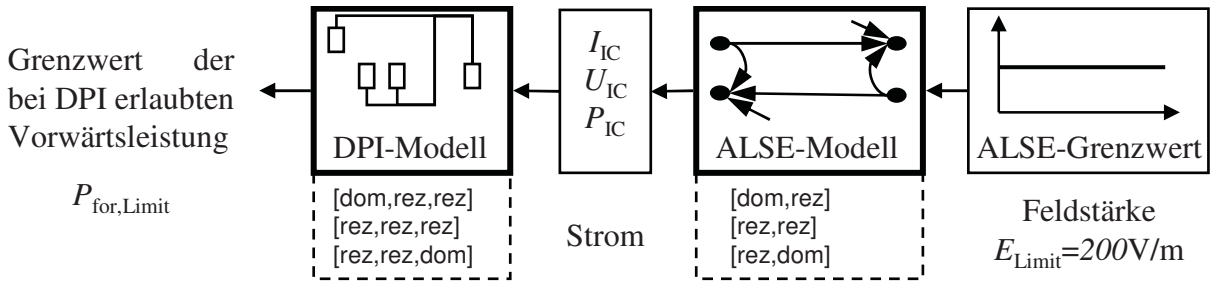


Abb. 6.6: Darstellung der Vorgehensweise zur Bestimmung des DPI-Grenzwertes aus den ALSE-Anforderungen.

Variation des Aufbaus

Zu beachten ist, dass abhängig vom Messaufbau der gestrahlten Messung die Resonanzfrequenzen variieren und damit unterschiedliche Leistungen am Leitungsende entstehen. Trotzdem muss ein allgemein gültigen Grenzwert unabhängig vom exakten späteren Aufbau der gestrahlten Messung bestimmt werden, da auch im Fahrzeug unterschiedliche Leitungslängen auftreten. Aus diesem Grund werden – wie in Abb. 6.7 dargestellt – in der Simulation verschiedene Variationen des ALSE-Aufbaus mit der zu erwartenden festen Störfeldstärke von $200\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ beaufschlagt.

Um für alle Varianten ein Bestehen der gestrahlten Messungen zu erreichen, muss eine „Einhüllende“ der Maxima als Grenzwert definiert werden. Da die Leitungslänge des ALSE-Aufbaus die Resonanzen bestimmt, werden Simulationen mit unterschiedlichen Leitungslängen l_{ALSE} durchgeführt, um durch Maximalwertbildung eine Grenzwertkurve zu ermitteln. Die folgenden Simulationen zeigen daher jeweils eine Kurvenschar, deren Parameter die Leitungslänge (quer zur Antenne) des ALSE-Aufbaus ist. Die verwendeten Leitungslängen l_{ALSE} sind hierbei von 500 mm bis 1900 mm mit einer Schrittweite von 200 mm variiert worden. Diese relativ begrenzte Variation der Leitungslänge ist auf das verwendete Modell zurückzuführen, dessen Massefläche keine längeren Leitungen zulässt. Am Ende dieses Kapitels ist jedoch noch zusätzlich die Simulation einer Leitungsverlegung in einem Fahrzeugmodell dargestellt, um auch reale Bedingungen zu untersuchen.

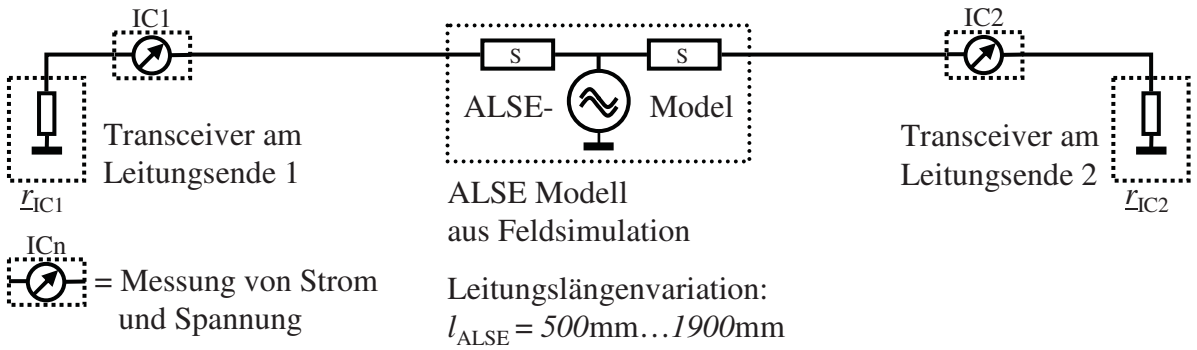


Abb. 6.7: Simulationsmodell zur Bestimmung der Leistung bei unterschiedlichen Leitungslängen l_{ALSE} aus den an den Pins der Transceiver ermittelten Ströme und Spannungen.

Bestimmung der maximalen Störleistung

Zur Berechnung der bei einer ALSE-Messung maximal entstehenden Störleistung am Pin des Bausteins ist in der Simulation des ALSE-Aufbau an beiden Leitungsenden der Strom am Pin des Bausteins zu bestimmen. Mit diesem Strom und der Impedanz des Bausteins kann die von den ICs am Leitungsende aufgenommenen Wirkleistung bei verschiedenen Varianten des Aufbaus und der Beschaltung bestimmt werden. Diese maximal vom Baustein aufgenommene Wirkleistung kann – wie oben bereits erwähnt – bei einem optimierten Aufbau der leitungsgebundenen Störfestigkeitsmessung direkt mit deren Bewertungskriterium (der Vorwärtsleistung am Speisepunkt) gleichgesetzt werden. Damit kann in diesem Fall die bei der Simulation des ALSE-Aufbaus ermittelte Wirkleistung am Pin des Bausteins direkt als Grenzwert der Chip-Level-Testmethode verwendet werden.

Frequenzbereich

Obwohl im Kapitel 6.2 der Vergleich der beiden Verfahren aufgrund der verwendeten Antenne nur im Frequenzbereich von 80 MHz bis 1 GHz durchgeführt werden konnte, soll in diesem Kapitel der Frequenzbereich erweitert werden. Das für den Frequenzbereich von 80 MHz bis 1 GHz verifizierte Simulationsmodel wird deshalb im erweiterten

Frequenzbereich von 1 MHz bis 1 GHz verwendet. Es ist jedoch zu berücksichtigen, dass die Resultate unterhalb von 80 MHz von der Realität abweichen können. Zur Analyse des prinzipiellen Verhaltens des Aufbaus sind die Ergebnisse jedoch ausreichend geeignet. Auch bei Einstrahlung einer ebenen Welle ergeben sich nur geringe Abweichungen zu den hier dargestellten Resultaten.

Für eine praktische Anwendung dieser Grenzwertermittlung bleibt das Problem bestehen, dass nicht alle möglichen Varianten von Kabelverlegungen in einem Kfz analysiert werden können und damit eine gewisse Unsicherheit bleibt, ob die Grenzwertkurve alle möglichen Fälle abdeckt. Da aber der ALSE-Aufbau bereits eine „worst case“-Variante in Bezug auf die mögliche Einstrahlung darstellt, ist davon auszugehen, dass hier mit einem gewissen Sicherheitsabstand die realen Fahrzeugmessungen abgedeckt sind. Zusätzlich ist zum Ende dieses Kapitels in Abschnitt 6.6 eine abschließende Simulation an einem Fahrzeugmodell dargestellt, die die hier gezeigten Ergebnisse bestätigt.

Um die maximal von einem IC bei Einstrahlung aufgenommene Wirkleistung zu bestimmen, werden die komplexen Größen von Strom und Spannung am IC-Pin für unterschiedliche Leitungslängen l_{ALSE} bestimmt. Das verwendetet Modell zur nachgelagerten Berechnung von Strom bzw. Wirkleistung ist in Abb. 6.7 skizziert. Hierbei wird das aktive Zweitormodell des ALSE-Aufbaus an beiden Toren mit den gemessenen Reflexionsfaktoren eines ICs abgeschlossen. Diese Abschlüsse sind prinzipiell wieder in drei Varianten möglich: Entweder sind beide Bausteine rezessiv ([rez,rez]) oder einer der Bausteine ist dominant. Aufgrund der Symmetrie des Aufbaus genügt hierbei eine der Kombinationen [dom,rez] oder [rez,dom].

6.4.2 Ableitung von Grenzwerten

Für beide oben erläuterte Varianten [rez,rez] und [dom,rez] wird nun eine Kurvenschar über $l_{\mathrm{ALSE}} = 500\,\mathrm{mm}$ bis $l_{\mathrm{ALSE}} = 1900\,\mathrm{mm}$ der am Baustein entstehenden Wirkleistungen über der Frequenz dargestellt. Die Einhüllende der Maxima stellt eine mögliche Beschreibung für einen Grenzwert des Chip-Level-Testverfahrens (DPI) dar. In den hier gezeigten Diagrammen wurde eine horizontale Polarisation der einfallenden Welle verwendet und die Feldstärke beträgt $E_{\mathrm{Limit}} = 200\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$.

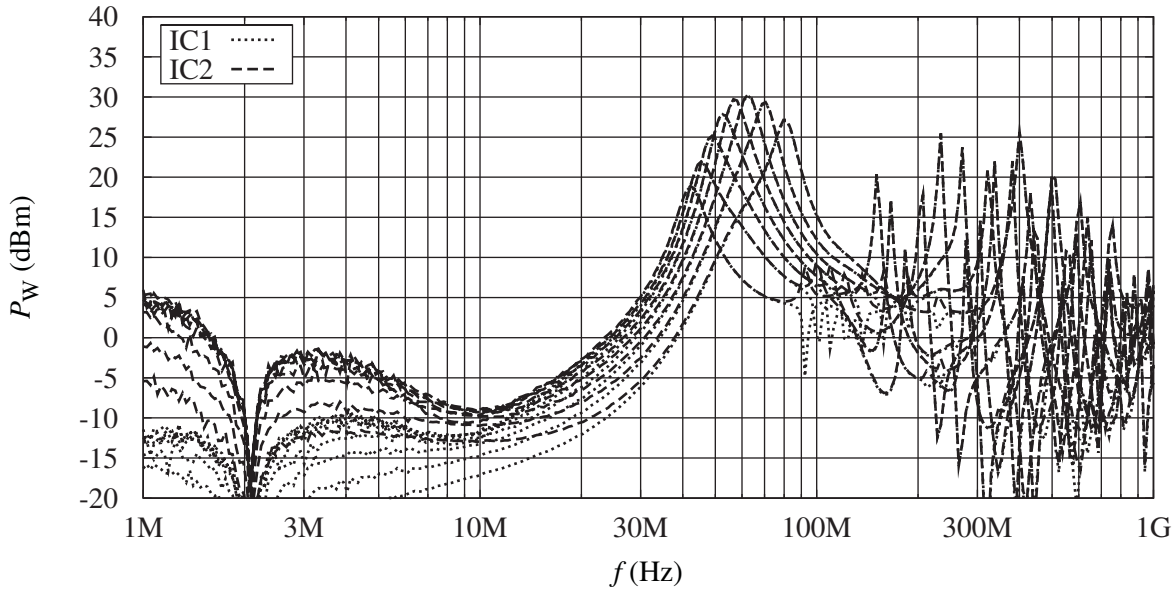


Abb. 6.8: Von den an den Leitungsenden angeschlossenen Bausteinen aufgenommene Wirkleistung (erstes Leitungsende IC1, zweites Leitungsende IC2).

Die Abb. 6.8 zeigt die im Fall der Kombination [rez,rez] aufgenommene Wirkleistung der Bausteine am Leitungsende. Wie in der Abbildung zu sehen ist, beginnt sich erst ab ca. 30 MHz eine deutliche Störleistung am Baustein zu entwickeln, die zwischen 50 MHz und 90 MHz bis zu 30 dBm erreicht. Im Bereich bis 500 MHz sind dann weitere Resonanzen zu sehen, deren Maxima teilweise bei bis zu 25 dBm liegen und ab etwa 500 MHz ist dann ein Absinken der maximalen Amplituden zu erkennen, so dass bei höheren Frequenzen die aufgenommene Wirkleistung sinkt. Bei 1 GHz beträgt die maximal aufgenommene Wirkleistung P_W noch etwa 8 dBm bis 10 dBm, wie der Abbildung entnommen werden kann.

Die entstehenden Resonanzmaxima decken sich wie erwartet in etwa mit den geradzahligen Vielfachen von $\frac{\lambda}{2}$, die auf der Leitungsstruktur entstehen. Abweichend verhält es sich beim ersten Maximum, dessen Frequenz nicht nur durch die reine Leitungslänge bestimmt wird, sondern auch durch die parasitären Kapazitäten der Transceivermodelle an den Leitungsenden[1]. Durch diese parasitären Kapazitäten verschieben sich die Reso-

[1] Die Wirkung von Kapazitäten am Leitungsende wird auch im folgenden Kapitel noch näher betrachtet.

nanzfrequenzen zu tieferen Frequenzen, was besonders bei der ersten Resonanz deutlich auffällt.

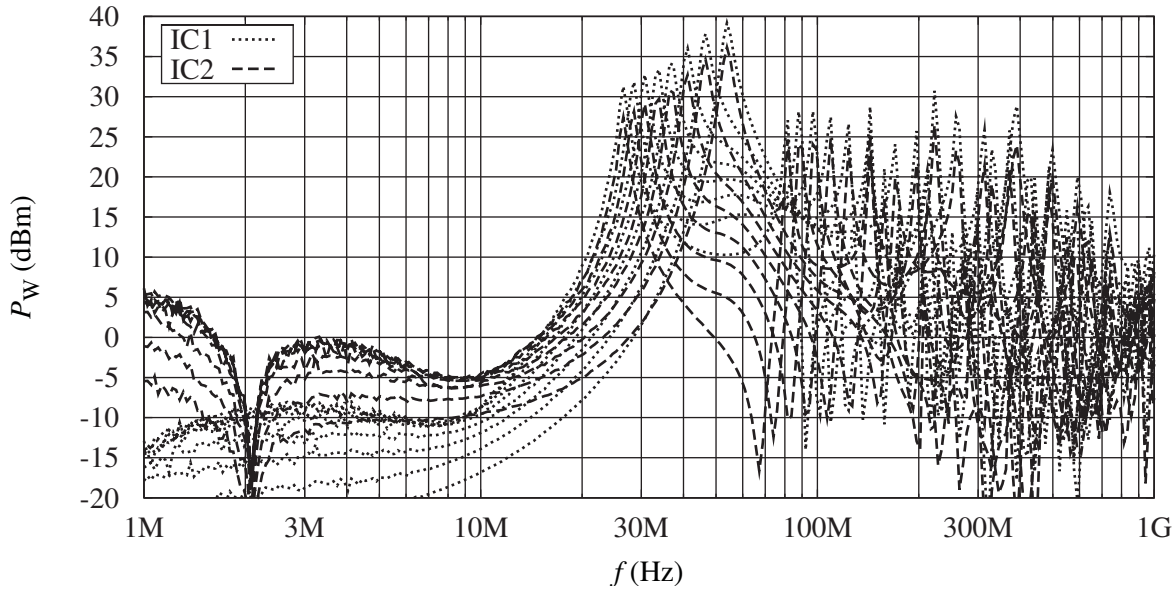


Abb. 6.9: Von den an den Leitungsenden angeschlossenen Bausteinen aufgenommene Wirkleistung.

