

Modellbasierte Analyse der Störfestigkeit von Kfz-Bussystemen

Von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Dortmund genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

von

Carina Austermann

Referent: Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

Korreferent: Prof. Dr. rer. nat. habil. Frank Gronwald, Universität Siegen

Tag der mündlichen Prüfung: 10.10.2023

Austermann, Carina: Modellbasierte Analyse der Störfestigkeit von Kfz-Bussystemen
Genehmigte Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades Doktor der
Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) der Fakultät für Elektrotechnik und
Informationstechnik der Technischen Universität Dortmund.
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund
Korreferent: Prof. Dr. rer. nat. habil. Frank Gronwald, Universität Siegen
Ort und Tag der mündlichen Prüfung: Dortmund, 10.10.2023

Überblick

Die Entwicklung und Integration von neuen Fahr- und Sicherheitsfunktionen in ein Fahrzeug erfordern den schnellen und sicheren Austausch von Daten zwischen Sensoren und Steuergeräten. Es werden dazu Bussysteme benötigt, die zuverlässig hohe Datenraten bereitstellen. Die Robustheit der fahrzeuginternen Datenübertragung kann jedoch durch elektromagnetische Felder beeinträchtigt werden. Um die Funktionalität aller Anwendungen zu gewährleisten, besteht die Notwendigkeit einer detaillierten Analyse der Störfestigkeit der eingesetzten Bussysteme. Eine modellbasierte Analyse ist ein wichtiges Werkzeug, mit dem umfassende Untersuchungen der Störfestigkeit bereits in einer frühen Entwicklungsphase durchgeführt werden können.

Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung einer systematischen simulationsbasierten Störfestigkeitsanalyse von Bussystemen in Zeit- und Frequenzbereich unter Verwendung eines Netzwerksimulationstools. Dazu werden Modelle des Physical Layers der Bussysteme Automotive Ethernet und CAN bzw. CAN FD erstellt. Neben den Bussystemen wird die Einkopplung von externen Feldern in die Kommunikationsleitungen und speziell eine Leitungskopplung modelliert. Die Störfestigkeit von realen Bustransceivern wird durch Messungen basierend auf der Direct Power Injection (DPI) Methode untersucht und mit den Ergebnissen werden Bewertungskriterien für eingekoppelte Störspannungen für verschiedene Transceiver formuliert. Die Modelle für Bussysteme, Koppelpfade und Fehlerkriterien werden für den Aufbau von Simulationen verwendet, um Parameterstudien zur Identifikation kritischer Parameter der Störeinkopplung durchzuführen. Es wird dazu eine Methodik entwickelt, mit der die Störfestigkeit verschiedener Topologien, Koppelstrecken und Bussysteme systematisch untersucht, bewertet und verglichen werden kann. Eine Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke wird analysiert und damit ein quantitativer Vergleich der Störfestigkeit von CAN FD und Automotive Ethernet ermöglicht. Für CAN FD werden zudem komplexere Netzwerke, wie Stern- und Linientopologien, analysiert und es werden die Unterschiede in der Robustheit durch die verschiedenen Koppelpfade und Topologien gezeigt. Neben der Analyse der Störfestigkeit werden Maßnahmen zur Reduktion der Störungen in Bussystemen, wie die Wahl von Geometrieparametern potentieller Koppelpfade und der Aufbau der Terminierungsnetzwerke diskutiert. Ein neues Konzept zur Entstörung von Bussystemen wird ebenfalls vorgestellt und analysiert. Es basiert auf einem kooperativen Betrieb von Kommunikationsstrecke und Störquelle, sodass trotz eingekoppelter Störspannung eine hohe Datenrate mit geringer Latenz realisiert werden kann.

Inhaltsverzeichnis

Formelverzeichnis	- 5 -
Abkürzungsverzeichnis	- 12 -
1 Einleitung.....	- 15 -
1.1 Stand der Technik	- 15 -
1.1.1 Bussysteme im Fahrzeug	- 15 -
1.1.2 EMV von Bussystemen.....	- 18 -
1.2 Ziele und Motivation der Arbeit	- 21 -
1.3 Aufbau der Arbeit.....	- 21 -
2 Grundlagen von Kfz-Bussystemen.....	- 23 -
2.1 Aufbau und Funktionsweise von CAN/CAN FD	- 23 -
2.1.1 Physikalische Schicht (Physical Layer) CAN/CAN FD	- 23 -
2.1.2 Nachrichtenformat CAN FD	- 25 -
2.1.3 Bittiming CAN/CAN FD	- 26 -
2.2 Aufbau und Funktionsweise von Automotive Ethernet	- 27 -
2.2.1 Physikalische Schicht (Physical Layer) Automotive Ethernet	- 27 -
2.2.2 Physical Coding Sublayer (PCS) 100BASE-T1	- 28 -
2.2.3 Physical Coding Sublayer (PCS) 1000BASE-T1.....	- 30 -
3 Leitungstheorie zur Beschreibung von elektromagnetischer Kopplung in Kfz-Bussystemen.....	- 32 -
3.1 Eigenschaften und Beschreibung eines Mehrleitersystems.....	- 32 -
3.2 Lösung der Leitungsgleichungen im Frequenzbereich zur Beschreibung von Leitungskopplung	- 34 -
3.3 Anregung einer Leitung durch ein externes Feld	- 36 -
3.4 Verdrilltes Leitungspaar	- 37 -
3.4.1 Eigenschaften eines verdrillten Leitungspaares.....	- 37 -
3.4.2 Beschreibungsmethoden für ein Kabelbündel mit einem verdrillten Leitungspaar	- 40 -
3.5 Implementierung der Lösung der Leitungsgleichungen in einem Netzwerksimulationstool	- 42 -

4	Modellierung von Kfz-Bussystemen.....	- 46 -
4.1	Simulationsmodell CAN FD-Transceiver	- 46 -
4.2	Simulationsmodell 100BASE-T1/1000BASE-T1-Transceiver	- 47 -
4.3	Simulationsmodell Common Mode Choke.....	- 48 -
4.4	Modellierung der Einkopplung von Störungen in Kommunikationsleitungen.....	- 49 -
4.4.1	Modellierung von verkoppelten Leitungen	- 49 -
4.4.2	Modellierung von ungeschirmten verdrehten Leitungen	- 50 -
4.5	Parametrierung und Validierung der Simulationsmodelle von Kfz- Bussystemen und Koppelpfaden	- 51 -
4.5.1	Common Mode Choke	- 51 -
4.5.2	Datenübertragungsstrecke.....	- 52 -
4.5.3	Verkopplung von Rundleitern und verdrehten Leitungspaaren.....	- 53 -
4.5.4	Einkopplung einer ebenen Welle in eine einfache Leitung.....	- 56 -
5	Charakterisierung der Störfestigkeit von Bustransceivern	- 59 -
5.1	Bewertung einer Automotive-Ethernet-Kommunikation	- 60 -
5.1.1	Bewertung einer 100BASE-T1-Kommunikation mittels Augendiagrammen	- 60 -
5.1.2	Bewertung einer 100BASE-T1-Kommunikation durch Überwachung der Datenströme	- 62 -
5.2	Identifikation von kritischen pulsförmigen Störungen.....	- 63 -
5.2.1	Differential-Mode-Störschwellen	- 63 -
5.2.2	Periodisch auftretende pulsförmige Differential-Mode-Störungen in einer 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke	- 66 -
5.2.3	Common-Mode-Störschwellen.....	- 67 -
6	Untersuchung der Störfestigkeit von Punkt-zu-Punkt- Kommunikationsstrecken	- 69 -
6.1	Überkopplung von Mikrostreifenleitungen auf PCBs	- 70 -
6.1.1	Charakterisierung des Koppelpfads auf der PCB.....	- 70 -
6.1.2	Untersuchung der Störfestigkeit von PCB-Konfigurationen	

	gegenüber pulsförmigen Störungen.....	- 74 -
6.2	Leitungskopplung in einem Kabelbündel	- 77 -
6.2.1	Charakterisierung des Koppelpfads	- 78 -
6.2.2	Untersuchung der Störfestigkeit gegenüber pulsförmigen Störungen durch Leitungskopplung	- 82 -
6.3	Störfestigkeit gegenüber der Einkopplung von ebenen Wellen	- 84 -
6.4	Untersuchung des Einflusses von Asymmetrien in Terminierungsnetzwerken	- 87 -
6.4.1	Messtechnische Untersuchung des Einflusses von Asymmetrien in einer Leitungskopplungskonfiguration.....	- 88 -
6.4.2	Simulative Untersuchung des Einflusses von Asymmetrien in einer Leitungskopplungskonfiguration	- 90 -
7	Untersuchung der Störfestigkeit von komplexen Bustopologien.....	- 95 -
7.1	Analyse von Sterntopologien	- 95 -
7.1.1	Einkopplung einer ebenen Welle in eine Leitung	- 96 -
7.1.2	Einkopplung einer ebenen Welle in mehrere Leitungen.....	- 99 -
7.1.3	Leitungskopplung.....	- 102 -
7.2	Analyse von Linientopologien	- 104 -
7.2.1	Einkopplung einer ebenen Welle in eine Leitung	- 104 -
7.2.2	Leitungskopplung.....	- 106 -
7.3	Vergleich der Störfestigkeit verschiedener Netzwerktopologien	- 108 -
7.4	Auswirkungen von Asymmetrien im Terminierungsnetzwerk auf die Störfestigkeit komplexer Bustopologien.....	- 110 -
8	Entstörung von Kommunikationssystemen durch kooperative Betriebsstrategien	- 115 -
8.1	Setup zur Analyse von kooperativen Betriebsstrategien.....	- 115 -
8.2	Beschreibung des gestörten Kommunikationskanals	- 116 -
8.3	Übersicht der kooperativen Betriebsstrategien	- 119 -
8.4	Analyse kooperativer Betriebsstrategien	- 123 -
8.4.1	Analyse der Nettobitraten	- 123 -