Nochmals etwas größer wird die eingekoppelte Störleistung im Fall eines dominanten Busteilnehmers. In Abb. 6.9 ist die aufgenommene Wirkleistung für dieselbe Konfiguration wie in Abb. 6.8 nochmals dargestellt, wobei in diesem Fall einer der Bausteine am Leitungsende sich im dominanten Zustand befindet.

Wie bei Abb. 6.8 sind auch bei Abb. 6.9 die höchsten Maxima im unteren Frequenzbereich – in diesem Fall bei 20 MHz bis 60 MHz[2]. Auch hier ist die erste Resonanzfrequenz durch die parasitäre Kapazität des Transceivers noch deutlich nach unten verschoben. Bei Frequenzen oberhalb von 80 MHz zeigen sich dann Maxima, die bis zu etwa 30 dBm gehen. Diese decken sich wieder gut mit den zu erwartenden Maxima bei den geradzahligen der halben Wellenlänge. Auch hier ist zu erkennen, dass ab 500 MHz die Amplituden dieser Maxima geringer werden und auf etwa 15 dBm bei 1 GHz absinken.

Da in einem typischen Netzwerk im Automobil zusätzliche Filterkapazitäten verwendet werden, ist im folgenden Abschnitt 6.5 zusätzlich eine weitere Analyse dieses Aufbaus durchgeführt worden, in der – wie in der Realität – eine zusätzliche kapazitive Schutzbeschaltung und deren Verhalten analysiert wird.

[2]Es sei hier nochmals darauf hingewiesen, dass einerseits das Modell der Antenne erst ab 80 MHz verifiziert ist. Jedoch zeigen auch Simulationen mit einer ebenen einfallenden Welle dasselbe Verhalten. Andererseits ist die zur Erzeugung einer solchen Feldstärke notwendigen Leistungen in diesem Frequenzbereich sehr hoch ($\approx$ 170 kW) sind. Würden solche Leistungen jedoch erreicht werden, sind die gezeigten Kurven auch in der Realität zu erwarten, was sich bei Simulationen mit einer ebenen einfallenden Welle bestätigt hat.

6.5 Auswirkung kapazitiver Filterung

In der Praxis wird der LIN-Bus mit zusätzlichen Filterelementen am Bus eingesetzt. Dies sind für den Slave ein 220 pF-Kondensator (C_{Filter2}), während der Master abhängig vom Gesamtnetz mit einer etwas größeren Kapazität von 560 pF(große Netze) bis zu 1 nF(kleine Netze) ausgestattet wird (C_{Filter1}). Die gewünschte Wirkungsweise ist, dass diese Kapazitäten hochfrequente Störer gegen Masse ableitet und damit das System vor diesen schützt. Was jedoch außer acht gelassen wird ist die Tatsache, dass diese Kapazitäten am Ende der Busleitung im unteren Frequenzbereich (in etwa der Bereich von 500 kHz bis 10 MHz) als kapazitive Verlängerung der Busleitung wirken. Aus dem Amateurfunk ist diese kapazitive Verlängerung der Antenne ein bekannter und oft genutzter Effekt, um eine effektive Antenne bei niedrigen Frequenzen mit akzeptabler Abmessung herstellen zu können. Derselbe Effekt lässt sich jedoch auch bei Leitungsstrukturen im Fahrzeug erwarten. Die Busstruktur mit den zusätzlichen Kapazitäten wirkt bei niedrigen Frequenzen als Antenne. Dieses führt zu erhöhten Störungen am IC-Pin. Dieses Verhalten wollen wir in diesem Kapitel näher betrachten.

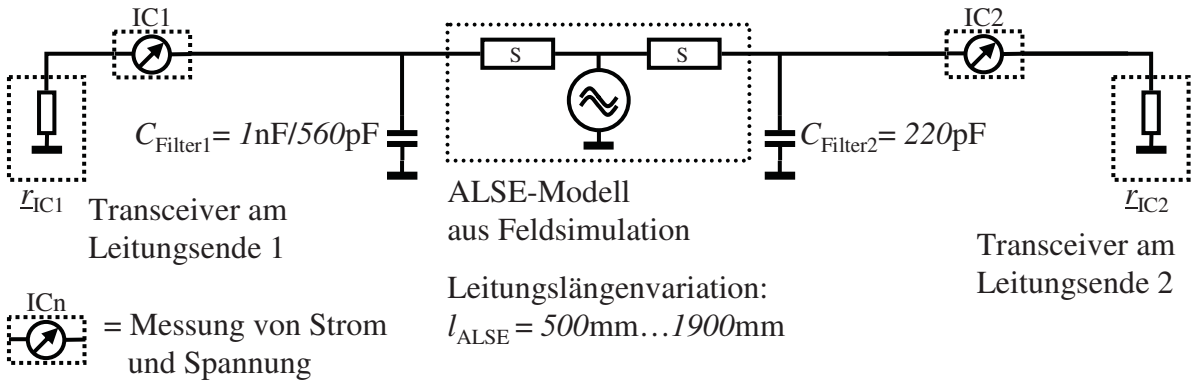


Abb. 6.10: Simulationsmodell des ALSE-Aufbaus mit zusätzlichen Kapazitäten an den Enden der Leitung.

Um die durch die Kapazitäten verursachten Änderungen der entstehenden Störleistung zu bestimmen, wird das bereits aus dem vorhergehenden Abschnitt bekannte ALSE-Simulationsmodell in der Netzwerksimulation um die entsprechenden Kapazitätswerte an den Leitungsenden ergänzt und die nun entstehenden Leistungen an den IC-Pins ermittelt. Das Simulationsmodell mit den zusätzlichen Kapazitäten ist in Abb. 6.10 dargestellt. Die folgenden Ergebnisse sind für die Kapazitäts-Kombination $C_{\text{Filter1}} = 560\,\text{pF}$ am Master und $C_{\text{Filter2}} = 220\,\text{pF}$ am Slave dargestellt, was die typische Beschaltung im Fahrzeug darstellt.

Die Abb. 6.11 zeigt die im Fall der Kombination [rez,rez] von den Bausteinen am Leitungsende aufgenommene Wirkleistung bei zusätzlicher Filterung mit 560 pF und 220 pF. Es lässt sich erkennen, dass die rezessiven Bausteine bei einer Einstrahlung von $E_{\text{Limit}} = 200\,\frac{\text{V}}{\text{m}}$ eine Störwirkleistung von ca. 26 dBm im Maximum (bei ca. 15 MHz) aufnehmen. Bei höheren Frequenzen sind ebenfalls noch einzelne Resonanzstellen zu sehen, deren Amplitude jedoch deutlich kleiner ist.

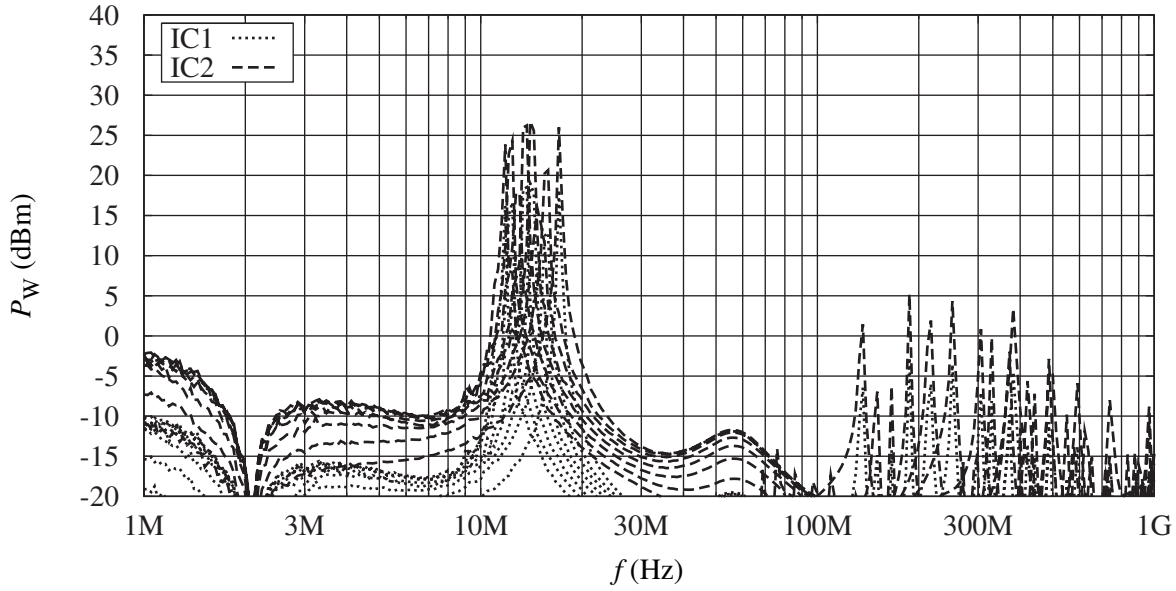


Abb. 6.11: Wirkleistung an den Leitungsenden bei Abschluss mit Baustein 2 [rez,rez] und einer Filterbeschaltung von 560 pF und 220 pF.

Im Gegensatz zur Kombination [rez,rez] sieht das Verhalten des Aufbaus und die Verteilung der Leistung bei Vorhandensein eines dominanten Teilnehmers deutlich unterschiedlich aus. Wie Abb. 6.12 zeigt, nimmt der dominante Baustein eine deutlich höhere Störleistung auf. Hier werden im Frequenzbereich um 15 MHz Werte von um die 30 dBm erreicht. Zwischen 100 MHz bis zu etwa 400 MHz sind zusätzlich deutlich die Resonanzen des Systems mit Spitzen von bis zu 20 dBm zu erkennen.

Erkenntnisse Wie im obigen Abschnitt gezeigt wurde, ist in realen Fahrzeugnetzen eine etwas geringere Störbelastung zu erwarten, wobei die Filterung der Kapazität besonders gut im Fall eines rezessiven Bausteins wirkt. Bei höheren Frequenzen kann jedoch durch schlechte Auslegung des Platinenlayouts die Filterwirkung dieser kapazitiven Schutzbeschaltung auch wieder verringert bzw. unterdrückt werden. Eine geringere Schutzwirkung entfaltet die Kapazität bei einem dominanten Transceiver. Nachteilig wirkt sich bei der kapazitiven Filterung jedoch aus, dass im Bereich von 10 MHz bis 20 MHz immer noch eine Resonanz vorhanden ist. Als Ursache hierfür kann festgehalten werden, dass die Schutzschaltung (Kapazitäten) im unteren Frequenzbereich eine virtuelle Verlängerung der Leitung darstellt und somit bei niedrigeren Frequenzen Resonanzen entstehen, die in der Praxis – auch mit Schutzbeschaltung – dazu führen, dass deutliche Störleistungen vom Baustein aufgenommen werden. Diese können im Extremfall bei einer einfallenden Feldstärke von 200 $\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ mit einer Störleistung von bis zu ca. 30 dBm belastet werden – trotz verwendeter kapazitiver Schutzschaltung!

Trotz der nachgewiesenen Wirksamkeit der kapazitiven Schutzbeschaltung ist doch ein potentielles Restrisiko, dass im unteren Frequenzbereich Störungen auf den Bus einkoppeln. Insbesondere verursachen kapazitive Filterschaltungen am Leitungsende eine Verschiebung der Resonanzfrequenzen des Gesamtsystems. Dies wirkt sich besonders auf die

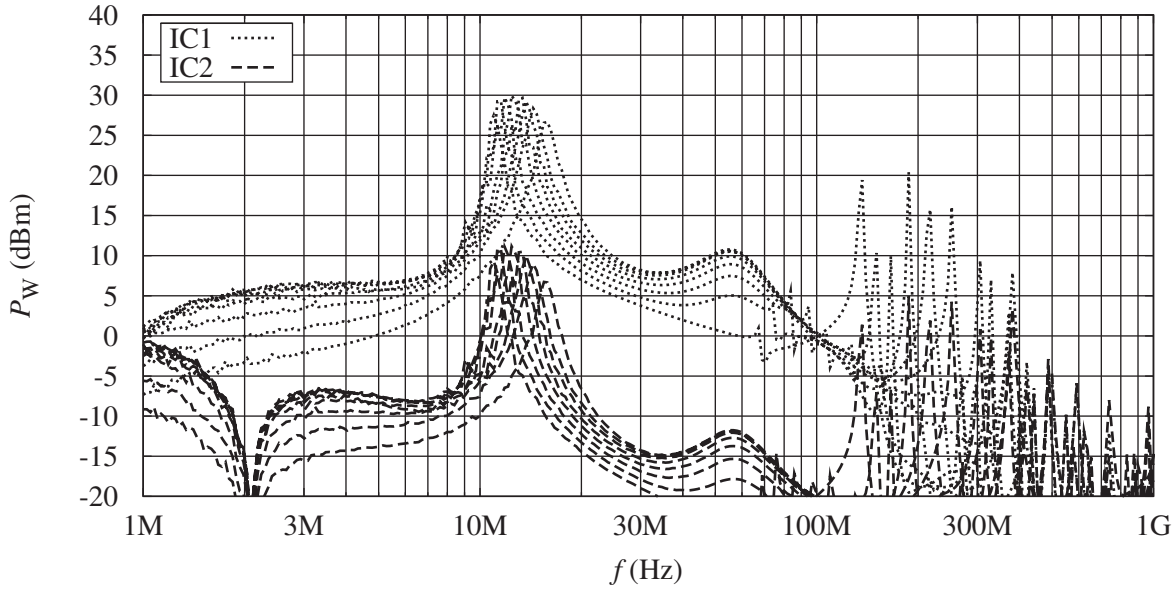


Abb. 6.12: Wirkleistung an den Leitungsenden bei Abschluss mit Baustein 2 [dom,rez] und einer Filterbechaltung von 560 pF und 220 pF.

erste Resonanz aus, die zu deutlich geringeren Frequenzen verschoben werden kann. Somit können dort Störungen in den Kabelbaum einkoppeln, deren Wellenlänge deutlich größer ist als die Kabelbaumlänge. Bei komplexen Busstrukturen sollte dies – zumindest durch Simulationen – genauer untersucht werden.

6.6 Grenzwerte im Fall eines realen Fahrzeugmodells

Zum Abschluss der Arbeit werden auf einem Rechen-Cluster Simulationen an einem aktuellen Fahrzeugmodell durchgeführt, um die in der Realität entstehenden Ströme und Spannungen sowie die daraus resultierenden Störleistungen an einem Beispiel zu bestimmen. Hierbei wird wieder zuerst das Fahrzeug mit der Leitungsverlegung im 50 Ω-System charakterisiert und das aktive Zweitor-Modell bestimmt. In der nachgelagerten Simulation wird dann das Verhalten des aktiven Zweitor-Modells bei Belastung mit realen Transceivern bestimmt. Dies soll einen ersten Ausblick auf die Möglichkeit geben, direkt von der Analyse von Fahrzeug-Messungen auf die notwendigen Grenzwerte des Bauteil-Prüfverfahrens zu schließen.

6.6.1 Modellierung eines realen Fahrzeugs als aktives Zweitor

Abb. 6.13 zeigt das verwendete Fahrzeugmodell mit dem angenommenen Verlegeweg. Hierbei wird in das Rohdatenmodell der Fahrzeugkarosserie eine ideale Eindrahtleitung eingefügt, die von der Dachbedieneinheit (DBE) bzw. dem Regen-Licht-Sensor (RLS) zum sogenannten Signalerfassungs- und Ansteuerungs-Modul (SAM) verläuft. Die Leitung führt von der DBE (Port 1 der Simulation, 50 Ω gegen die Karosserie bzw. Masse)

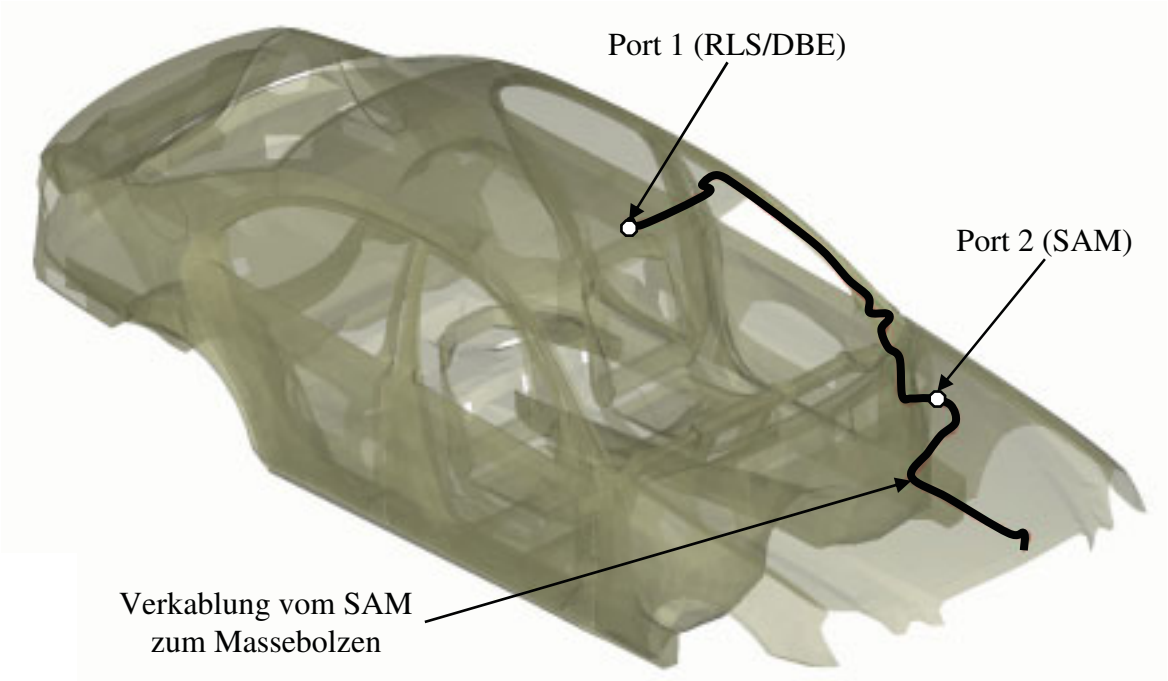


Abb. 6.13: Modell einer Fahrzeugkarosserie mit einem typischen Verlegeweg einer LIN-Leitung.

in der Mitte des Daches in Fahrtrichtung nach links zur A-Säule und von dort entlang der A-Säule in die Cockpit-Elektronik. Der Abstand zur Fahrzeugkarosserie beträgt hierbei 50 mm. Von der Fahrzeugelektronik führt die Leitung weiter durch eine Öffnung in den Motorraum, wo sich hinter dem linken vorderen Radkasten das SAM befindet. Im SAM ist die Leitung mit Port 2 (ebenfalls 50 Ω) abgeschlossen. Da jedoch im Fahrzeug an dieser Stelle kein Massebolzen vorhanden ist, wird das SAM über eine weitere Masseleitung mit dem nächsten Massebolzen verbunden. Dieser befindet sich am linken Motor-Längsträger (der Längsträger und andere Simulationsteile sind in der Abbildung der Übersichtlichkeit halber weggelassen worden). Diese Masse-Leitung ist in Abb. 6.13 ebenfalls dargestellt. Die Länge der Leitung von der DBE zum SAM beträgt $l_{\text{DBE-SAM}} = 2085\,\text{mm}$ und die Leitung zum Massebolzen hat eine Länge von $l_{\text{SAM-GND}} = 1123\,\text{mm}$. Insgesamt ergibt sich somit eine Leitungslänge von $l_{\text{DBE-GND}} = 3208\,\text{mm}$.

Mit diesem Modell werden nun die zur Darstellung des aktiven Zweitors notwendigen Simulationen (passive Streuparameter $s_{ij,\text{Fahrzeug}}$ und Wellenquellen $b_{Qi,\text{Fahrzeug}}$) durchgeführt und zur weiteren Verarbeitung aufbereitet. In diesem Fall wurde der Frequenzbereich von 1 MHz bis 1 GHz abgedeckt, wobei bis 400 MHz die Momentenmethode (MoM) verwendet wird und von 400 MHz bis 1 GHz mit mehrstufiger schneller Multipolmethode (MLFMM, [46]) gerechnet werden muss, da der Rechenaufwand dort mit bis zu 135 000 Dreiecks-Elementen für die einfache Momentenmethode nicht mehr handhabbar ist. Die Abb. 6.14 stellt neben den Einfallsrichtungen eine beispielhafte Aufteilung der Fahrzeugkarosserie in MoM-Elemente dar. Da diese frequenzabhängig gewählt werden, ist die Anzahl abhängig vom Frequenzintervall, im Fall dieser Abbildung sind dies etwa 40 000 Elemente. Diese Aufteilung ist bei der Simulation des untersten MLFMM-Frequenzintervalls von 400 MHz bis 500 MHz verwendet worden.

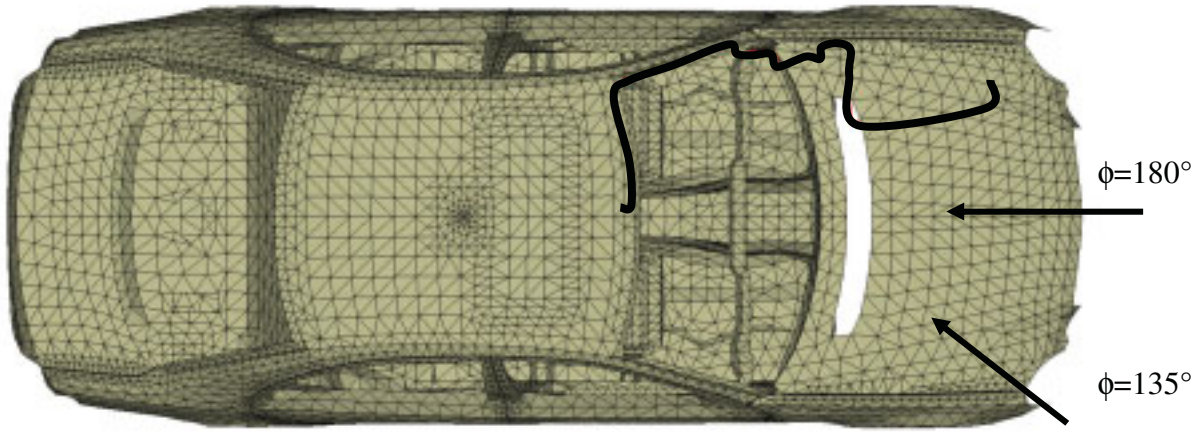


Abb. 6.14: Aufsicht auf das Modell und die Einstrahlrichtungen der ebenen Welle. Es werden jeweils horizontal und vertikal polarisierte Wellen auf das Modell eingestrahlt.

Neben der Segmentierung des Modells zeigt Abb. 6.14 die beiden in der Simulation untersuchten Einfallsrichtungen. Sowohl von vorne ($\phi = 180°$), als auch von schräg vorne ($\phi = 135°$) werden jeweils eine horizontal polarisierte und eine vertikal polarisierte ebene Welle auf das Fahrzeug gestrahlt. Der Erdboden wird bei allen Simulationen vernachlässigt. Mit dem ermittelten aktiven Zweitor (passive Streuparameter $s_{ij,\text{Fahrzeug}}$ und aktive Quellwellen $b_{Qi,\text{Fahrzeug}}$) des Fahrzeugs lässt sich nun in der nachgelagerten Berechnung der entstehende Strom bzw. die Wirkleistung am Leitungsende berechnen. Hierzu wird das aktive Zweitor des Fahrzeugs wieder mit den realen Reflexionsfaktoren der Bustransceiver belastet. Da die einzelnen Rechenschritte den Berechnungen in den vorhergehenden Kapiteln entsprechen, werden diese hier nicht nochmals ausführlich gezeigt, sondern nur das Ergebnis, nämlich die maximale Wirkleistung P_W, die ein Baustein am Ende der Leitung aufnimmt.

6.6.2 Simulationsergebnisse

Abb. 6.15 zeigen die am zweiten Leitungsende (SAM) vom IC aufgenommene Wirkleistung bei verschiedenen Einfallsrichtungen und Polarisationen. Hierbei werden die unterschiedlichen Zustände der Transceiver an den Leitungsenden unterschieden ([dom,rez], [rez,rez], [rez,dom]). Der LIN-Master ist in diesem Fall am ersten Leitungsende (DBE) angebracht, während am zweiten Leitungsende ein LIN-Slave arbeitet. Zur Vergleichbarkeit mit den bisherigen Simulationen wurde die Leistung am Leitungsende für eine angenommene einfallende Welle von $200\,\frac{\text{V}}{\text{m}}$ berechnet.

Abb. 6.15 zeigt nun die vom Transceiver am zweiten Leitungsende aufgenommene Wirkleistung. Hierbei wurden keine Schutzbeschaltungen oder zusätzliche Leitungselemente auf der Platine berücksichtigt. Es ist zu sehen, dass erst ab ca. 20 MHz Störleistungen im Gesamtsystem auftreten können, was einer Freiraumwellenlänge (erste Resonanz) von ca. $\lambda \approx \frac{c_0}{21\,\text{MHz}} \approx 14.3\,\text{m}$ entspricht. Damit liegt $\frac{\lambda}{4} \approx 3.57\,\text{m}$ in etwa in derselben Größenordnung wie die Gesamtleitungslänge $l_{\text{DBE-GND}} = 3208\,\text{mm}$. Die verbleibende Differenz

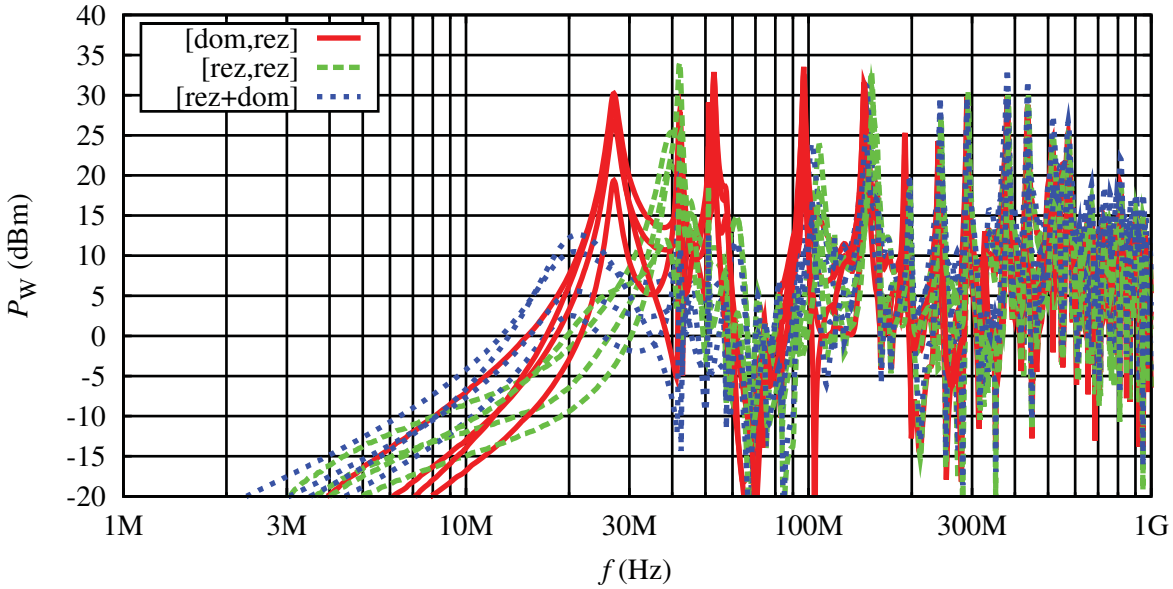


Abb. 6.15: Kurvenschar der maximal aufgenommene Wirkleistung des Transceiverbausteins am zweiten Leitungsende.

begründet sich in den parasitären Effekten der an den Leitungsabschlüssen simulierten Transceiver. Bis hin zu etwa 500 MHz sind dann Resonanzmaxima mit bis zu 33 dBm zu finden. Erst ab hier beginnen die Maxima mit zunehmender Frequenz geringer zu werden.