8.4.2	Adaptionen des Konzepts mit Framepartitionierung (DSFP)	- 127 -
8.4.3	Analyse der Latenz und Verzögerungen der Datenübertragung	- 129 -
8.4.4	Untersuchung des Einflusses von Jitter	- 132 -
8.5	Fazit und Vergleich der kooperativen Betriebsstrategien.....	- 133 -
9	Diskussion der Ergebnisse zur Störfestigkeit und Auswahl von Entstörmaßnahmen	- 136 -
9.1	Bewertung der Störfestigkeit und Auslegung einer Punkt-zu-Punkt- Kommunikationsstrecke.....	- 137 -
9.2	Auslegung des Terminierungsnetzwerks für Automotive Ethernet	- 140 -
9.2.1	Differential-Mode-Terminierung	- 140 -
9.2.2	Optionales Tiefpassfilter (100BASE-T1)	- 142 -
10	Zusammenfassung und Ausblick	- 146 -
Anhang	- 149 -
A.1	Leitungsparameter für Rundleiter über einer Massefläche	- 149 -
A.2	Erstellung von Leitungsmodellen mit SACAMOS	- 150 -
A.3	Mixed-Mode-S-Parameter zur Beschreibung von Terminierungsnetzwerken	- 151 -
Literaturverzeichnis	I
Abbildungsverzeichnis	VIII
Tabellenverzeichnis	XVI
Publikationen der Autorin	XVII
Betreute Abschlussarbeiten	XVIII

Formelverzeichnis

a	Modulationsfaktor (Pulsweitenmodulation)
A	Fläche
b_a	Bitrate Arbitrationsphase
b_d	Bitrate Datenphase
b_n	Nominelle Bitrate
b_{net}	Nettobitrate
b_{red}	Reduzierte Bitrate
B	Magnetische Flussdichte
B_n	Normalkomponente der magnetischen Flussdichte
C'	Kapazitätsbelag
C'	Kapazitätsbelagsmatrix
C_{DMT}	Kapazität der Masseanbindung in einer DM-Split-Terminierung
C_{DPI}	Kapazität DPI-Einkopplung
C_{in}	Kapazität der Isolation
C'_m	Modale Kapazitätsbelagsmatrix
$C'_{m,nn}$	Koeffizient (n, n) der modalen Kapazitätsbelagsmatrix
C_{P1}, C_{P2}	Parasitäre Kapazitäten
d_{nq}	Abstand zwischen den Leitungen bzw. Leiterbahnen n und q
d_{TWP}	Abstand der Leiter in einem verdrehten Leitungspaar
d_W	Abstand der Leitungen in einem Leitungsbündel
E	Elektrische Feldstärke
E_{krit}	Kritische Amplitude des elektrischen Feldes einer ebenen Welle
E_t	Amplitude der Tangentialkomponente des elektrischen Feldes
E_x	Amplitude des elektrischen Feldes in x -Richtung einer ebenen Welle
E_z	Amplitude des elektrischen Feldes in z -Richtung einer ebenen Welle
E_θ	Amplitude des elektrischen Feldes in θ -Richtung (SACAMOS)
E_ϕ	Amplitude des elektrischen Feldes in ϕ -Richtung (SACAMOS)
f	Frequenz
f_{EW}	Frequenz der ebenen Welle
f_P	Wiederholfrequenz einer trapezförmigen Pulsfolge
f_{PWM}	PWM-Frequenz
f_{sin}	Frequenz Sinussignal

f_{saw}	Frequenz Sägezahnsignal
G'	Leitwertbelag
\mathbf{G}'	Leitwertbelagsmatrix
h_{g}	Höhe des Leitungsbündels über der Massefläche
h_{LB}	Höhe einer Leiterbahn
h_n	Höhe der Leitung n über der Massefläche
h_{P}	Höhe der Platine
H_{CM}	Übertragungsfunktion Common-Mode-Einkopplung
H_{DM}	Übertragungsfunktion Differential-Mode-Einkopplung
H_x	Amplitude der magnetischen Feldstärke in x -Richtung
H_y	Amplitude der magnetischen Feldstärke in y -Richtung
\mathbf{I}	Vektor nodaler Ströme
I_{CM}	Common-Mode-Strom
I_{DM}	Differential-Mode-Strom
\mathbf{I}'_{F}	Vektor äquivalenter Stromquellen einer Feldeinkopplung
$I_{\text{ind},n}$	Strom in Leitung n durch magnetische Induktion
$I_{\text{ind,CM}}$	Common-Mode-Strom durch magnetische Induktion
$I_{\text{ls},n}$	Äquivalente Stromquelle für die Einkopplung eines elektrischen Feldes in Leitung n
\mathbf{I}_{m}	Vektor modaler Ströme
$\mathbf{I}_{\text{m}}^+, \mathbf{I}_{\text{m}}^-$	Vektoren hin- und rücklaufender Wellen des modalen Stroms
$I_{\text{m},n}$	Modaler Strom der Mode n
I_n	Strom durch Leitung n
j	Imaginäre Einheit
k	Koppelfaktor der CMC
k_{Φ}	Wellenvektor in Φ -Richtung (SACAMOS)
k_{θ}	Wellenvektor in θ -Richtung (SACAMOS)
l	Leitungslänge
l_{c}	Länge der Koppelstrecke
l_{Ln}	Länge der n -ten Leitung in einer Linientopologie
l_n	Länge der Leitung n
$l_{\text{Ln}q}$	Länge der Leitung zwischen Knoten n und q in einer Linientopologie
l_{s}	Schlaglänge

l_{SW}	Leitungslänge einer einfachen Leitung
l_{Sn}	Leitungslänge der n -ten Leitung in einer Sterntopologie
l_{TWP}	Länge eines verdrehten Leitungspaares (TWP)
L'	Induktivitätsbelagsmatrix
L_{DMT}	Induktivität der Masseverbindung in der DM-Split-Terminierung
L'_m	Modale Induktivitätsbelagsmatrix
L_M	Hauptinduktivität
$L'_{m,nn}$	Koeffizient (n, n) der modalen Induktivitätsbelagsmatrix
L'_{nq}	Gegeninduktivitätsbelag der Leitungen n und q
L'_{nn}	Eigeninduktivitätsbelag der n -ten Leitung
L_S	Streuinduktivität
m	Anzahl der Teilnehmer in einer Bustopologie
M_I	Transformationsmatrix DM/CM-Ströme
M_S	Transformationsmatrix Single-Ended/Mixed-Mode-S-Parameter
M_U	Transformationsmatrix DM/CM-Spannungen
n	Laufindex
N	Anzahl der Leitungen einer Mehrleiterkonfiguration
N_{Pulse}	Anzahl der Pulse
N_P	Anzahl der Perioden
N_{slot}	Anzahl der Zeitslots
p_a	Mittlere Datenmenge pro Payload
p_{data}	Datenmenge in der Payload eines Frames
$p_{data,max}$	Maximale Payload eines übertragenen Frames
p_{min}	Minimal zu übertragene Datenmenge pro Zeitslot
P	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (engl. Probability Density Function, PDF)
P_{Bit}	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Bitdauer
q	Laufindex
r_n	Radius der Leitung n
r_{SW}	Radius einer einfachen Leitung
r_{TWP}	Radius einer Leitung in einem verdrehten Leitungspaar
R'	Widerstandsbelag
R'	Widerstandsbelagsmatrix

R_1, R_2	Widerstand am Anfang und Ende einer Leitung
$R_{DC,n}$	DC-Widerstand der n -ten Leitung
R_{in}	Widerstand der Isolation
R_L	Lastwiderstand
R_{P1}, R_{P2}	Parasitäre Widerstände
R_S	Innenwiderstand Quelle
R_{ser}	Serieller Widerstand
R_T	Terminierungswiderstand (CAN-Terminierungsnetzwerk)
$RxD[x: 0]$	RxD-Datenstrom (Ausgangsdaten Transceiver)
s	Laufindex
$Sc_n[x: 0]$	Zufallssequenz (Ausgangsdaten Scrambler)
$Scr_n[x: 0]$	Ausgangsdaten LSFR
S_{cc12}	Mixed-Mode-S-Parameter (Common zu Common Mode)
$Sd_n[x: 0]$	Verwürfelte Bitsequenz
S_{dc12}	Mixed-Mode-S-Parameter (Common zu Differential Mode)
S_{dd12}	Mixed-Mode-S-Parameter (Differential zu Differential Mode)
S_{MM}	Mixed-Mode-S-Parametermatrix
S_{SE}	Single-Ended-S-Parametermatrix
t	Zeit
t_{DSFP}	Übertragungsdauer eines Frames mit Methode DSFP
t_{eye}	Zeitpunkt der größten Augenöffnung
t_F	Zeitpunkt der Flanke eines Rechtecksignals
t_L	Latenzzeit
t_n	Übertragungsdauer eines Frames mit nomineller Datenrate
t_r	Anstiegszeit
t_{SP}	Zeitpunkt des Samplepunkts
\mathbf{t}_{slot}	Vektor der Zeitslots ohne Störung
t_{slot}	Dauer eines Zeitslots ohne Störung
t_{SM}	Zeitpunkt der Pulsmitte (trapezförmiger Puls)
TA_n, TB_n	Symbolpaar
$T_{Bit,n}$	Bitdauer der nominellen Datenrate
T_D	Laufzeit einer Leitung
T_I	Transformationsmatrix modaler Ströme

T_{IFS}	Zeit zwischen den übertragenen Frames (Interframe Space)
$T_{PDM,min}$	Minimale Pulsbreite eines differentiellen Störpulses
T_Q	Zeitquantum
T_S	Dauer der Störung
T_U	Transformationsmatrix modaler Spannungen
$tx_co1[x:0]$	Bitgruppe aus Nutzdatenbits
$tx_co2[x:0]$	Bitgruppe aus Nutzdatenbits mit OAM-Bits
$tx_data_n[x:0]$	Datenpakete Automotive Ethernet PCS
$TxD[x:0]$	TxD-Datenstrom (Eingangsdaten Transceiver)
$u_{b,1}, u_{b,2}$	Ansteuersignale des Automotive-Ethernet-Transceivermodells
$u_{c,1}, u_{c,2}$	Ansteuersignale des CAN FD-Transceivermodells
u_{data}	Analoge Spannung des Datensignals
u_{diff}	Differentielle Spannung auf den Kommunikationsleitungen im Zeitbereich
u_{DPI}	DPI-Spannung
u_{logik}	Logikpegel des Bussystems
u_{PWM}	Spannungsverlauf PWM-Signal
\mathbf{U}	Vektor nodaler Spannungen
U_{CANH}	Spannung auf der CANH-Leitung
U_{CANL}	Spannung auf der CANL-Leitung
U_{CM}	Common-Mode-Spannung
$U_{CM,IC}$	Common-Mode-Spannung am IC
$U_{CM,max}$	Maximale Amplitude der Common-Mode-Spannung
U_{diff}	Differentielle Spannung auf den Kommunikationsleitungen
U_{DM}	Differential-Mode-Spannung
$U_{DM,max}$	Maximale Amplitude der Differential-Mode-Spannung
$U_{DM,IC}$	Differential-Mode-Spannung am IC
$U_{E,n}$	Spannung durch E-Feldeinkopplung an Leitung n
\mathbf{U}'_F	Vektor äquivalenter Spannungsquellen einer Feldeinkopplung
$U_{IC,n}$	Spannung am IC (Leitung n)
$U_{ind,n}$	Induzierte Spannung in Leitung n
$U_{Is,n}$	Äquivalente Spannungsquelle für die Einkopplung eines magnetischen Feldes in Leitung n

U_L	Spannungsabfall über der Last
U_M	Spannung auf Leitung M (Automotive Ethernet)
\mathbf{U}_m	Vektor modaler Spannungen
$\mathbf{U}_m^+, \mathbf{U}_m^-$	Amplitude der hin- und rücklaufende Welle der modalen Spannung
$U_{m,n}$	Modale Spannung der Mode n
U_n	Spannung auf Leitung n
U_P	Spannung auf Leitung P (Automotive Ethernet)
$U_{PDM,min}$	Minimale Amplitude eines differentiellen Störpulses
U_{PWM}	Amplitude PWM-Signal
U_Q, u_Q	Spannung einer idealen Quelle
U_{RxD}	Spannung des RxD-Signals
U_{R1}, U_{R2}	Spannung an Widerständen R_1 und R_2
U_S	Amplitude des trapezförmigen Spannungspulses
$U_{S,krit}$	Kritische Amplitude einer trapezförmigen Störspannungsquelle
U_{sin}	Amplitude eines Sinussignals
U_{saw}	Amplitude eines Sägezahnsignals
U_{TH}	Obere Schaltschwelle eines Komparators
U_{TL}	Untere Schaltschwelle eines Komparators
$U_{T,n}$	Spannung am Terminierungsnetzwerk auf Leitung n
$v_{m,n}$	Ausbreitungsgeschwindigkeit der Mode n
w_n	Breite der Leiterbahn n
x	Kartesische Koordinate
y	Kartesische Koordinate
\mathbf{Y}'	Admittanzbelagsmatrix
z	Kartesische Koordinate
\mathbf{Z}'	Impedanzbelagsmatrix
Z_c	Wellenwiderstand
$Z_{mc,n}$	Charakteristische Impedanz (Wellenwiderstand) der n -ten Mode
δ_r	Reduktionsfaktor der Bitrate (DSAB)
Δd	Abweichung Leitungsabstand
Δh	Variation der Höhe der Leitung über der Massefläche
ΔL_S	Abweichung der Streuinduktivität

Δb_n	Abweichung zur nominellen Bitrate
ΔR_{DM}	Abweichung des Differential-Mode-Terminierungswiderstands
ΔR_{CM}	Abweichung des Common-Mode-Terminierungswiderstands
Δt_n	Abweichung der Übertragungsdauer eines Frames
η_j	Parameter Jittermodell
μ	Permeabilität
σ_{jitter}	Standardabweichung eines normalverteilten Jitters
τ	Pulsbreite
γ	Ausbreitungskonstante
Φ	Magnetischer Fluss
Φ	Kettenmatrix
Φ_S	Kettenmatrix eines Leitungsabschnitts mit halber Schlaglänge
ω	Kreisfrequenz

Abkürzungsverzeichnis

3B2T	3 Bit zu 2 Symbol Konversion
4B3B	4 Bit zu 3 Bit Konversion
ACK	Acknowledgement
BER	Bitfehlerrate
BRS	Bit Rate Switch
CAN	Controller Area Network
CAN FD	Controller Area Network with Flexible Data Rate
CM	Common Mode
CMC	Common Mode Choke
CRC	Cyclic Redundancy Check (Zyklische Redundanzprüfung)
DEL	Delimiter
DLC	Data Length Code
DM	Differential Mode
DPI	Direct Power Injection
DSAB	Disturbed-Synchronized communication with Adaptive Bitrate
DSAP	Disturbed-Synchronized communication with Adaptive Payload
DSFP	Disturbed-Synchronized communication with Frame Partitioning
ECU	Electronic Control Unit (Steuergerät)
EOF	End of Frame
ESD	End Stream Delimiter
ESI	Error State Indicator
ET	Event-Triggered (eventbasiert)
FDF	FD Format
FEC	Forward Error Correction (Vorwärtsfehlerkorrektur)
GaN	Galliumnitrid
IC	Integrated Circuit
IDE	Identifier Extension
IFS	Interframe Space
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
LFSR	Linear Feedback Shift Register (Linear rückgekoppeltes Schieberegister)
LTRA	Lossy Transmission Line Model
MOS	Metal Oxide Semiconductor

MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
NRZ	Non-Return-to-Zero
OAM	Operation, Administration, and Management Channel
PAM	Pulsamplitudenmodulation
PCB	Printed Circuit Board
PCS	Physical Coding Sublayer
PHY	Physical Layer
PMA	Physical Medium Attachment
PWM	Pulsweitenmodulation
res	Reserved Bit in CAN FD
RRS	Remote Request Substitution
RxD	Received Exchange Data (Empfangsdaten)
Si	Silizium
SiC	Siliziumkarbid
SNR	Signal to Noise Ratio
SOF	Start of Frame
SP	Samplepunkt
SPWM	Sinuspulsweitenmodulation
SSD	Start Stream Delimiter
SW	Single Wire
TDMA	Time Division Multiple Access
TT	Time-Triggered (zeitgesteuert)
TWP	Twisted Wire Pair (verdrilltes Leitungspaar)
TxD	Transmitted Exchange Data (Sendedaten)
UDP	User Datagram Protocol

1 Einleitung

Die meisten Funktionen im Fahrzeug erfordern den zuverlässigen Austausch von Daten zwischen den verschiedenen beteiligten elektronischen Systemen. Für die fahrzeuginterne Datenübertragung werden Bussysteme verwendet, die leitungsgebunden eine Kommunikation zwischen mehreren Steuergeräten ermöglichen. Aufgrund der hohen Dichte von elektronischen Komponenten bildet ein Fahrzeug eine komplexe und herausfordernde elektromagnetische Umgebung. Zudem haben die Anforderungen an die Sicherheit und Zuverlässigkeit durch das automatisierte Fahren massiv zugenommen. In diesem Kontext sicherheitskritischer Anwendungen ist eine schnelle und robuste Datenübertragung essentiell. Das macht eine umfassende Untersuchung der Störfestigkeit von Bussystemen und die Identifikation von potentiellen Störquellen, Koppelpfaden und Entstörmaßnahmen notwendig.