Abschließend lässt sich festhalten, dass bei Einstrahlung eines elektrischen Feldes von 200 $\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ in einem typischen Fahrzeugmodell auf die Komponente eine Wirkleistung von bis zu etwa 33 dBm wirken kann. Dies gilt für typische Abmessungen der verlegten Leitung im Frequenzbereich von etwa 10 MHz bis zu etwa 500 MHz. Bei höheren Frequenzen nimmt die auf die Komponente wirkende Leistung langsam ab. In der Realität werden durch Verluste und die dielektrischen Eigenschaften weitere Fahrzeugbauteile wie Cockpit und Verkleidungen die Leistungen vermutlich etwas geringer ausfallen. Ebenso wirkt sich bei vielen Verlegewegen der umgebenden Kabelbaums stark aus, so dass eine Verteilung der Störleistung auf verschiedene Adern innerhalb des Kabelbaums entsteht.

Um eine praxisnahe Analyse vornehmen zu können, sollte zusätzlich noch das aktive Zweitor einer realen Verlegung in einem Fahrzeug bestimmt werden. Mit diesem könnten dann die entsprechenden Berechnungen der Ströme und Wirkleistungen für ein reales Fahrzeug durchgeführt werden. Bei einer Busstruktur mit mehr als zwei Teilnehmern muss das aktive Zweitormodell entsprechend zu einem aktiven n-Tor erweitert werden.

Als zusammenfassendes Ergebnis aus den im vorigen Abschnitt gezeigten Ergebnissen der Modellierung des einfachen ALSE-Aufbaus für Komponenten-Tests und den hier gezeigten Ergebnissen kann ein DPI-Grenzwert für das LIN-Bussystem vorgeschlagen werden, der – abhängig von der Frequenz – bei bis zu 33 dBm liegt. Dieser kann als ausreichende Störfestigkeitsanforderung für die DPI-Bauteiltestmethode angesehen werden. Die größte Gefährdung liegt, wie die Simulationen und Messungen gezeigt haben, in der Realität im Bereich von etwa 20 MHz bis 400 MHz. Die Ursache für diese Charakteristik liegt

in den typischerweise im Fahrzeug verwendeten Leitungslängen, wobei nur an den Resonanzfrequenzen der Leitungsstruktur Maxima auftreten. Zusätzlich zur Leitungslänge können auch die verwendeten Filterkapazitäten die Resonanzfrequenzen des Gesamtsystems noch nach unten verschieben.

7 Ausblick

Während das ALSE-Verfahren ein seit Jahren in der Praxis verwendetes und bekanntes Störfestigkeitsmessverfahren darstellt, ist das DPI-Verfahren erst seit kurzem in die Normung aufgenommen, und die Erfahrungen mit diesem Messverfahren sind deutlich geringer. Auch wissenschaftliche Betrachtungen des DPI-Verfahrens lassen sich erst seit den letzten Jahren finden. Obwohl das ALSE-Verfahren in der Praxis breite Anwendung findet, sind auch hier die elementaren Wirkprinzipien des Aufbaus bisher nur in wenigen Arbeiten teilweise beleuchtet worden. Die Notwendigkeit einer frühzeitigen Absicherung der elektromagnetischen Verträglichkeit führt aber dazu, dass sich zunehmend eine fundierte Herangehensweise an diese Problematik durchsetzt.

Besonders in der Automobilindustrie hat sich in der Zwischenzeit die Erkenntnis durchgesetzt, dass eine EMV-Absicherung bereits bei den einzelnen Elementen des Fahrzeugs stattfinden muss. Aus diesem Grund sind seit kurzem in einer gemeinsamen Spezifikation die Prüfungen und Anforderungen für die EMV-Eigenschaften von verschiedenen Bussysteme bereits auf Chip-Ebene festgehalten. Diese Arbeit konnte hierbei bei der Festlegung der Anforderungen an die Störfestigkeit von Bauteilen einen wichtigen Beitrag liefern.

Die hier gezeigten Beziehungen der Prüf-Grenzwerte wurden in diesem Fall für das LIN-Bussystem ermittelt. Hierbei wurde vom einfachsten Fall einer Eindrahtleitung ausgegangen. Da die fundamentalen Wirkprinzipien dieselben sind, könnten damit jedoch auch die Grenzwerte der differentiellen Systeme – wie beispielsweise CAN oder FlexRay – durch dieses Verfahren bestimmt werden.

Ein weiterer Punkt, der in dieser Arbeit betrachtet wurde, ist die Einkopplung der Störung über einen Übertrager. Damit lassen sich verschiedenste Quellimpedanzen der Störquelle realisieren. In der Theorie ist es damit möglich, alle Störszenarien in einem kompakten Aufbau direkt am IC zu prüfen. In der Realität ist jedoch durch die Einschränkungen des Übertragers noch keine praktische Anwendung des Messverfahrens möglich.

Am Ende dieser Arbeit ist zudem eine Simulation zum Verhalten einer komplexen Fahrzeuggeometrie gemacht worden. Dies wäre beim Vorhandensein entsprechender Rechenleistung ein Gebiet, in dem noch einige Fragestellungen zu klären sind. Hier könnten neben dem Einfluss verschiedener Verlegewege auch Untersuchungen durchgeführt werden, die die Aufteilung der Störleistung auf mehradrige Kabelbäume näher beleuchten. Diese Simulationen sollten dann auch mit zusätzlichen Messungen verifiziert werden. Hierbei könnte beispielsweise das aktive n-Tor-Modell einer komplexen Busstruktur im Fahrzeug bestimmt werden. Mit diesen Simulationen und Messungen könnte somit die direkte Brücke von der Bauteilmessung bis zur Gesamtsystem-Abnahmemessung geschlagen werden.

8 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Korrelation von Störfestigkeitsmessverfahren. Speziell das gestrahlte und das leitungsgebundene Störfestigkeitsmessverfahren (ALSE- und DPI-Methode) wurden genauer analysiert und aus den Erkenntnissen der Analyse Beziehungen zwischen den Verfahren abgeleitet. Während das gestrahlte Verfahren zur Bewertung der Störfestigkeit auf Systemebene dient, ist das leitungsgebundene Verfahren dazu geeignet, eine Bewertung auf Bauteilebene zu erhalten. Ziel und Ergebnis dieser Arbeit war es, einen sinnvollen Grenzwert für das DPI-Prüfverfahren zu finden. Dieser wurde durch die zu Beginn bestimmte Korrelation aus dem gestrahlten Prüfverfahren, bei welchem zuverlässige und in der Praxis erprobte Grenzwerte vorliegen, abgeleitet.

Um die Wirkprinzipien des ALSE-Verfahrens besser zu verstehen, ist in Kapitel 4 ein 3-D-Simulationsmodell erstellt und mit Hilfe von Messungen verifiziert worden. Ein wichtiges Ergebnis dieser Simulationen war, dass bei der gestrahlten Störfestigkeitsmessung trotz einer konstanten eingestrahlten Feldstärke nur bei einzelnen Frequenzen eine Störung am zu prüfenden Bauteil ankommt. Ursache hierfür sind die durch den Aufbau entstehenden Resonanzbedingungen, die nur bei bestimmten Frequenzen des Störsignals eine Übertragung der Leistung zum Prüfobjekt zulassen. Die Resonanzbedingungen lassen sich auf die Länge der im Messaufbau verwendeten Busleitung zurückführen. Die am Bus-Transceiver ankommende Störleistung unterscheidet sich zudem in Abhängigkeit von der Orientierung des elektrischen Feldes der eingestrahlten Störung. Damit steht die am Pin des Prüflings anliegende Störung nicht in einem unmittelbaren Bezug zur Bewertungsgröße der ALSE-Messung (der Feldstärke), sondern weicht stark von dieser ab. Dies bedeutet, dass bei einer ALSE-Messung das Bauteil nur an einzelnen schmalen Frequenzausschnitten wirklich geprüft wird. Um ein Bauteil für verschiedenste Einsatz-Szenarien zu prüfen, ist aus diesem Grund das DPI-Verfahren vorzuziehen. Seine Berechtigung behält das ALSE-Verfahren allerdings bei der Untersuchung von ganzen Systemen, deren Geometrie und Resonanzeigenschaften sich später im Fahrzeug nicht mehr ändern. Jedoch ist hierbei darauf zu achten, dass die Einstrahlung alle Resonanzfrequenzen der Geometrie anregt und es nicht durch eine schlecht gewählte Orientierung des anregenden Feldes zu einer Auslöschung von durch die Geometrie möglichen Resonanzen kommt.

Um bereits vor der Verfügbarkeit von ganzen Systemen eine Bewertung der Störfestigkeit einzelner Bauteile vornehmen zu können, ist das DPI-Verfahren besonders geeignet. Damit für dieses Verfahren sinnvolle Grenzwerte bestimmt werden können, ist es nötig, die aus der Praxis erprobten und verifizierten Grenzwerte des ALSE-Verfahrens auf entsprechende Grenzwerte für das DPI-Verfahren zurückzuführen. Da der Ausfall eines einzelnen Bauteils durch die am Pin wirkende Störung (Störleistung, bzw. Störstrom) verursacht wird, kann über diese gemeinsame Größe die Korrelation zwischen den Messverfahren geschaffen werden.

Um auch beim DPI-Verfahren die Störung direkt am Baustein bestimmen zu können, wird zusätzlich zum bereits diskutierten Modell des ALSE-Aufbaus ein Modell des DPI-Verfahrens erstellt und durch praktische Messungen verifiziert. Mithilfe dieses Modells wird in Kapitel 5 der bisher verwendete DPI-Messaufbau eingehender analysiert und es zeigt sich, dass durch die kompakte Geometrie des Aufbaus in einem weiten Frequenzbereich die Störung am Pin des Bausteins einen unmittelbaren Bezug zur eingespeisten Vorwärtsleistung aufweist, welche als Mess- und Bewertungsgröße beim DPI-Verfahren verwendet wird (flacher Verlauf der Störleistung am Transceiver-Pin über der Frequenz). Damit ist das DPI-Verfahren geeignet, um ein Bauteil für verschiedenste Einsatz-Szenarien zu prüfen. Zusätzlich wird durch die Modellierung jedoch gezeigt, dass sich im höheren Frequenzbereich sogenannte „blind spots“ ausbilden, in denen selbst der bisher verwendete DPI-Messaufbau die Störung nicht bis zum Pin des Prüflings transportieren kann. In Kapitel 5.2 ist gezeigt, dass eine Entkopplung der zusätzlichen Busteilnehmer des DPI-Messaufbaus eine Erweiterung des Frequenzbereichs mit einem flachen Verlauf der Störleistung am Transceiver-Pin bis oberhalb von 1 GHz ermöglicht. Eine entsprechend optimierte Platine sowie deren Simulationsmodell werden für die Messungen und weiteren Analysen verwendet. Zudem konnte in Kapitel 5.3 gezeigt werden, dass eine Variante des DPI-Verfahrens, die auf einer induktiven Einkopplung basiert, zusätzliche Möglichkeiten zur Variation der Störeinkopplung bietet, wobei bisher durch diese Variante kein zusätzlicher praktischer Nutzen gegeben ist.

Durch das Modell der ALSE-Messung und das entsprechende Modell der DPI-Messung kann nun die Störgröße am Pin des Bausteins zu den Bewertungsgrößen der jeweiligen Verfahren (Feldstärke bzw. Vorwärtsleistung) in Beziehung gesetzt werden. In Kapitel 6.3 ist dieser Bezug der Messverfahren durch eine Prognose des ALSE-Ergebnisses dargestellt.

Die Modelle von ALSE- und DPI-Messung können damit schließlich zur Bestimmung von Grenzwerten für das DPI-Verfahren herangezogen werden: Ausgehend von dem durch die Praxis verifizierten Feldstärke-Grenzwert des ALSE-Messaufbaus ist in Kapitel 6.4 ein Grenzwert für das DPI-Messverfahren bestimmt. Aufgrund der oben beschriebenen Resonanzeffekte des ALSE-Aufbaus ist es hierzu nötig, eine Anzahl von Varianten zu modellieren, um durch die Einhüllende der Maxima einen sinnvollen Grenzwert zu erhalten. Als eines der wichtigsten Resultate konnte gezeigt werden, dass unter realistischen Bedingungen bei einer elektrischen Feldstärke von 200 $\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ teilweise mehr als 1 W Leistung an einem Bustransceivers ankommen kann. Zusätzlich konnte gezeigt werden, dass insbesondere der Frequenzbereich zwischen ca. 10 MHz und 500 MHz als sehr kritisch betrachtet werden muss – was sich auch mit den bisherigen Erfahrungen deckt.

Am Ende der Arbeit ist schließlich die Simulation einer kompletten Fahrzeuggeometrie mit der beispielhaften Verlegung einer LIN-Leitung dargestellt. An diesem Beispiel zeigt sich bei identischer eingestrahlter Feldstärke eine Störung am Pin des Bausteins, deren Leistung in den Resonanzmaxima dieselbe Größenordnung aufweist wie bei der ALSE-Messung. Ebenso ist auch die Charakteristik im Frequenzbereich sehr ähnlich.

Ausgehend von den ermittelten Werten ist – als Ergebnis dieser Arbeit – für das Bauteilprüfverfahren (DPI-Verfahren) ein Grenzwert von 33 dBm vorgeschlagen worden. Dieser Wert ist zwischenzeitlich in einer gemeinsamen Spezifikation der deutschen Automobilhersteller als Grenzwert für das LIN-Bussystem aufgenommen worden.