Um in dieses Thema einzuführen, wird im Folgenden der Stand der Technik von Bussystemen im Fahrzeug, sowie der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) dieser Bussysteme präsentiert. Daraus ergeben sich die Motivation und die Ziele dieser Arbeit.

1.1 Stand der Technik

1.1.1 Bussysteme im Fahrzeug

Da die fahrzeuginterne Datenübertragung an die verschiedenen Anwendungen und Anforderungen, z.B. Motorsteuerung, Airbags oder Telematik ([1, S. 44–46], [2]), angepasst werden muss, gab und gibt es eine kontinuierliche Weiterentwicklung der Kfz-Bussysteme. Eine etablierte Kommunikationstechnologie ist CAN (Controller Area Network) [3] mit einer Datenrate bis zu 1 MBit/s. Die Entwicklung von CAN begann bereits 1983 mit dem Ziel, eine robuste Datenübertragung über ein verdrilltes Leitungspaar zu ermöglichen [4]. Das CAN-Protokoll ist in der Norm ISO 11898 spezifiziert. Wichtige Meilensteine in der Entwicklung von CAN sind im linken Teil von Abbildung 1.1 dargestellt. Eine Erweiterung des Standardprotokolls ist CAN FD (CAN with Flexible Data Rate) [5], die eine höhere Datenrate und längere Frames ermöglicht. Diese wurde 2012 erstmalig spezifiziert und 2015 in den ISO-Standard 11898 aufgenommen ([1, S. 74–75], [4]). Parallel dazu wurde eine Ethernet-Variante als Alternative zum CAN-Bus für die Integration im Fahrzeug entwickelt ([1, S. 282], [6, S. 87–88]), um höhere Datenraten als 10 MBit/s zu realisieren, wie es für eine Vielzahl neuer Sensoren und im

Hinblick auf das automatisierte Fahren notwendig ist. Die wichtigsten Entwicklungsschritte des Automotive Ethernets sind auf der rechten Seite von Abbildung 1.1 dargestellt. Das Protokoll basiert auf den Spezifikationen der Standardversion von Ethernet (IEEE 802.3), jedoch wurde der Physical Layer an die Anforderungen im Fahrzeug angepasst, sodass die Daten über ein einzelnes verdrehtes Leitungspaar übertragen werden können. Der erste Physical Layer wurde 2007 unter der Bezeichnung BroadR-Reach von Broadcom in Zusammenarbeit mit BMW entwickelt und führte schließlich zum IEEE Standard 100BASE-T1 [1, S. 282].

Für die breitere Einführung und Weiterentwicklung von Ethernet-basierten Netzwerken in der Automobilindustrie wurde 2011 die non-profit Organisation OPEN Alliance gegründet [7]. Neben den Spezifikationen für Automotive-Ethernet-Kommunikationsstrecken wurden auch EMV-Anforderungen durch die OPEN Alliance formuliert (z.B. [8]). Für den fahrzeuginternen Einsatz wurden bis 2022 die Standards 100BASE-T1 ([1, S. 281], [6, S. 135], [9], [8]), 1000BASE-T1 ([1, S. 281], [6, S. 140], [10]) und 10BASE-T1S ([1, S. 281], [6, S. 145], [11]) entwickelt. Es befinden sich ebenfalls Standards mit Datenraten größer 1 GBit/s (z.B. 10GBASE-T1 [1, S. 281]). in der Entwicklung. In der Benennung der Standards wird die Datenrate (in MBit/s) vorangestellt, das „BASE“ steht für die Übertragung im Basisband und „T1“ definiert das verwendete Übertragungsmedium eines einzelnen verdrehten Leitungspaares. Der Namenszusatz „S“ in 10BASE-T1S steht für „Short Distance“, da dieser Standard nur für Distanzen bis 25 m ausgelegt ist [1, S. 291].

Für die Weiterentwicklung von CAN wurde bereits 1992 CiA (CAN in Automation) gegründet, ein Zusammenschluss von Anwendern und Herstellern, durch den neue Spezifikationen und Anforderungen an CAN formuliert werden. Um eine Lücke zwischen CAN und Automotive Ethernet zu schließen, wurde CAN XL [12] von der CiA entwickelt. In dieser Spezifikation sind Payloads bis zu 2048 Bytes vorgesehen, sodass mit diesem Protokoll auch vollständige Ethernet-Frames übertragen werden können [1, S. 226]. In CAN XL ist, wie bei CAN FD, ein Bitratenwechsel zwischen Arbitrierungs- und Datenphase vorgesehen [13]. Die Spezifikation beinhaltet eine Übertragungsrate bis 20 MBit/s für die Datenphase. Eine Datenrate von mehr als 10 MBit/s bedeutet jedoch neben der Änderung des Protokolls eine Änderung der Pegelsteuerung im Transmitter, sodass dominante und rezessive Pegel aktiv gesteuert werden (Fast Mode) [1, S. 233]. Anfang des Jahres 2022 wurde die Integration von CAN XL in den ISO-Standard 11898-1 bekanntgegeben [14].

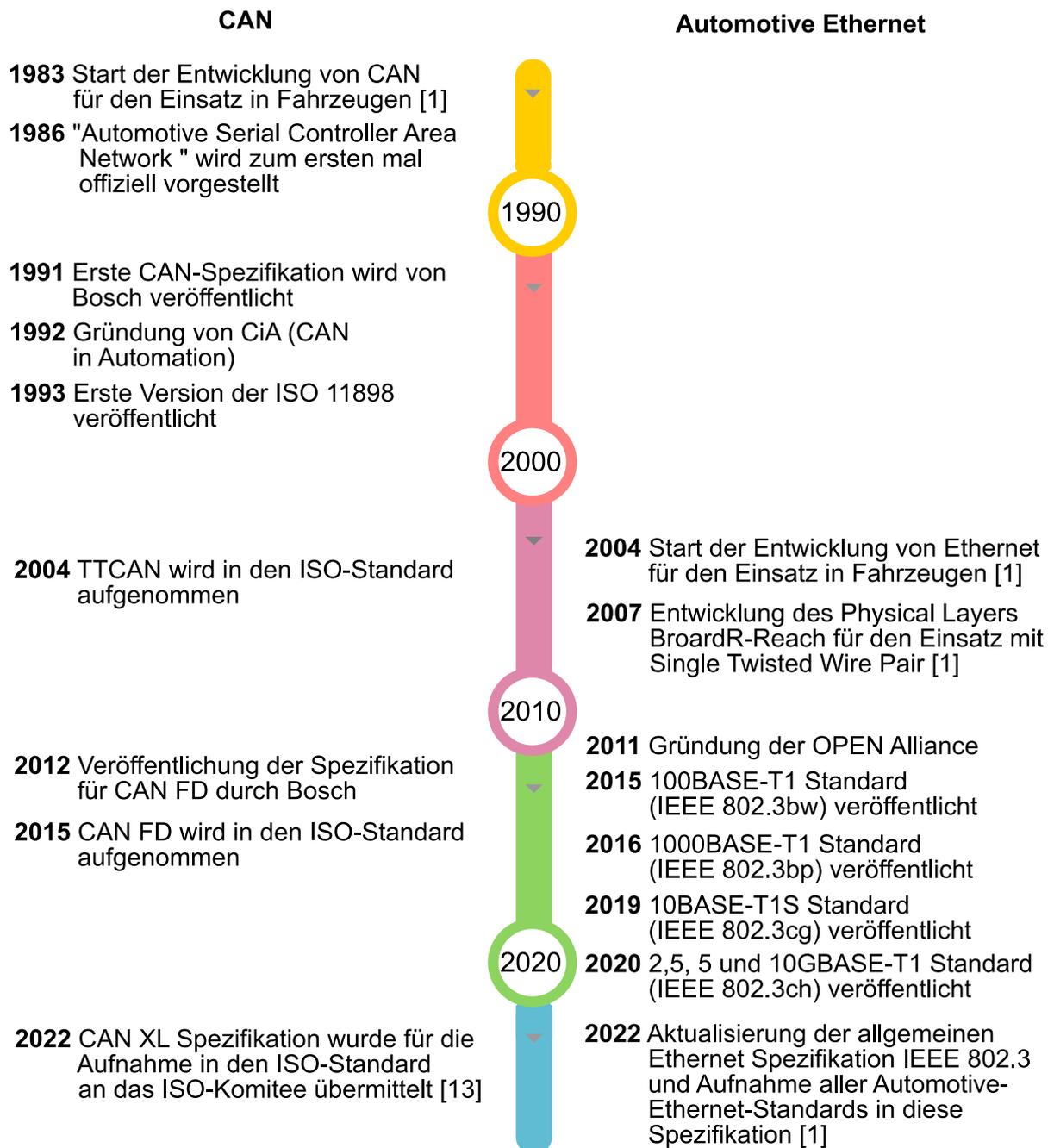


Abbildung 1.1: Meilensteine in der Entwicklung von CAN und Automotive Ethernet

Die Datenraten und die maximale Payload eines Frames für die unterschiedlichen Standards sind in Abbildung 1.2 dargestellt. Die großen Unterschiede in der erreichbaren Datenrate und der Payload weisen auf die verschiedenen Einsatzgebiete der Bussysteme hin. In konventionellen Fahrzeugen kommunizieren etwa 90 % aller Netzwerkknoten mit einer Geschwindigkeit bis 10 MBit/s [13]. Für diesen Bereich von 10 MBit/s wurde bereits 2003 FlexRay ([1, Kap. 5], [6, S. 51–54], [15]) eingeführt und in der Norm ISO 17458 spezifiziert. Das FlexRay-Protokoll ermöglicht eine

deterministische und fehlertolerante Kommunikation und ist deshalb für sicherheitskritische Systeme (z.B. X-by-Wire) besonders geeignet [16]. FlexRay wird von einigen Herstellern verwendet, hat sich jedoch aufgrund der Notwendigkeit eines vollständig geänderten Physical Layers gegenüber CAN nicht flächendeckend durchgesetzt [6, S. 54] und wird zunehmend von CAN FD, CAN XL und 10BASE-T1S verdrängt. Neben CAN, FlexRay und Ethernet werden noch weitere Bussysteme in Fahrzeugen eingesetzt, die aber aufgrund einer geringeren Verbreitung bzw. sehr niedrigen Anforderungen an die Datenrate nicht in dieser Arbeit betrachtet werden.

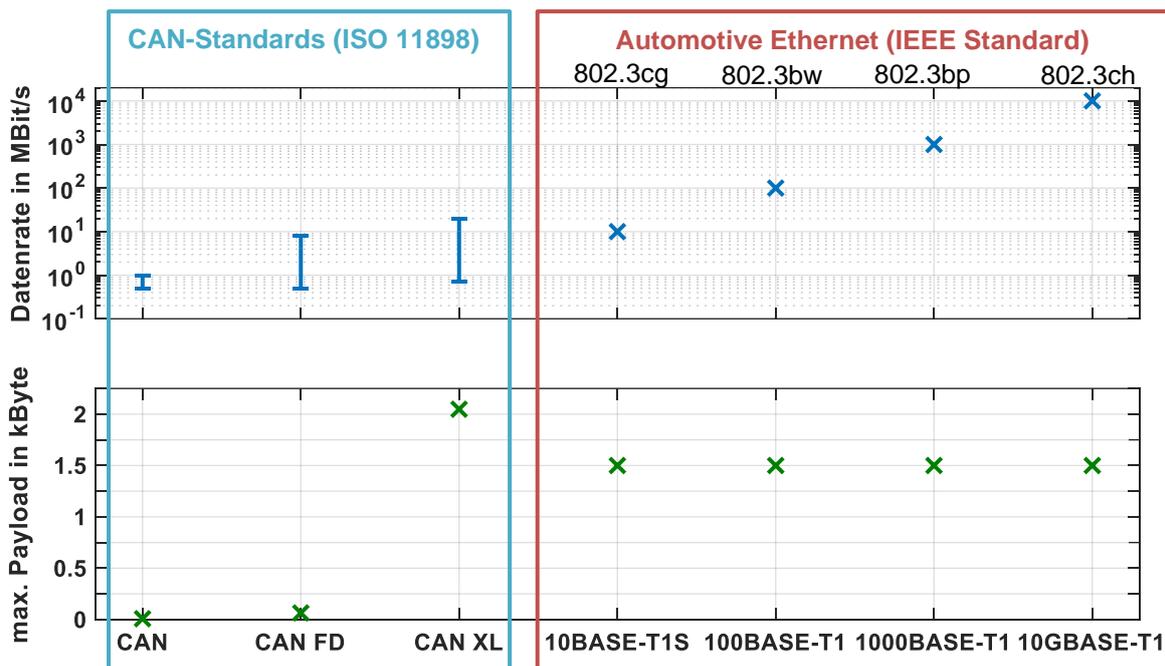


Abbildung 1.2: Datenrate und maximale Payload eines Frames für die Kfz-Busstandards CAN und Automotive Ethernet

1.1.2 EMV von Bussystemen

Ein Bussystem kann im Kontext der elektromagnetischen Verträglichkeit sowohl eine Störquelle als auch eine Störsenke darstellen, da die ausgedehnten Kommunikationsleitungen eine effiziente Koppelstruktur bilden. Bussysteme müssen, wie alle elektronischen Komponenten im Fahrzeug, ausgewählten Anforderungen an die elektromagnetische Umgebung genügen. Wichtige Anforderungen zur elektromagnetischen Verträglichkeit von Fahrzeugkomponenten sind in den ISO-Normen (z.B. 7637, 10605, 11451 und 11452), den IEC-Normen (z.B. 62132) und in der Norm CISPR 25 definiert. Die Störemission von Bussystemen entsteht hauptsächlich durch Asymmetrien in den Datensignalen oder dem Physical Layer, die wiederum zu Common-Mode-Strömen führen. Typische Emissionsspektren eines CAN FD-Systems sind in [17] dargestellt.

Methoden für die Reduktion der Emission durch optimiertes Transmitterdesign mittels verbesserter Symmetrierung der Datensignale werden in [17] und [18] vorgestellt. Vergleichende Untersuchungen zur Emission von CAN und 100BASE-T1 mit Messmethoden aus der Norm IEC 62132-4 [19] sind in [6, S. 136] dargestellt. Die Emissionsspektren der Bussysteme unterscheiden sich signifikant, bleiben jedoch in der dargestellten Konfigurationen [6, S. 136] unterhalb der vorgegebenen Grenzwerte der Spezifikation. Da der CAN-Bus ein etabliertes Kommunikationssystem ist und seit vielen Jahren in großer Zahl im Einsatz ist, wurden bereits viele Untersuchungen zur Signalintegrität und der Immunität gegenüber elektromagnetischen Störungen durchgeführt. Es wurden außerdem Maßnahmen zur Optimierung der Datenübertragung auf verschiedenen Protokollebenen entwickelt (z.B. [20], [21]). Die Störfestigkeit von CAN- und CAN FD-Systemen wird häufig mit BCI (Bulk Current Injection) (z.B. [22], [23]) und DPI (Direct Power Injection) (z.B. [24], [25]) untersucht. In [23] ist der Einfluss des Terminierungsnetzwerks auf die Störspannung dargestellt. Diese Untersuchung unterstreicht die Notwendigkeit einer detaillierten Analyse der Terminierungsnetzwerke von Kommunikationssystemen in Störfestigkeitsuntersuchungen. Auch für Ethernet-Kommunikationssysteme wie 1000BASE-T und 100BASE-TX wurden Störfestigkeitsuntersuchungen basierend auf BCI [26] und DPI [27] in der Literatur beschrieben. Aufgrund des veränderten Physical Layers können diese Ergebnisse jedoch nicht auf eine Automotive-Ethernet-Kommunikationsstrecke übertragen werden. Einige wenige Arbeiten haben sich bereits mit der Modellierung und der messtechnischen Analyse der Immunität von Automotive Ethernet gegenüber elektromagnetischen Störungen beschäftigt. In [28] wird die Störeinkopplung mittels BCI in eine 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke auf Basis einer numerischen 3D-Simulation modelliert und analysiert. Es wird dabei der Fokus auf die Modellierung der Störeinkopplung in das verdrehte Leitungspaar gelegt, jedoch nicht das vollständige Systemverhalten und der Einfluss auf die Datenübertragung betrachtet. In [29] wird eine messtechnische Untersuchung der Leitungskopplung zwischen einem Hochvoltsystem und einer 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke vorgestellt. Die Ergebnisse zeigen, dass kritische Spannungen in Kommunikationsleitungen einkoppeln, die die Datenübertragung beeinträchtigen können.

Eine wichtige Quelle für kritische Störfelder können leistungselektronische Komponenten sein (vgl. [29]). Der Aufbau von Invertern, unter anderem zur Realisierung von elektrischen Antrieben, basiert zunehmend auf Leistungselektronik mit Wide-Band-Gap-Halbleitern (WBG) ([30], [31]), wie Siliziumcarbid (SiC) und Galliumnitrid (GaN).

Auf Silizium basierende Schaltelemente, wie Leistungs-MOSFETs und IGBTs, wurden durch zahlreiche Untersuchungen analysiert und die Entwicklung dieser Komponenten wurde nah an die theoretischen Grenzen vorangetrieben [30, S. 1]. In diesen Komponenten ist die Schaltfrequenz jedoch aufgrund der hohen Schaltverluste in den meisten Anwendungen auf weniger als hundert Kilohertz begrenzt ([30, S. 1], [31]). Die Verwendung von WBG-Halbleitern ermöglicht die Realisierung von Schaltfrequenzen bis hin zum Megahertz-Bereich (z.B. [30, S. xiii], [32]), verbunden mit guten thermischen Eigenschaften [33]. Einige WBG-Halbleiter können zudem im Vergleich zu Si-Halbleitern mit höheren Spannungen betrieben werden, die zum Beispiel für das elektrische Fahren mit hohem Leistungsbedarf notwendig sind [33].