Abstract

Chip-Level Immunity Tests for Automotive Bus-Systems

This thesis deals with the correlation of different immunity measurements. Especially the radiated immunity test (ALSE method) and the direct power injection test (DPI method) are investigated. As a result a dependency between these immunity measurement methods is derived. While the radiated immunity test is used to evaluate complete systems or subsystems, the direct power injection method is suitable to evaluate single chips. Motivation of this work is the need of a reasonable limit for the DPI immunity test on chip-level. This limit is derived through the correlation between the DPI immunity test method and the radiated immunity test method, which has reliable and proven limits gained from experiences in realistic environments.

To understand the theoretical principles of the radiated immunity test a 3-D-model is developed and simulated in Chapter 4. These simulations are additionally verified by measurements. One important result of these simulations is the fact, that the radiated immunity test only exposes the component to disturbances at dedicated frequencies, although the strength of the incident electrical field is constant. The reason for this effect is the resonant behaviour of the measurement setup, which only allows the disturbance to pass to the component at dedicated frequencies. The resonances can simply be derived by the length of the used wire. The disturbance at the component or chip pins depends also on the orientation of the incident electrical field. This means that the disturbance at the component pins is not directly correlated to the evaluation criterion of the radiated immunity test – the field strength. On the contrary it is even possible that the disturbance at the component pin differs a lot from the constant incident electrical field strength. These results show that the ALSE method is only validating the immunity of the component at dedicate frequencies. To validate a component or chip over the complete frequency range, the DPI method is the preferred method. However, if the complete system or subsystem should be validated, the ALSE method can be chosen. This is valid as long as the geometry and the resonant behaviour of the wire do not change later in the final assembly (e.g. the car). Nevertheless it is important to pay attention to generate an incident field, which excites all resonances of the system.

In order to evaluate the immunity of dedicated components before the complete system setup is available, the DPI method is very suitable. To get reliable limits for this test method, it is necessary to derive corresponding limits for the DPI method from proven ALSE limits. As the disturbance at the pin of the component or chip is the reason for the failure of this component, it is possible to compare the immunity test methods by this common value. With this value which can be calculated in both simulation models, a correlation between the measurement methods can be achieved.

In order to be able to determine the disturbance directly at the component pins an additional simulation model of the DPI method is developed and verified by measurements. The current DPI measurement setup is analyzed in Chapter 5 by means of this simulation model. It can be shown that the disturbance at the pin of the component correlates in a

wide frequency range directly to the forward power fed into the system, which is used as an evaluation criterion for the DPI method (flat characteristic of the disturbance power at the transceiver pin over frequency). Thus the DPI method – as already mentioned above - is very suitable to evaluate a single component for most application scenarios. Additionally, the simulation shows so-called „blind spots“ arising in the higher frequency range. Chapter 5.2 describes a de-coupling method of the additional bus components, which extends the frequency range showing a flat characteristic of the disturbance power at the transceiver pin up to above 1 GHz. An optimized PCB (printed circuit board) as well as the according simulation model were used in this work for further measurements and analysis. Another variant of the DPI method, which is shown in Chapter 5.3, bases on an inductive coupling of the disturbance. With this inductive coupling it is possible to vary the coupling of the interference. However, up to now, this variant has no additional practical use.

With the model of the ALSE method and the corresponding model of the DPI method it is now possible to correlate the disturbance at the pin of the device under test to the evaluation criterion of the according measurement method (field strength respectively forward power). In Chapter 6.3 this correlation of the measurements is shown by a prediction of the ALSE result from a DPI measurement.

The models of the ALSE and the DPI measurement can finally be used for the determination of limit values for the DPI method: on the basis of the field strength limit value of the ALSE measurement setup – which is verified by practice – the DPI limit value is derived in Chapter 6.4. Due to the above described resonance effects of the structure of the ALSE measurement setup, it is necessary to model and simulate a number of variants of the structure of the ALSE measurement setup. With these variants it is possible to obtain a reasonable limit value, which is the envelope of the maxima of the different variants. As one of the most important results it could be shown that under realistic conditions a field strength of 200 $\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ can cause more than 1 W of disturbance power at the pin of a bus transceiver. Additionally, it was shown that current systems are prone to interference in the frequency range between approximately 10 MHz and 500 MHz – which corresponds to the experiences of today.

At the end of the work, in Chapter 6.6, the simulation of a complete vehicle geometry with an exemplary placement of a single wire automotive bus system (LIN) is presented. This example shows that the incident electrical field with constant amplitude of 200 $\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$ again causes a disturbance at the pin of the component which has approximately the same order of magnitude as in the ALSE measurement. The characteristic behavior in the frequency range is very similar, too.

On the basis of the determined values and as a final result of this thesis, a limit value of 33 dBm is suggested for the chip level test method of an automotive data bus system (DPI method). This value is now part of a common specification of the german automotive industry.

A Bestimmung des Reflexionsfaktors eines Transceiver-Bausteins

Um das Verhalten der entwickelten Simulationsmodelle des ALSE- und DPI-Messaufbaus in realen Messungen bestimmen zu können bzw. um die entstehenden Ströme und Spannungen, die sich bei diesen Messaufbauten einstellen, simulieren zu können, ist es notwendig, eine exakte Nachbildung der Transceiver in der Simulation zur Verfügung zu haben. Daher ist die Bestimmung des Reflexionsfaktors r_{IC} des ICs notwendig. Da der LIN-Transceiver zwei verschiedene statische Zustände aufweist (dominant, [dom] und rezessiv, [rez]) sind für beide Zustände die Messung des Reflexionsfaktors notwendig. Deshalb sind die Reflexionsfaktormessungen des Transceivers im aktiven Zustand durchzuführen, das heißt, der Transceiver ist mit allen nötigen Versorgungs- und Steuersignalen in Betrieb zu setzen, und dann ist für jeden der beiden Betriebszustände – dominant und rezessiv – eine Reflexionsfaktormessung durchzuführen.

A.1 Messaufbau

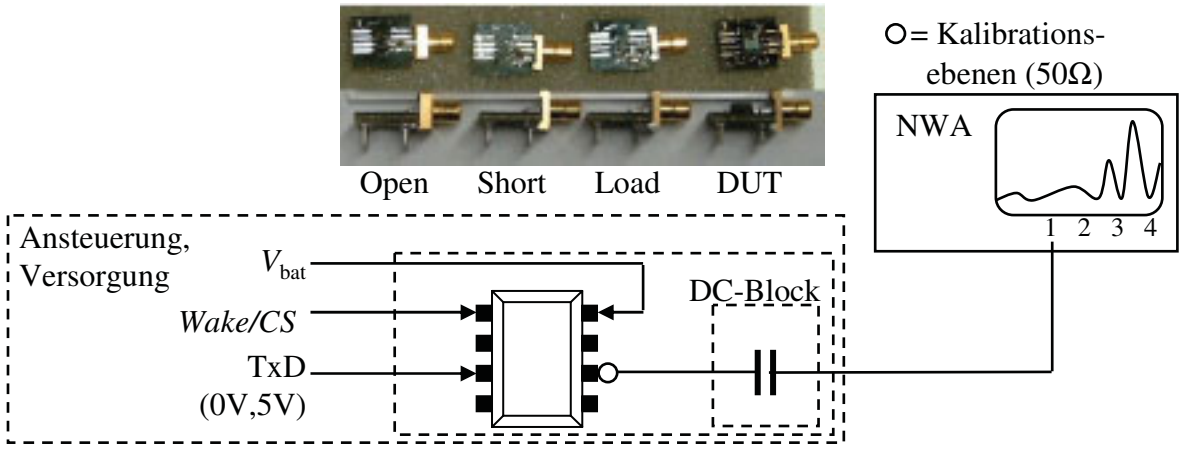


Abb. A.1: Prinzipskizze des Messaufbaus zur Bestimmung des Reflexionsfaktors eines LIN-Transceivers.

Abb. A.1 zeigt den Aufbau zur Bestimmung des Reflexionsfaktors eines LIN-Transceivers. Hierzu wird der Transceiver auf einer kleinen Adapterplatine betrieben, die über einen DIL08-Steckverbinder mit der Ansteuerplatine verbunden ist. Über die Ansteuerplatine wird der Transceiver mit der Versorgungsspannung und allen zum Betrieb not-

wendigen Signalen versorgt (V_{bat}, Wake bzw. CS und dem Sendesignal TxD). Zusätzlich kann über die Ansteuerplatine der Zustand des Transceivers eingestellt werden.

Um eine Messung des reinen Transceiver-Reflexionsfaktors zu erhalten, ist es notwendig, die Kalibrationsebene der Messung bis zum Pin des Bausteins zu verschieben. Da es sich um eine reine Eintor-Messung handelt, genügen hierzu die Kalibrationsnormale Kurzschluss, Leerlauf und Anpassung (Short, Open und Load). Diese wurden mittels der Adapterplatinen realisiert, wobei ein HF-tauglicher Abschlusswiderstand verwendet wurde. In Abb. A.1 sind die verwendeten Kalibrationsnormale sowie ein Prüfling (DUT) abgebildet.

Zusätzlich ist an dieser Stelle anzumerken, dass Transceiver-Bausteine neuerer Bauart oftmals eine Abschaltung des dominanten Pegels nach einigen Sekunden am Bus-Pin vornehmen. Dies ist eine Sicherheitsvorkehrung, um defekte Sendeknoten vom Bus zu trennen, damit diese den Bus nicht außer Betrieb setzen. Leider kann dadurch an diesen Bausteinen nur der rezessive Reflexionsfaktor bestimmt werden. Näheres zur Vermessung der Reflexionsfaktoren findet sich in [56]

A.2 Messungen

Die folgenden Abbildungen A.2 und A.3 zeigen den Betrag des Reflexionsfaktors für verschiedene Bausteine. In Abb. A.2 sind hierbei die Messungen der dominanten Zustände zusammengefasst. Es ist zu erkennen, das sich der Verlauf bis ca. 300 MHz meist im Bereich von -8 dB bis -10 dB bewegt und bei höheren Frequenzen dann zunimmt, wobei die Resonanzfrequenzen abhängig vom jeweiligen Transceiver sind. Baustein 2 fällt im Gegensatz zu den beiden anderen Bausteinen im Frequenzbereich zwischen 10 MHz und 100 MHz durch einen konstanten Verlauf bis 300 MHz auf, während die Bausteine 1 und 3 einen sehr ähnlichen Verlauf und ein Absinken des Reflexionsfaktors bei ungefähr 40 MHz aufweisen. Der beinahe identische Verlauf erklärt sich dadurch, das beide Bausteine verschiedene Produkte eines Herstellers sind, der vermutlich in beiden Bausteinen die gleiche LIN-Zelle verwendet.

Die Reflexionsfaktormessungen der rezessiven Bausteine in Abb. A.3 ist wieder für alle Bausteine ähnlich, und abhängig vom jeweiligen Hersteller liegen die ersten Einbrüche bei unterschiedlichen Frequenzen.

Im unteren Frequenzbereich weist der rezessive Zustand bei allen Bausteinen einen Reflexionsfaktor von $r_{IC} \approx 0$ dB auf, was eine beinahe vollständige Reflexion bedeutet. Damit wird auch die auf den Baustein treffende Störleistung in diesem Zustand voll reflektiert, was bedeutet, dass kaum Leistung in den Baustein fließt und damit auch nahezu kein Störstrom im Baustein entsteht. Im Fall des rezessiven Zustandes gibt es erst einen Ausfall, wenn beispielsweise die Spannung am Baustein hoch genug ist, um die ESD-Struktur auszulösen und eine Änderung des Verhaltens des Bausteins erzwungen wird.

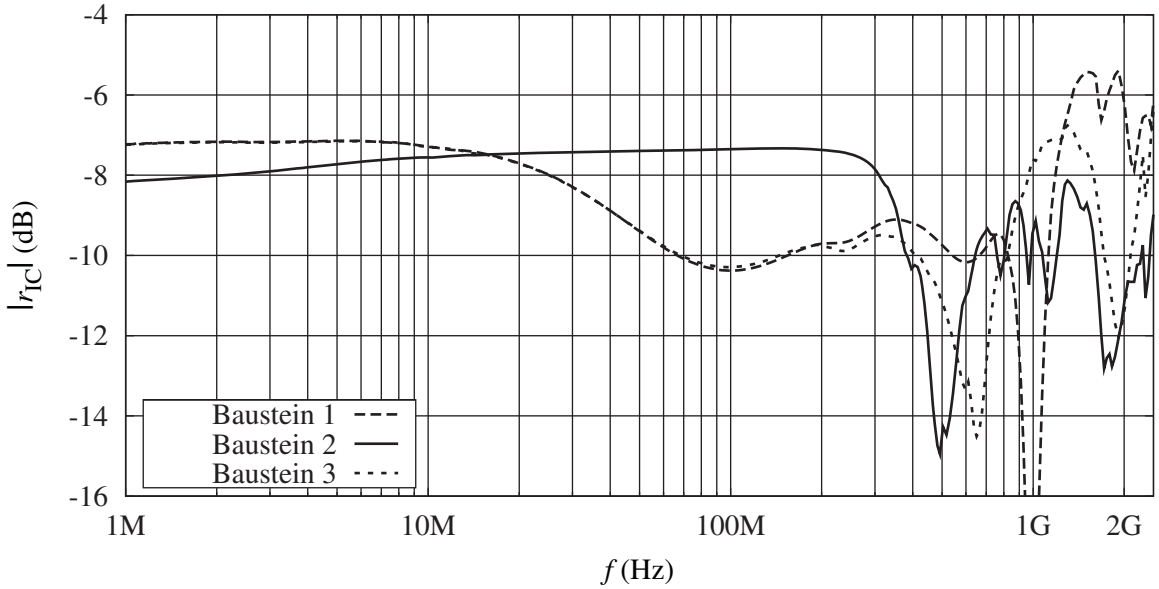


Abb. A.2: Reflexionsfaktormessung der dominanten Bausteine.