Der Einsatz von WBG-basierten Invertern im Antriebsstrang eines Fahrzeugs erhöht die elektromagnetischen Emissionen, wie in [34] und [35] gezeigt. In [34] wird der Einfluss der verschiedenen Halbleitertechnologien beim Betrieb eines mit Pulsweitenmodulation (PWM) geschalteten Inverters untersucht. Es wurde dabei messtechnisch gezeigt, dass die kurzen Anstiegszeiten im ns-Bereich eine signifikante Erhöhung der Emissionsspektren verursachen. Diese kurzen Anstiegszeiten erhöhen nicht nur die leitungsgebundenen Emissionen, sondern führen auch zu vermehrter Abstrahlung. Das zeigt die Notwendigkeit der Störfestigkeitsuntersuchungen von Bussystemen und der Bewertung des Störpotentials, das durch leistungselektronische Systeme entsteht. Für eine detaillierte EMV-Untersuchung in einer frühen Phase der Entwicklung sind Simulationen ein zentrales Werkzeug. Diese ermöglichen eine genaue Untersuchung von Koppelstrukturen und den Einfluss verschiedener Systemparameter auf das EMV-Verhalten. Zur Modellierung von CAN- und CAN FD-Transceivern wurden bereits einige Ansätze veröffentlicht (z.B. [25], [36], [37]). In [25] wird ein Modell für eine Netzwerksimulation vorgestellt, das die Funktionalität des Transceiver-ICs nachbildet. Ein verhaltensbasiertes Modell auf Basis von VHDL-AMS wird in [37] präsentiert. Modellierungsansätze für die Terminierung, inklusive Common Mode Choke, von Automotive-Ethernet-Systemen werden in [38], [39] und [40] gezeigt. Eine Betrachtung des 1000BASE-T1-Übertragungskanals und eine einfache Approximation wird in [41] vorgestellt. Eine Gemeinsamkeit aller Beiträge zur Modellierung von Automotive Ethernet ist, dass diese keine Simulation und Analyse des Gesamtsystems beinhalten, die für eine umfassende Bewertung der Störfestigkeit notwendig sind.

1.2 Ziele und Motivation der Arbeit

Die Immunität von Automotive-Ethernet-Systemen gegenüber elektromagnetischen Feldern wurde bisher nicht umfassend analysiert. Es gibt keine Analysen, die eine quantitative Aussage über die Störfestigkeit und damit eine Vergleichbarkeit mit etablierten Systemen wie CAN bzw. CAN FD ermöglichen. Die Immunität von Bussystemen gegenüber elektromagnetischen Störungen ist jedoch ein zentraler Aspekt, um die Robustheit der Datenübertragung in einem Fahrzeug gewährleisten zu können und neue Funktionalitäten bereitzustellen. Die genaue Kenntnis über die Eigenschaften der Koppelpfade und Einflüsse unterschiedlicher Störsignale auf die verschiedenen Bussysteme bildet dazu eine wichtige Grundlage.

Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung einer systematischen simulationsbasierten Methode zur Analyse der Störfestigkeit von Bussystemen gegenüber feldgebundenen Störeinkopplungen. Es werden dazu Modelle des Physical Layers von CAN FD- und Automotive-Ethernet-Kommunikationssystemen für den Einsatz in einem Netzwerksimulationstool benötigt. Neben den Bussystemen wird die Einkopplung von externen Feldern in die Kommunikationsleitungen und insbesondere die Leitungskopplung modelliert. Die Verwendung von Simulationen ermöglicht einen systematischen Vergleich verschiedener Bussysteme, Topologien und Koppelpfade. Mit einer simulationsbasierten Analyse der Störeinkopplung sollen kritische Parameter identifiziert werden, um Designregeln für die Geometrie und Eigenschaften der Koppelstrecke zu formulieren, die zu einer robusten und latenzarmen Datenübertragung führen.

Neben der Analyse der Störfestigkeit ist ein weiteres Ziel Gegenmaßnahmen zu entwickeln und zu diskutieren, mit denen eine Datenübertragung in einem periodisch gestörten Übertragungskanal effektiv entstört werden kann.

1.3 Aufbau der Arbeit

Die vorliegende Arbeit ist wie folgt strukturiert: In Kapitel 2 und 3 werden die Grundlagen zur Funktionsweise von Bussystemen und der Leitungstheorie im Hinblick auf die in Kfz-Bussystemen verwendeten ungeschirmten verdrehten Leitungen dargestellt. Die Modellierungsansätze für Bustransceiver, Kommunikationsleitungen und Störeinkopplungen werden in Kapitel 4 vorgestellt, parametrisiert und validiert. Die Störfestigkeit von CAN FD- und Automotive-Ethernet-Transceivern wird in Kapitel 0 messtechnisch analysiert. Es wird dazu zunächst eine Methodik zur Bewertung der Kommunikationsgüte einer Automotive-Ethernet-Übertragungsstrecke vorgestellt. Im Anschluss werden

Messergebnisse präsentiert, mit denen Störschwellen für Transceiver verschiedener Bussysteme bestimmt werden können. Diese Störschwellen dienen als Kriterien für die Bewertung der nachfolgenden Störfestigkeitsuntersuchungen gegenüber eingekoppelten Common- und Differential-Mode-Störungen. In den Kapiteln 6 und 7 werden die simulationsbasierten Untersuchungen und die Ergebnisse für die verschiedenen Bussystemen dargestellt. Dabei werden sowohl Störeinkopplungen durch Leitungskopplung, als auch die Einkopplung einer ebenen Welle analysiert. Die in Kapitel 6 durchgeführten Untersuchungen einer Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke ermöglichen den direkten Vergleich der Kommunikationssysteme und eine quantitative Aussage über die Störfestigkeit. Da CAN FD-Systeme typischerweise aus mehr als zwei Teilnehmern bestehen, werden in Kapitel 7 komplexe Topologien in Simulationen aufgebaut und untersucht. In realen Kommunikationsnetzen können Asymmetrien im Physical Layer zu Modenkonzersion führen. Dies wird mit Messungen und Simulationen für die verschiedenen Bussysteme und Topologien analysiert.

In Kapitel 8 wird ein Konzept präsentiert, mit dem die Störfestigkeit einer Übertragung in einem periodisch gestörten Kommunikationssystem erhöht werden kann. Der neue Ansatz basiert auf einem kooperativen Betrieb von Bussystem und Störquelle. Simulationen werden genutzt, um dies in verschiedenen Konfigurationen zu testen und die erreichten Bitraten und Latenzen auszuwerten. Die Störfestigkeit der verschiedenen Bussysteme und die potentiellen Entstörmaßnahmen werden in Kapitel 9 hinsichtlich Anwendbarkeit und Effektivität diskutiert. In Kapitel 10 werden die Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst.

2 Grundlagen von Kfz-Bussystemen

Die Analyse der Störfestigkeit von Bussystemen und die Bewertung der Kommunikationsgüte erfordert Kenntnisse über den Aufbau des Physical Layers und der Verarbeitung der analogen Datensignale. In diesem Kapitel werden die Grundlagen zur Funktionsweise von CAN bzw. CAN FD und den Automotive-Ethernet-Systemen 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 dargestellt.

2.1 Aufbau und Funktionsweise von CAN/CAN FD

Der CAN-Bus, der bereits seit einigen Jahren eines der vorherrschenden Bussysteme im Automobilbereich darstellt, ist im Standard ISO 11898 [3] spezifiziert. Im Jahr 2012 wurde erstmals das Kommunikationsprotokoll CAN FD [5] eingeführt, das höhere Datenraten (bis 10 MBit/s für Nutzdaten) und längere Frames ermöglicht [3]. Dieses Protokoll ist abwärtskompatibel [1, S. 220] und verwendet denselben Physical Layer wie der klassische CAN-Bus. Damit können Komponenten mit klassischen CAN- und CAN FD-Schnittstellen im selben Kommunikationsnetzwerk integriert werden. Die Eigenschaften des Physical Layers, das Frameformat und das Bittiming von CAN FD werden in diesem Abschnitt dargestellt und erläutert.

2.1.1 Physikalische Schicht (Physical Layer) CAN/CAN FD

Ein CAN/CAN FD-Kommunikationsknoten besteht aus einem Controller und einem Transceiver. Der Controller ist die Schnittstelle zu einem Mikrocontroller, wie er z.B. in einem Steuergerät verbaut ist. Der Controller übernimmt die Aufgabe der Implementierung und Überwachung des Protokolls, wie den Aufbau und die Interpretation der Frames. Der Transceiver ist die Schnittstelle zur physikalischen Datenübertragung auf der Kommunikationsleitung [1, S. 76]. Die zu übertragenden Daten werden mit dem digitalen Datensignal TxD vom Controller an den Transceiver übermittelt. Das analoge Datensignal wird differentiell über die mit CAN-High (CANH) und CAN-Low (CANL) bezeichneten Leitungen übertragen. Als Übertragungsmedium wird ein ungeschirmtes verdrilltes Leitungspaar (Twisted Wire Pair, TWP) mit einem Wellenwiderstand von $100 - 120 \Omega$ [1, S. 85] verwendet. Die Buspegel sind im rechten Teil von Abbildung 2.1 dargestellt. Die Spannung des CANH-Signals liegt zwischen 2,5 V und 3,5 V, während die Spannung auf CANL Werte zwischen 1,5 V und 2,5 V annimmt. Das Datensignal wird mit der Differenz von CANH und CANL $U_{\text{diff}} = U_{\text{CANH}} - U_{\text{CANL}}$ codiert, die im Idealfall die Werte 0 oder 2 V annimmt. Im Transceiver wird die analoge differentielle

Spannung mit einem Komparator in das amplitudendiskrete RxD-Signal umgewandelt, welches an den Controller übertragen wird. Das Ausgangssignal des Komparators U_{RxD} ist ebenfalls in Abbildung 2.1 dargestellt. Das Verhalten des Komparators wird mit den Schaltschwellen U_{TH} und U_{TL} beschrieben. Die Schaltschwellen und die Hysterese sind abhängig vom IC und können den Datenblättern entnommen werden. Die untere Schwelle liegt bei ca. 0,6 V (U_{TL}) und die obere Schwelle (U_{TH}) bei ca. 0,9 V (vgl. [42], [43]). CAN bzw. CAN FD nutzen eine inverse Logik, sodass ein Spannungswert von 0 V im RxD-Signal eine logische 1 darstellt. Die Daten werden im Halbduplex-Verfahren übertragen.

Das Terminierungsnetzwerk eines CAN/CAN FD-Transceivers ist im linken Teil von Abbildung 2.1 dargestellt. Eine T-Terminierung mit zwei ohmschen Widerständen R_{T} und einer Kapazität von 4,7 nF wird verwendet. Als zusätzliche Filtermaßnahme gegenüber Common-Mode-Störgrößen wird in der Terminierung häufig eine Gleichakt-drossel (Common Mode Choke, CMC) mit einer Induktivität von 51 μH genutzt.

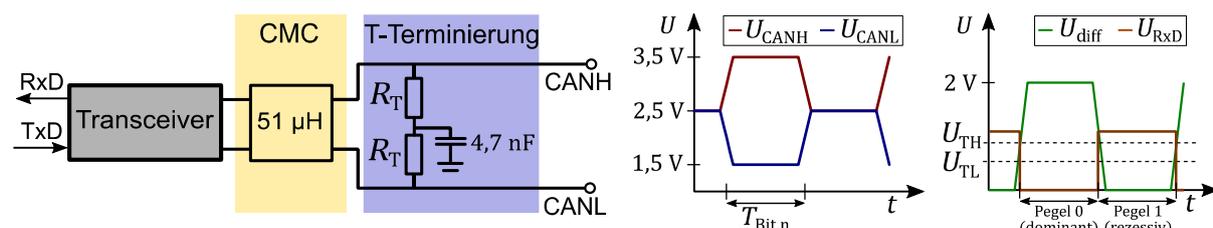


Abbildung 2.1: Terminierungsnetzwerk CAN/CAN FD (links); Signalpegel und Bitcodierung einer CAN/CAN FD-Kommunikation (rechts)

Ein CAN/CAN FD-Netzwerk kann aus einer großen Anzahl von Teilnehmern in verschiedenen Netzwerktopologien aufgebaut werden. Es wird zwischen Stern- und Linientopologie unterschieden [1, Kap. 4.2.5], wie in Abbildung 2.2 dargestellt. Es werden jeweils zwei Teilnehmer des Netzwerks wellenwiderstandsrichtig ($R_{\text{T}} = 60 \Omega$) und alle weiteren Teilnehmer hochohmig ($R_{\text{T}} = 1,3 \text{ k}\Omega$) terminiert. In einer Linientopologie werden alle Teilnehmer an einer Hauptleitung bzw. einem Leitungsstrang angeschlossen. Der Anschluss der Teilnehmer über Stichleitungen ist ebenfalls möglich und diese sind idealerweise nicht länger als 30 cm [44, S. 78]. In einer Sterntopologie werden alle Teilnehmer mit einem gemeinsamen Knoten verbunden, der als Sternpunkt bezeichnet wird. Der Sternpunkt kann passiv oder aktiv als Repeater ausgeführt werden. In realen Anwendungen werden auch Mischtopologien aufgebaut, um das Kommunikationssystem an die Gegebenheiten und geometrischen Vorgaben im Fahrzeug anzupassen.

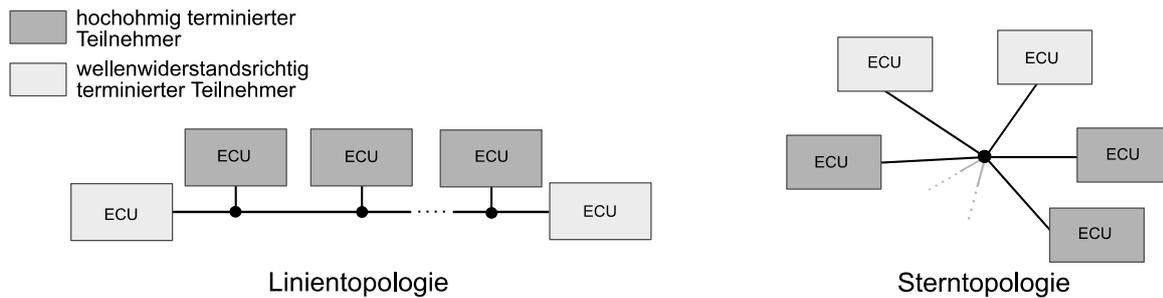


Abbildung 2.2: Übersicht der Topologien für CAN FD-Bussysteme

2.1.2 Nachrichtenformat CAN FD

In einer CAN FD-Kommunikation werden die Daten in Botschaften entsprechend des in Abbildung 2.3 dargestellten Frameformats übertragen. Das Format eines Frames ist in [3] standardisiert. Der Aufbau des Frames in einer CAN FD-Übertragung unterscheidet sich gegenüber einem Standard-CAN nicht in der Struktur, jedoch in der Anzahl der verwendeten Bits für die Codierung der Informationen. Es können in einem CAN FD-Frame zwischen 1 und 64 Byte an Nutzdaten übertragen werden. Die Wahl dieser Payload ist jedoch nicht beliebig, sondern es werden diskrete Werte in der Spezifikation vorgegeben [3]. Die Anzahl der Bit für den CRC (Cyclic Redundancy Check) wird für einen CAN FD-Frame auf 17 bzw. 21 Bit erweitert und um einen Zähler der Stuffbits (Stuff Count) ergänzt. Dies ist aufgrund des längeren Datenfelds notwendig und ermöglicht es, einige Probleme in der Fehleridentifikation im Protokoll des Standard-CAN zu eliminieren ([45], [46], [47]). Mit dem CRC können je nach Länge der Nutzdaten Hamming-Distanzen von maximal 6 [47] erreicht werden. Neben den Fehlern im Datenfeld, die durch den CRC erkannt werden, gibt es 4 weitere Fehlerarten [1, S. 102], die auf Protokollebene erkannt werden können. Eine Korrektur von Bitfehlern ist jedoch im CAN bzw. CAN FD-Protokoll nicht vorgesehen. Nach der Detektion eines Fehlers wird ein Error Frame ([1, S. 104], [3]) von dem Teilnehmer auf den Bus gelegt, der den Fehler erkannt hat. Die als fehlerhaft identifizierte Botschaft wird vollständig verworfen und muss erneut gesendet werden. Die Zeit zwischen gesendeten Frames auf dem Bus beträgt minimal 3 Bit (Interframe Space, IFS) ([1, S. 112], [5], [44, S. 61]). Im Fall eines vorherigen Fehlers muss zusätzlich der Error Frame abgewartet werden [1, S. 108], bis ein neuer Sendeversuch gestartet werden kann.

CAN bzw. CAN FD nutzen eine NRZ-Bitcodierung (Non-Return-to-Zero). Die Resynchronisation der Teilnehmer erfordert jedoch Flanken im Datensignal. Aus diesem Grund werden Stuffbits eingefügt, wenn sich der Logikpegel für 5 Bit nicht ändert [1,

S. 100]. Dies führt dazu, dass sich die Framelänge abhängig von den zu übertragenen Daten ändert [1, S. 112].

Die Besonderheit bei der Übertragung eines CAN FD-Frames ist der mögliche Bitratenwechsel (Bit Rate Switch, BRS) zwischen der Arbitrations- und Datenphase (vgl. Abbildung 2.3). In der Arbitrationsphase kann eine geringere Datenrate b_a (500 kBit/s) verwendet werden. Der Identifier wird mit dieser reduzierten Datenrate übertragen, was zur Kompatibilität mit Standard-CAN-Teilnehmern führt. Alle Teilnehmer im Netzwerk können so ermitteln, ob die übertragene Nachricht von ihnen decodiert werden muss. In der Datenphase wird die Datenrate b_d maximiert, sodass eine effiziente Übertragung der Nutzdaten erreicht wird.