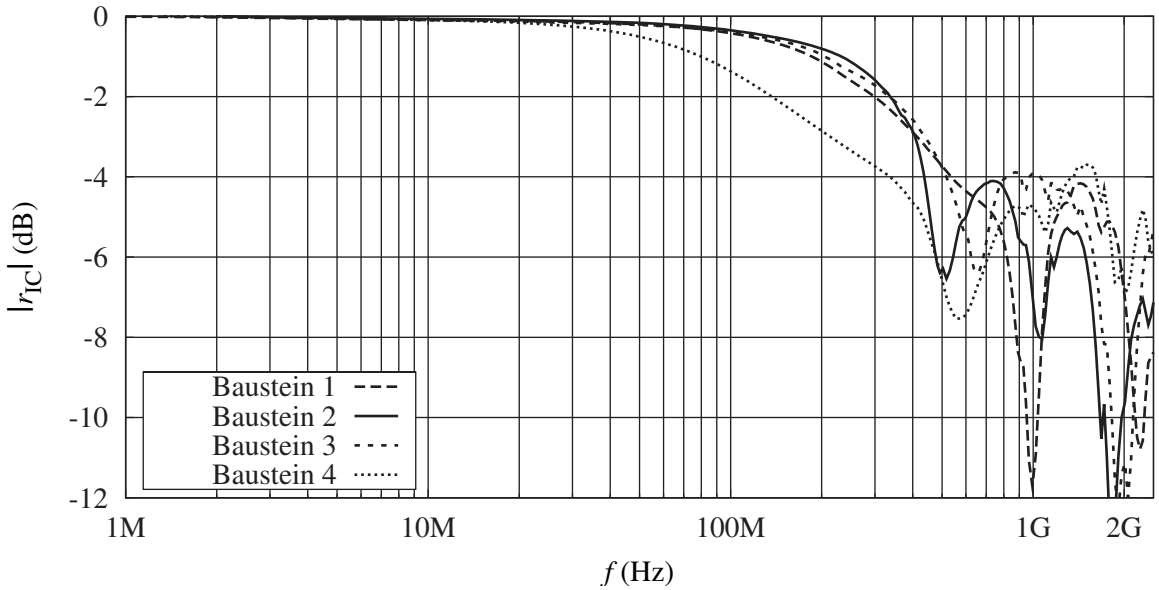


Abb. A.3: Reflexionsfaktormessung der rezessiven Bausteine.

Weitaus interessanter als der Reflexionsfaktor, der zur Simulation genutzt wird, ist die Impedanz Z_{IC} bzw. deren Betrag bei den verschiedenen Zuständen des Bausteins. Aus diesen Verläufen lassen sich die charakteristischen Eigenschaften deutlich besser ablesen und interpretieren. Die Impedanz ist in Abb. A.4 dargestellt.

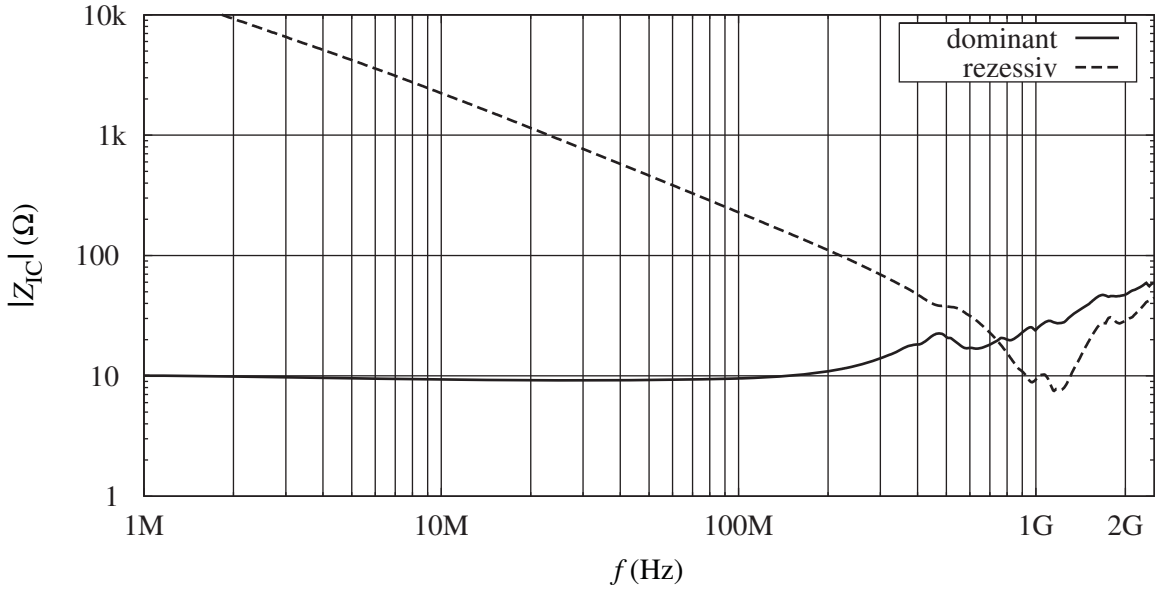


Abb. A.4: Betrag der Impedanz eines LIN-Bausteins.

Der Betrag der Impedanz Z_{IC} zeigt im Fall des dominanten Zustandes bis 100 MHz einen konstanten Wert von 10 Ω, der hauptsächlich durch den Widerstand des Sendetreibers bedingt ist. Bei Frequenzen oberhalb von 100 MHz wirkt dann die parasitäre Induktivität der Bonddrähte, die den Chip mit dem Gehäuse verbinden und erhöhen die Impedanz auf 60 Ω bei 2 GHz.

Der rezessive Zustand des Bausteins zeigt dagegen von 1 MHz an die Wirkung der parasitären Kapazität des Bausteins, die bis 1 GHz eine abnehmende Impedanz erzeugt, und erst darüber wirkt in diesem Zustand die parasitäre Induktivität des Bausteins.

B Analyse des DPI-Messverfahrens mit Kapazitäten

B.1 Standardplatine mit kapazitiver Filterung

In diesem Abschnitt sollen die in Kapitel 5.1.2 ermittelten Erkenntnisse über das DPI-Messverfahren um die Wirkungsweise der kapazitiven Filterung erweitert werden. Hierzu wird die Analyse der an den Pins entstehenden Ströme und Spannungen an Standard-Platinen mit zusätzlichen Kapazitäten durchgeführt. Diese Messung der Störfestigkeit ist in der Praxis überaus verbreitet und dient in vielen Fällen als Kriterium zur Bewertung eines Bausteins.

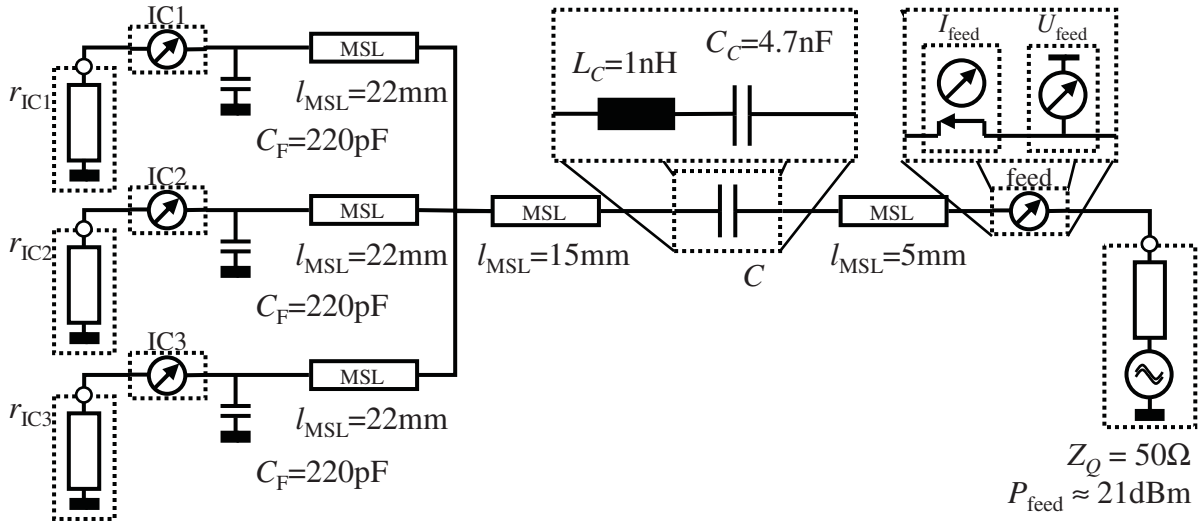
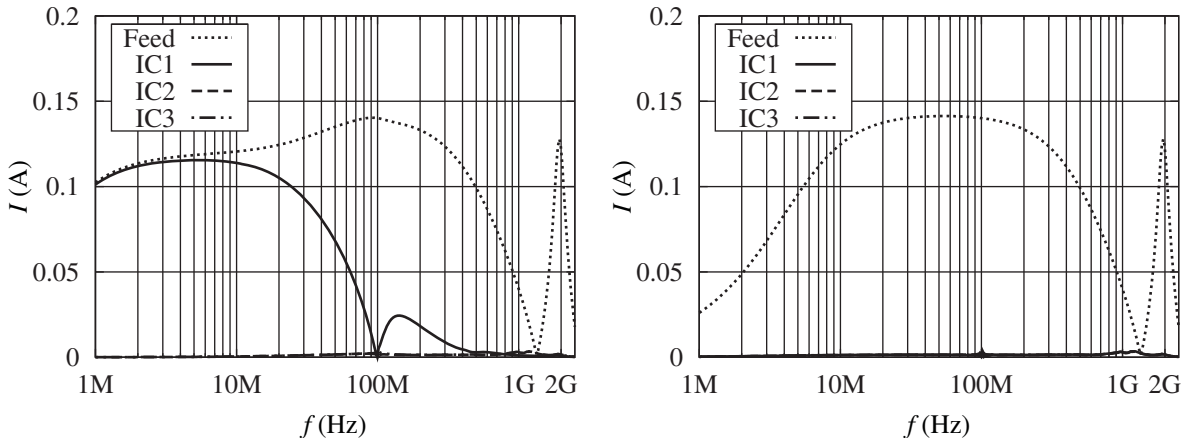


Abb. B.1: Simulationsmodell der Standardplatine mit zusätzlicher Filterung ($3 \times 220\,\mathrm{pF}$) vor den Bausteinen.

Abb. B.1 zeigt das verwendete Simulationsmodell, das dem in Abb. 5.1 dargestellten Simulationsmodell entspricht, wobei zusätzliche Filterkapazitäten $C_F = 220\,\mathrm{pF}$ vor den jeweiligen Transceiver-Bausteinen angebracht sind. Wieder wird in das Modell der Standardplatine ein Störsignal von $P_{\mathrm{feed}} = P_{\mathrm{for}} = 21\,\mathrm{dBm}$ eingespeist, und die entstehenden Ströme und Spannungen nach den Filterkapazitäten werden bestimmt.

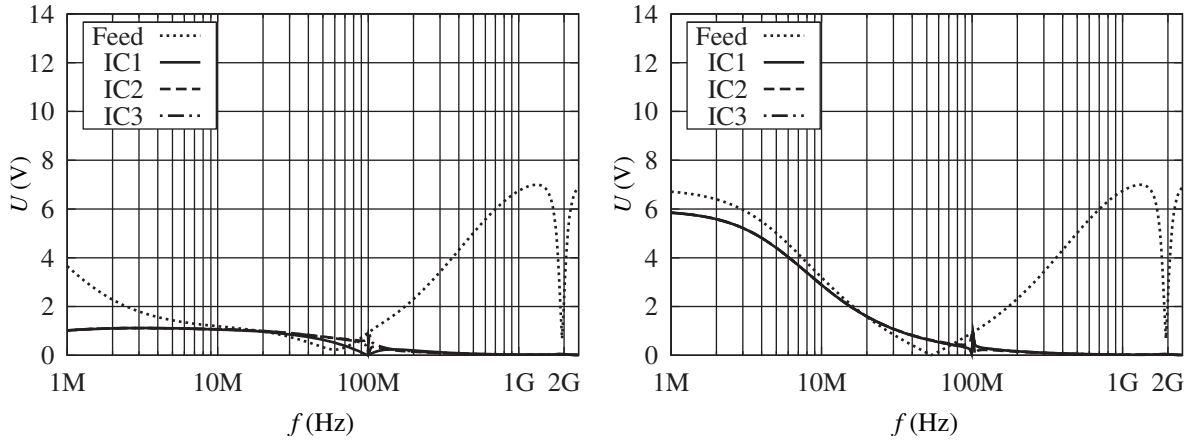
Abb. B.2(a) und B.2(b) zeigen den Verlauf des bei einer Speisung von $P_{\mathrm{for}} = 21\,\mathrm{dBm}$ entstehenden Stroms an den drei Transceiver-Bausteinen. Es ist erkennbar, dass beim dominanten IC bis ca. 100 MHz trotz der kapazitiven Filterung ein deutlicher Strom in den



(a) dominanter IC mit zwei rezessiven ICs (b) drei rezessive ICs

Abb. B.2: Strom an der Standard DPI-Platine, Baustein 2 mit $3 \times 220\,\mathrm{pF}$ Filterkapazität.

dominanten Baustein fließt. Oberhalb von 100 MHz ist dann beinahe kein Strom mehr zu erkennen. Dies zeigt, dass eine Filterwirkung der Kapazitäten in diesem Aufbau erst oberhalb dieser Frequenz beginnt. Bei den rezessiven ICs hingegen ist im gesamten Frequenzbereich kein nennenswerter Strom zu sehen. Die Ursache dieser unterschiedlichen Filterwirkungen liegt an den verschiedenen Lastimpedanzen, die dominanter bzw. rezessiver Baustein darstellen. Diese Lastimpedanz beeinflusst die Transfercharakteristik der Schutzschaltung, so dass bei dominantem bzw. niederohmigem Baustein die Filterung der Kapazität erst bei ca. 100 MHz ihre Wirkung erreicht.

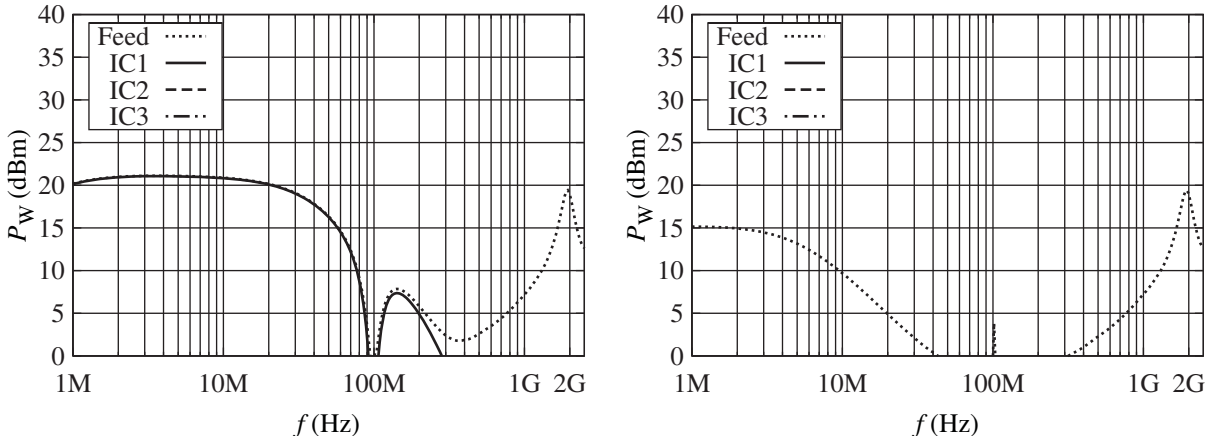


(a) dominanter IC mit zwei rezessiven ICs (b) drei rezessive ICs

Abb. B.3: Spannung an der Standard DPI-Platine, Baustein 2 mit $3 \times 220\,\mathrm{pF}$ Filterkapazität.

Ähnlich verhält es sich in Abb. B.3, bei der die an den Pins entstehenden Spannung dargestellt ist. Nur noch im Fall von drei rezessiven Bausteinen ist im unteren Frequenzbereich (bis maximal 100 MHz) eine Spannung mit nennenswerter Amplitude zu sehen. Die Begründung hierfür entspricht den bereits bei den Strömen dargestellten Argumenten.

Damit ist dann – wie in Abb. B.4 zu erkennen – auch von der Wirkleistung kein nennenswerter Anteil oberhalb von 100 MHz zu sehen. Dies zeigt, dass die Filterwirkung der Kapazitäten in diesem Aufbau bei ca. 100 MHz beginnt. Nähere Untersuchungen haben zudem gezeigt, dass in diesem Fall durch den geometrisch kompakten Aufbau jeder Baustein die Summe der verbauten Kapazitäten sieht und somit die Filterwirkung deutlich höher ist als im Fall eines realen Fahrzeugaufbaus, in dem nur der vor dem Baustein verbaute Kapazitätswert wirkt. In der Praxis ist es zudem so, dass keine idealen Kapazitäten vorhanden sind, so dass hier wiederum bei höheren Frequenzen mit einer nicht idealen Filterwirkung der Kapazitäten gerechnet werden muss.



(a) dominanter IC mit zwei rezessiven ICs

(b) drei rezessive ICs

Abb. B.4: Wirkleistung an der Standard DPI-Platine, Baustein 2 mit 3×220 pF Filterkapazität.

Literaturverzeichnis

[1] Schwab, Adolf J.: *Elektromagnetische Verträglichkeit.* 4. Auflage. Springer Verlag, Berlin, 2007. – ISBN 3–5406–0787–0

[2] Norm DIN EN 62132-4 Oct 2006. *Integrierte Schaltungen – Messung der elektromagnetischen Störfestigkeit, 150 kHz bis 1 GHz – Teil 4: Verfahren direkter Einspeisung der HF-Leistung.* – aus dem Norm-Entwurf IEC 47A/658/CD:2002

[3] Norm DIN ISO 11452-4 Jan 2003. *Road vehicles – Electrical disturbances by narrowband radiated electromagnetic energy – Component test methods Part 1: Bulk Curent Injection*

[4] Norm DIN ISO 11452-2 Mar 2000. *Road vehicles – Electrical disturbances by narrowband radiated electromagnetic energy – Component test methods Part 2: Absorberlined Chamber*

[5] Fiori, Franco: Experimental Evaluation of IC Susceptibility to RFI. In: *Compliance Engineering Magazine.* www.ce-mag.com, Mar 2001

[6] Taylor, Clayborne D. ; Satterwhite, R. S. ; Harrison, Charles W. J.: The Response of a Terminated Two-Wire Transmission Line Excited by a Nonuniform Electromagnetic Field. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* Bd. 13. IEEE, Nov 1965, S. 987–989

[7] Agrawal, A.K. ; Price, H.J. ; Gurbaxami, S.H.: Transient Response of Multiconductor Transmission Lines Excited by a Nonuniform Electromagnetic Field. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 22. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, May 1980, S. 119–129

[8] Rachidi, Farhad: Formulation of the Field-to-Transmission Line coupling Equations in Terms of Magnetic Excitation Fields. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 35. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Aug 1993, S. 404–407

[9] Rakouth, Heri ; Cammin, Clane ; Comstock, Luke ; Ruiz, Joseph: Automotive EMC: Key Concepts for Immunity Testing. In: *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Honolulu, Hawaii*, 2007

[10] Loeckx, Johan ; Gielen, Georges: Assessment of the DPI standard for immunity simulation of Integrated Circuits. In: *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Honolulu, Hawaii*, 2007

[11] Alaeldine, Ali ; Cordi, Jerome ; Perdriau, Richard ; Ramdani, Mohamed ; Levant, Jean-Luc: Predicting the Immunity of Integrated Circuits through Measurement Methods and Simulation Models. In: *18th International Zürich Symposium on Electromagnetic Compatibility, München*, 2007. – ISBN 978–3–9523286–0–6, S. 79–82

[12] Alaeldine, Ali ; Perdriau, Richard ; Ramdani, Mohamed ; Levant, Jean-Luc ; Drissi, M'hamed: A Direct Power Injection Model for Immunity Prediction in Integrated Circuits. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 50. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Feb 2008, S. 52–62

[13] Norm IEC 7498-1 Nov 1994. *Information Technology – Open Systems Interconnect – Basic Reference Model: The Basic Model*

[14] Siegmund, Gerd: *Grundlagen der Vermittlungstechnik*. R. v. Decker, Heidelberg, 1992. – ISBN 3–7685–4892–9

[15] Zimmermann, Hubert: OSI Reference Model – The ISO Model of Architecture for Open Systems Interconnection. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 28. IEEE Transactions on Communications, April 1980, S. 425–432

[16] Zimmermann, Werner ; Schmidgall, Ralf: *Bussysteme in der Fahrzeugtechnik: Protokolle und Standards*. Vieweg+Teubner Verlag, 2007. – ISBN 3–8348–0235–2

[17] LIN Consortium: *LIN Specification Package, Revision 2.0*. Sep 2003

[18] Grzemba, Andreas ; Wense, Hans-Christian von d.: *LIN-Bus: Systeme, Protokolle, Tests von LIN-Systemen, Tools, Hardware, Applikationen*. Franzis Verlag, 2005. – ISBN 3–7723–4009–1

[19] ST Micro: *Datenblatt ST L9638D LIN Bus Transceiver*

[20] NxP Semiconductors: *Datenblatt LIN TJA1021 LIN 2.0 Transceiver/SAE J2602 Transceiver*

[21] Infineon AG: *Datenblatt TLE 7259G LIN Transceiver*

[22] Norm EMV-Richtlinie 89/336/EWG May 1989. *EMV-Richtlinie 89/336/EWG*

[23] Williams, Tim: *EMC for Product Designers – Meeting the European Directive*. 3. Auflage. Newnes, Elsevier Science, Oxford, 2001. – ISBN 0–7506–4930–5

[24] Norm DIN EN 62132-1 Jun 2006. *Integrierte Schaltungen – Messung der elektromagnetischen Störfestigkeit, 150 kHz bis 1 GHz – Teil 1: Allgemeine Bedingungen und Begriffe*. – Norm-Entwurf, entspricht IEC 47A/618/CD:2001

[25] Körber, Bernd: *Entwicklung einer Methode zur effektiven Störeinkopplung in Leitungen hinein (Rohrkoppler)*, TU Dresden, Diss., 2006

[26] Lange, Klaus ; Löcherer, Karl-Heinz: *Meinke-Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. 5. Auflage. Springer Verlag, Berlin, 1992. – ISBN 3–5405–4714–2

[27] Schiek, Burkhard: *Grundlagen der Hochfrequenz-Messtechnik*. Springer Verlag, Berlin, 1999. – ISBN 3–5406–4930–1

[28] Brand, Hans: *Schaltungslehre linearer Mikrowellennetze: eine Einführung in die Grundlagen und Anwendungen der Mikrowellenschaltungstheorie*. Hirzel Verlag, Stuttgart, 1970

[29] Tietze, Ulrich ; Schenk, Christoph: *Halbleiterschaltungstechnik*. 12. Auflage. Springer Verlag, Berlin, 2002. – ISBN 3–5404–2849–6

[30] LIN Consortium: *LIN Conformance Test Specification – LIN EMC Test Specification, Version Draft 1.2*. Jul 2004

[31] Norm DIN ISO 11452-7 Apr 2000. *Road vehicles – Electrical disturbances by narrowband radiated electromagnetic energy – Component test methods Part 7: Direct Radio Frequency (RF) Power Injection*

[32] Redoute, Jan-Michel ; Steyaert, Michel: An EMI Resisting LIN Driver in 0.35-micron High-Voltage CMOS. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* Bd. 42. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Jul 2007, S. 1574–15852

[33] Chahine, Imad ; Kadi, Moncef ; Gaboriaud, Eric ; Louis, Anne ; Mazari, Belahcene: Using Neural Networks for Predicting the Integrated Circuits Susceptibility to Conducted Electromagnetic Disturbances. In: *18th International Zürich Symposium on Electromagnetic Compatibility, München*, 2007. – ISBN 978–3–9523286–0–6, S. 13–16

[34] Chahine, Imad ; Kadi, Moncef ; Gaboriaud, Eric ; Louis, Anne ; Mazari, Belahcene: Characterization and Modeling of the Susceptibility of Integrated Circuits to Conducted Electromagnetic Disturbances Up to 1 GHz. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 50. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, May 2008, S. 285–293

[35] Körber, Bernd ; Sperling, Dieter ; Gonschorek, Karl-Heinz: Study of Field Coupling Mechanism at Susceptibility Testing of Automotive Components in the Gigahertz Range. In: *18th International Zürich Symposium on Electromagnetic Compatibility, München*, 2007. – ISBN 978–3–9523286–0–6, S. 329–332

[36] Buntz, Stefan ; Blatter, Markus ; Leier, Helmut ; Fuchs, Stefan ; Gwisdalla, Dieter ; Menzel, Wolfgang: Direct Power Injection Immunity Measurements at Frequencies above 1 GHz. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Barcelona*, 2006. – ISBN 84–6899438–3, S. 882–887

[37] Smith, Jason: EMI Testing for IEC 61000-4-3 edition 3. In: *Microwave Journal* Bd. 60. horizon house Publishing, Jul 2007, S. 20–29

[38] Norm DIN IEC 62132-3 Sep 2003. *Integrierte Schaltungen – Messung der elektromagnetischen Störfestigkeit, 150 kHz bis 1 GHz – Teil 3: Stromeinspeisungs-Verfahren, 10 kHz bis 1 GHz* . – Norm-Entwurf, entspricht IEC 47A/670/CD:2003

[39] Cuvelier, Marielle ; Ficheux, Serge ; Klingler, Marco ; Rioult, Jean: Double Bulk Current Injection: A new Harness Setup to Correlate Immunity Test Methods. In: *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Istanbul*, 2003

[40] Spadacini, Giordano ; Pignari, Sergio A.: A Bulk Current Injection Test Conforming to Statistical Properties of Radiation-Induced Effects. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 46. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Aug 2004, S. 446–458

[41] Crisci, F. ; De Leo, R. ; De Riso, M. ; Primiani, V. M.: A Comparison of Immunity Test Methods for Automotive Testing. In: *15th International Zürich Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zürich*, 2003

[42] Adams, John W. ; Cruz, Jose ; Melquist, Dean: Comparison Measurement of Currents Induced by Radiation and Injection. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 34. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Aug 1992, S. 360–362

[43] Pignari, Sergio ; Canavero, Flavio G.: Theoretical Assessment of Bulk Current Injection versus Radiation. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 38. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Aug 1996, S. 469–477

[44] Hill, David A.: Currents Induced on Multiconductor Transmission Lines by Radiation and Injection. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 34. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Nov 1992, S. 445–450

[45] Agilent Technologies: *Advanced Design System ADS 2005A - User's Manual*. 2005A. www.agilent.com, 2005

[46] EM Software and Systems S.A.: *FEKO User's Manual - Suite 4.3*. 4.3. www.feko.info, Oct 2004

[47] Vukicevic, Ana ; Rachidi, Farhad ; Rubinstein, Marcos ; Tkachenko, Sergey V.: On the evaluation of antenna-mode currents along transmission lines. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 48. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Nov 2006, S. 693–700

[48] Fricke, Hans ; Frohne, Heinrich ; Vaske, Paul: *Grundlagen der elektrischen Nachrichtenübertragung*. B.G. Teubner, Stuttgart, 1979. – ISBN 3–5190–6416–2

[49] Blatter, Markus: *Frequenzbereichserweiterung eines Messplatzes zur leitungsgebundenen Störfestigkeitsmessung von LIN-Transceivern*, Hochschule Ulm, Diplomarbeit, Juli 2005

[50] Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG: *Datenblatt Multilayer-SMD-Ferrit 742792693*

[51] Meggitt PLC, Megitt Electronic Components MEC: *Datenblatt High Frequency Inductors SMD*

[52] Solar Electronics Company: *Datenblatt Koppelzange Typ 9120-1N*

[53] Zwemke, Thomas: *Anwendung der Stromeinspeisung (Bulk-Current-Injection) zur Störfestigkeitsprüfung bei unterschiedlichen Prüfbedingungen*, Universität Hannover, Diss., 2001

[54] Zillner, Maria: *Untersuchung von Störfestigkeitsmessmethoden auf Bauteilebene für LIN-Bustransceiver*, Hochschule Ulm, Diplomarbeit, Februar 2007

[55] M/A-Com RF & Microwave Products: *Datenblatt Übertrager Typ ETC1-1-13, ersetzt durch MABA-007159-000000, Vertrieb durch Tyco Electronics*

[56] Pudel, Waldemar: *Entwicklung und Realisierung eines Messplatzes zur zustandsabhängigen Kleinsignalparameterbestimmung von integrierten Schaltkreisen*, Hochschule Ulm, Diplomarbeit, Februar 2005

[57] Buntz, Stefan ; Leier, Helmut ; Fuchs, Stefan ; Gwisdalla, Dieter ; Menzel, Wolfgang: Modeling of Radiated Immunity Measurements by an Active Two-Port Model. In: *18th International Zürich Symposium on Electromagnetic Compatibility, München*, 2007. – ISBN 978–3–9523286–0–6, S. 333–336

[58] Vogel, Jochen: *Entwicklung und Untersuchung verschiedener Tastköpfe zur Analyse gestrahlter Störfestigkeitsmessungen*, Hochschule Ulm, Diplomarbeit, Juli 2006

[59] Tesche, Frederick M. ; Ianoz, Michael V. ; Torbjoern, Karlsson: *EMC Analysis Methods and Computational Models*. 1. John Wiley and sons, Hoboken, New Jersey, 1997. – ISBN 0–471–15573–X

[60] Unger, Hans G.: *Elektromagnetische Wellen auf Leitungen*. 4. Auflage. Hüthig Verlag, Heidelberg, 1996. – ISBN 3–7785–2390–2

[61] Weston, David A.: *Electromagnetic Compatibility: Principles and Applications*. Marcel Dekker Inc., 1995. – ISBN 9–7838–1691–2071

[62] Lawrenz, Wolfhard: *CAN – Controller Area Network – Grundlagen und Praxis*. 4. Auflage. Hüthig Verlag, Heidelberg, 2000. – ISBN 3–7785–2780–0

[63] Kloth, Stefan ; Dudenhausen, Hans-Martin: *Electromagnetic Compatibility – Principles and Applications*. Expert-Verlag, 1991. – ISBN 0–8247–8507–X

[64] Weber, Alfred: *EMV in der Praxis*. 3. Auflage. Hüthig Verlag, Heidelberg, 2004. – ISBN 978–3778529256

[65] Zenkner, Heinz ; Gerfer, Alexander ; Rall, Bernhard: *Trilogie der Induktivitäten. Designführer für Induktivitäten und Filter.* 3. Auflage. Swiridoff, 2006. – ISBN 978–3934350304

[66] Gonschorek, Karl-Heinz ; Singer, Hermann: *Elektromagnetische Verträglichkeit. Grundlagen, Analysen, Maßnahmen.* B.G. Teubner, Stuttgart, 1999. – ISBN 978–3519061441

[67] Gonschorek, Karl-Heinz: *EMV für Geräteentwickler und Systemintegratoren.* Springer Verlag, Berlin, 2005. – ISBN 978–3540234364

[68] Ohm, Jens-Rainer ; Lüke, Hans D.: *Signalübertragung – Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme.* 8. Auflage. Springer Verlag, Berlin, 2002. – ISBN 3–5406–7768–2

[69] Thumm, Manfred ; Wiesbeck, Werner ; Kern, Stefan: *Hochfrequenzmesstechnik – Verfahren und Messsysteme.* 2. Auflage. B.G. Teubner, Stuttgart, 1998. – ISBN 3–5191–6360–8

[70] Rizzi, Peter A.: *Microwave Engineering – Passive Circuits.* 1. Auflage. Prentice-Hall, Inc., 2002. – ISBN 0–1358–6702–9

[71] Paul, Clayton R.: *Introduction to Electromagnetic Compatibility.* 2. Auflage. Wiley-Interscience, 2006. – ISBN 0–4717–5814–0

[72] White, Joseph F.: *High Frequency Techniques – An Introduction to RF and Microwave Engineering.* John Wiley and sons, Hoboken, New Jersey, 2004. – ISBN 0–471–45591–1

[73] Eskelinen, Pekka: *Introduction to RF Equipment and System Design.* Artech House Inc., Norwood, Massachusetts, 2004. – ISBN 1–58053–665–4

[74] Golio, Mike: *The RF and Microwave Handbook.* CRC Press LLC, Boca Raton, Florida, 2001. – ISBN 0–8493–8592–X

[75] Kaiser, Kenneth L.: *Electromagnetic Compatibility Handbook: Circuits, Signals and Systems.* CRC Press LLC, Boca Raton, Florida, 2004. – ISBN 0–8493–2087–9

[76] Degauque, Pierre ; Hamelin, Joel ; Whyte, Henry: *Electromagnetic Compatibility.* Oxford University Press, 1993. – ISBN 0–1985–6375–2

[77] Meroth, Ansgar ; Tolg, Boris: *Infotainmentsysteme im Kraftfahrzeug: Grundlagen, Komponenten, Systeme und Anwendungen.* Vieweg+Teubner Verlag, 2007. – ISBN 3–8348–0285–9

[78] Wallentowitz, Henning ; Reif, Konrad: *Handbuch Kraftfahrzeugelektronik: Grundlagen, Komponenten, Systeme, Anwendungen.* Vieweg+Teubner Verlag, 2006. – ISBN 3–5280–3971–X

[79] Wolfsperger, Hans A.: *Elektromagnetische Schirmung: Theorie und Praxisbeispiele*. Springer Verlag, Berlin, 2008. – ISBN 3–5407–6912–9

[80] Borgeest, Kai: *Elektronik in der Fahrzeugtechnik: Hardware, Software, Systeme und Projektmanagement*. Vieweg+Teubner Verlag, 2007. – ISBN 3–8348–0207–7

[81] Sperling, Dieter ; Schneider, Margret: *GMM-Fachbericht: Elektromagnetische Verträglichkeit in der Kfz-Technik*. VDE Verlag, 2005. – ISBN 3–8007–2920–2

[82] Marscholik, Christoph ; Subke, Peter: *Datenkommunikation im Automobil: Grundlagen, Bussysteme, Protokolle und Anwendungen*. Hüthig Verlag, Heidelberg, 2007. – ISBN 3–7785–2969–2

[83] Reif, Konrad: *Automobilelektronik: Eine Einführung für Ingenieure*. Vieweg+Teubner Verlag, 2006. – ISBN 3–5280–3985–X

[84] Giese, Matthias: *Simulation der elektromagnetischen Wellenausbreitung in komplexen Leitungsstrukturen unter Berücksichtigung von Schirmungseffekten*, Eberhard-Karls-Universität zu Tübingen, Diss., 2005

[85] Ortega, Lorena D.: *Physical Layer Modellierung der Bussysteme CAN und FlexRay im Kraftfahrzeug*, TU Carolo-Wilhelmina Braunschweig, Diss., 2005

[86] Armenta, Roberto B. ; Sarris, Costas D.: Efficient Evaluation of the Terminal Response of a Twisted-Wire Pair Excited by a Plane-Wave Electromagnetic Field. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 49. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Aug 2007, S. 698–706

[87] Taylor, Clayborne D. ; Harrison, Charles W. J.: On the coupling of Microwave Radiation to Wire Structures. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 34. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Aug 1992, S. 183–188

[88] Poljak, Dragan ; Farhad, Rachidi ; Tkachenko, Sergey V.: Generalized Form of Telegrapher's Equation for the Electromagnetic Field Coupling to Finite-Length Lines Above a Lossy Ground. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 49. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Aug 2007, S. 689–697

[89] Klotz, Frank: EMC Test Specification for Integrated Circuits. In: *18th International Zürich Symposium on Electromagnetic Compatibility, München*, 2007. – ISBN 978–3–9523286–0–6, S. 73–77

[90] Grassi, Flavia ; Marliani, Filippo ; A., Pignari sergio: Circuit Modeling of Injection Probes for Bulk Current Injection. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 49. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Aug 2007, S. 563–576

[91] Duval, Fabrice ; Mazari, Belahcene ; Freyere, Bertrand ; Lefebvre, Philippe ; Zigault, Jean: Bulk Current Injection Test Modeling and Creation of a Test Methology. In: *15th International Zürich Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zürich*, 2003

[92] Vye, David: Smart Design Practices Address EMI/EMC Challenges. In: *Microwave Journal* Bd. 60. Horizon House Publishing, Jul 2007, S. 70–86

[93] Sun, Shishuang ; Liu, Geping ; Drewniak, James L. ; Pommerenke, David J.: Hand-Assembled Cable Bundle Modeling for Crosstalk and Common Mode Radiation Prediction. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 49. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Aug 2007, S. 708–718

[94] Paletta, Laurent ; Parmantier, Jean-Philippe ; Issac, Francois ; Dumas, Phillipe ; Alliot, Jean-Claude: Susceptibility Analysis of Wiring in a Complex System Combining a 3-D Solver and a Transmission-Line Network Simulation. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 44. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, May 2002, S. 309–317

[95] Omid, Mahmoud ; Kami, Yoshio ; Hayakawa, Masashi: Field Coupling to Nonuniform and Uniform Transmission Lines. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 39. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Aug 1997, S. 201–211

[96] Hill, David A. ; Camell, Dennis G. ; Cavcey, Kenneth H. ; Koepke, Galen H.: Radiated Emissions and Immunity of Microstrip Transmission Lines: Theory and Reverberation Chamber Measurements. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 38. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, May 1996, S. 165–172

[97] Leone, Marco: Radiated Susceptibility on the Printed-Circuit-Board Level: Simulation and Measurement. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 47. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Aug 2005, S. 471–478

[98] Kami, Yoshito ; Sato, Risaburo: Analysis of Radiation Characteristics of a Finite-Length Transmission Line using a Circuit-Concept Approach. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 30. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, May 1988, S. 114–121

[99] Goodwin, Stephen ; Marvin, Andrew C.: A Transmission Line Model of Cabel to Antenna Coupling Inside a Screened Room. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Bd. 31. IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Nov 1989, S. 397–404

[100] Norm DIN ISO 11452-1 Dez 2002. *Road vehicles – Electrical disturbances by narrowband radiated electromagnetic energy – Component test methods Part 1: General and Definitions*

[101] Norm DIN ISO 11452-3 Jan 2003. *Road vehicles – Electrical disturbances by narrowband radiated electromagnetic energy – Component test methods Part 3: Transverse Electromagnetic Cell*

[102] Norm IEC 61967-1 Jan 2003. *Integrated circuits – Measurement of electromagnetic emissions, 150 kHz to 1 GHz – Part 1: General conditions and definitions*

[103] Norm IEC 61967-2 Mar 2006. *Integrated circuits – Measurement of electromagnetic emissions, 150 kHz to 1 GHz – Part 2: Measurement of radiated emissions - TEM cell and wideband TEM cell method*

[104] Norm IEC 61967-3 Dec 2003. *Integrated circuits – Measurement of electromagnetic emissions, 150 kHz to 1 GHz – Part 3: Measurement of radiated emissions – Surface scan method.* – Norm-Entwurf, entspricht IEC 47A/674/CD:2003-07

[105] Norm IEC 61967-4 Jul 2006. *Integrated circuits – Measurement of electromagnetic emissions, 150 kHz to 1 GHz – Part 4: Measurement of conducted emissions – 1ohm/150ohm direct coupling method*

[106] Norm IEC 61967-4-1 Feb 2005. *Integrated circuits – Measurement of electromagnetic emissions, 150 kHz to 1 GHz – Part 4-1: Measurement of conducted emissions – 1ohm/150ohm direct coupling method – Application guidance to IEC 61967-4*

[107] Norm IEC 61967-5 Feb 2003. *Integrated circuits – Measurement of electromagnetic emissions, 150 kHz to 1 GHz – Part 5: Measurement of conducted emissions – Workbench Faraday Cage method*

[108] Norm IEC 61967-6 Jun 2002. *Integrated circuits – Measurement of electromagnetic emissions, 150 kHz to 1 GHz – Part 6: Measurement of conducted emissions – Magnetic probe method*

[109] Norm-Entwurf DIN IEC 62132-2 Aug 2006. *Integrierte Schaltungen – Messung der elektromagnetischen Störfestigkeit, 150 kHz bis 1 GHz – Teil 2: TEM Zelle.* – Norm-Entwurf, entspricht IEC 47A/748/CD:2006

[110] Norm DIN IEC 62132-5 Jun 2006. *Integrierte Schaltungen – Messung der elektromagnetischen Störfestigkeit, 150 kHz bis 1 GHz – Teil 5: Messung der Störfestigkeit gegen leitungsgeführte Störgrößen; Verfahren mit Faradayschem Arbeitskäfig .* – Norm-Entwurf, entspricht IEC 47A/631/CD:2001

Die Literaturstellen [36, 57] sind die dieser Arbeit zugrunde liegende Veröffentlichungen des Autors. Mit [49, 54, 56, 58] werden vom Autor betreute Diplom- und Studienarbeiten referenziert, aus denen Ergebnisse in diese Arbeit einflossen.

Zugrundeliegende Veröffentlichungen des Autors

[**A**] Buntz, Stefan ; Blatter, Markus ; Leier, Helmut ; Fuchs, Stefan ; Gwisdalla, Dieter ; Menzel, Wolfgang: Direct Power Injection Immunity Measurements at Frequencies above 1 GHz. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Barcelona*, 2006. ISBN 84-6899438-3, S. 882-887

[**B**] Buntz, Stefan ; Leier, Helmut ; Fuchs, Stefan ; Gwisdalla, Dieter ; Menzel, Wolfgang: Modeling of Radiated Immunity Measurements by an Active Two-Port Model. In: *18th International Zürich Symposium on Electromagnetic Compatibility, München*, 2007. ISBN 978-3-9523286-0-6, S. 333-336

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name:	Stefan Buntz
Geburtstag:	14. Februar 1978
Geburtsort:	Ulm/Donau

Schulbildung

1984-1988	Grundschule Temmenhausen
1988-1994	Realschule Dornstadt
1994-1997	Robert-Bosch-Schule Ulm, Gymnasium
1997-1998	Grundwehrdienst beim 2. Stabs- und Fernmelderegiment 210 in Ulm

Studium

1998-2003	Studium der Elektrotechnik an der Universität Ulm

Berufstätigkeit

2003-2004	Entwicklungsingenieur bei der EADS in Ulm, Arbeitsbereich *Hochauflösende Peilverfahren; Simulation von Peil-Gruppenantennen*
2004-2008	Doktorand bei der Daimler AG, Ulm, Arbeitsbereich *Bauteil-Störfestigkeitsprüfverfahren für Kfz-Bussysteme*
seit 2008	Entwicklungsingenieur bei der Daimler AG, Ulm, Bereich *Bussysteme und Übertragungssicherheit*