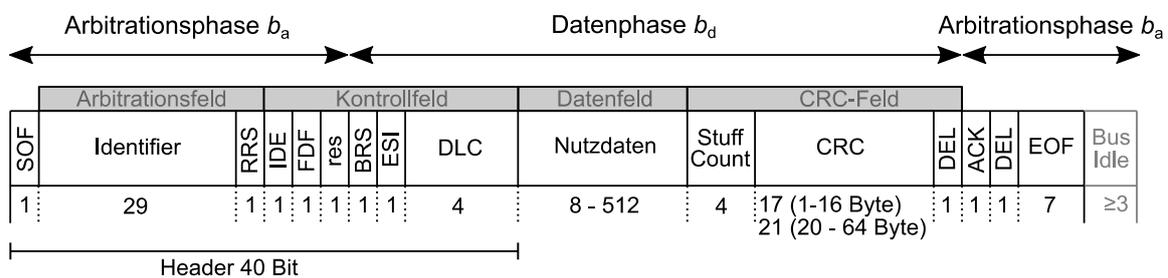


Abbildung 2.3: CAN FD-Base-Frame-Format (vgl. [3])

2.1.3 Bittiming CAN/CAN FD

Das Bittiming und das Sampling werden im CAN-Controller durchgeführt und sind wichtig für eine fehlerfreie Datenverarbeitung in einem CAN/CAN FD-System. Das Verständnis der Datenverarbeitung des Controllers ermöglicht eine korrekte Bewertung von Datensignalen auf dem Physical Layer. Die schematische Darstellung des Bittimings kann Abbildung 2.4 entnommen werden und ist in [3], [48] und [49] beschrieben. Die kleinste Einheit zur Beschreibung des Bittimings wird als Zeitquantum (Time Quantum) T_Q bezeichnet und ergibt sich aus der Taktfrequenz des Controllers ([3], [1, S. 201]). Jedes Bit wird in 4 Segmente unterteilt. Der Samplepunkt liegt zwischen Phase_Seg1 und Phase_Seg2. Die Länge aller Segmente ist statisch durch eine Anzahl von Zeitquanten im Controller festgelegt und kann zur Variation der Position des Samplepunktes verwendet werden. Das führt dazu, dass der Samplepunkt zwischen 70 % und 90 % der nominellen Bitdauer $T_{Bit,n}$ liegen kann ([1, S. 202], [49], [50], [51]). Es gibt eine alternative Implementierungsmethode mit drei Samplepunkten. Diese drei Samplepunkte liegen alle ein Zeitquantum auseinander und der Wert des Bits wird mit einem Mehrheitsentscheid bestimmt.

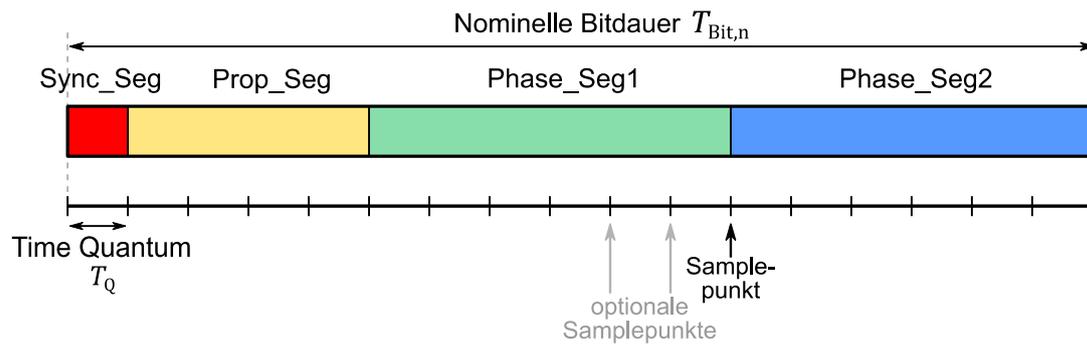


Abbildung 2.4: Bittiming einer CAN/CAN FD-Datenübertragung

2.2 Aufbau und Funktionsweise von Automotive Ethernet

Die beiden Automotive-Ethernet-Standards 100BASE-T1 (802.3bw) und 1000BASE-T1 (802.3bp) werden im Rahmen dieser Arbeit untersucht. Diese Kommunikationstechnologien finden zunehmend Anwendung im Fahrzeug und wurden durch die IEEE Standard Association (vgl. Kapitel 1.1.1) standardisiert. Im Folgenden wird der Physical Layer, sowie die Physical Coding Sublayer von 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 dargestellt.

2.2.1 Physikalische Schicht (Physical Layer) Automotive Ethernet

Das Übertragungsmedium für Automotive Ethernet ist ein verdrehtes Leitungspaar (Wellenwiderstand $100 \Omega \pm 10 \%$ [6, S. 138]). In den meisten Fällen wird die Leitung ungeschirmt ausgeführt [6, S. 143]. Die Übertragung der Daten erfolgt differentiell über das Leitungspaar. Die analogen Signale auf den Übertragungsleitungen sind symmetrisch um null und sowohl 100BASE-T1 als auch 1000BASE-T1 nutzen eine Pulsamplitudenmodulation mit 3 Spannungspegeln (PAM3). Die Physical Layer für 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 unterscheiden sich nur geringfügig. Die Struktur des Terminierungsnetzwerks ist identisch und besteht aus einem Common-Mode-Terminierungsnetzwerk, zwei DC-Sperrkondensatoren, einer Common Mode Choke (CMC) und einer Differential-Mode-Terminierung. Das Terminierungsnetzwerk ist in Abbildung 2.5 dargestellt. In 100BASE-T1-Terminierungen werden CMCs mit $200 \mu\text{H}$ genutzt, während für 1000BASE-T1 CMCs mit $100 \mu\text{H}$ verwendet werden. Weitere Filtermaßnahmen zur Verbesserung der Signalqualität können durch zusätzliche passive Schaltungen im Terminierungsnetzwerk realisiert werden ([1, S. 285], [6, S. 172], [38]). In den nachfolgenden Kapiteln wird, wenn nicht anders beschrieben, die minimale Terminierung entsprechend Abbildung 2.5 verwendet.

Die typische Topologie eines Automotive-Ethernet-Netzwerks ist eine Punkt-zu-Punkt-Verbindung, in der ein Teilnehmer als Master und einer als Slave fungiert. Die maximale Leitungslänge in einem solchen Netzwerk beträgt 15 m ([1, S. 284], [6, S. 175]). Automotive Ethernet unterstützt Vollduplex, sodass beide Teilnehmer zeitgleich über den Bus Daten übertragen können. Der Aufbau von Netzwerken mit mehr als zwei Teilnehmern z.B. für den Aufbau als Backbone-Netzwerk, erfordert die Integration eines Switchs [1, Kap. 10.2.2]. Das Vollduplex-Verfahren und die Realisierung der hohen Datenrate erfordern eine deutlich komplexere Datenverarbeitung im Vergleich zur CAN/CAN FD-Technologie. Die verschiedenen Physical Coding Sublayer (PCS) von 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 werden im Folgenden separat beschrieben.

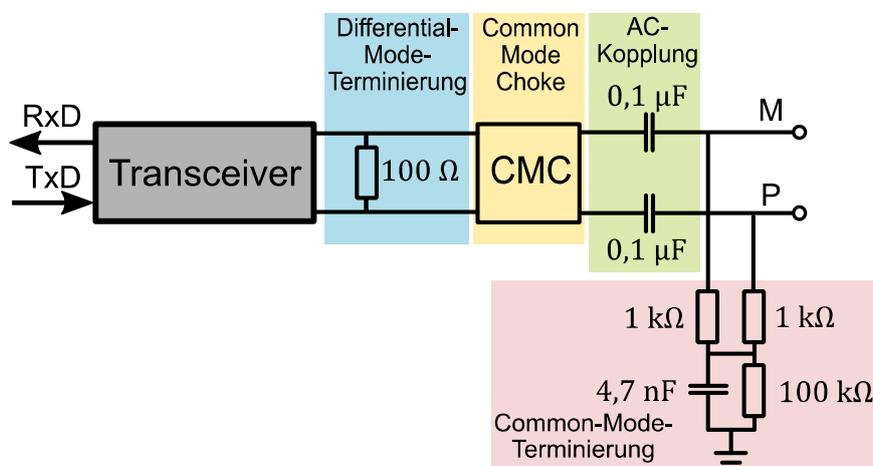


Abbildung 2.5: Terminierungsnetzwerk Automotive Ethernet

2.2.2 Physical Coding Sublayer (PCS) 100BASE-T1

Die Übertragung im Vollduplex-Verfahren in Automotive-Ethernet-Kommunikationssystemen führt dazu, dass zwei Datensignale zeitgleich auf dem Bus liegen und Transmitter und Receiver eines Transceivers zeitgleich Signale verarbeiten.

Die Datenverarbeitung eines 100BASE-T1-Transceivers wird am Beispiel der Signalflüsse des Transmitters erläutert ([1, S. 292], [6, S. 161]). Die Funktionsweise des Receivers funktioniert analog mit einem inversen Datenfluss und kann ([1, S. 294], [6, S. 168]) entnommen werden. Der Signalverlauf im Transmitter ist in Abbildung 2.6 dargestellt und die in der Datenverarbeitung genutzten Taktfrequenzen sind durch verschiedene Farben markiert. Die Darstellung in der Abbildung ist auf die zentralen Datenverarbeitungsschritte reduziert, die für das Verständnis der 100BASE-T1-Kommunikation und die Bewertung der Datenübertragung notwendig sind.

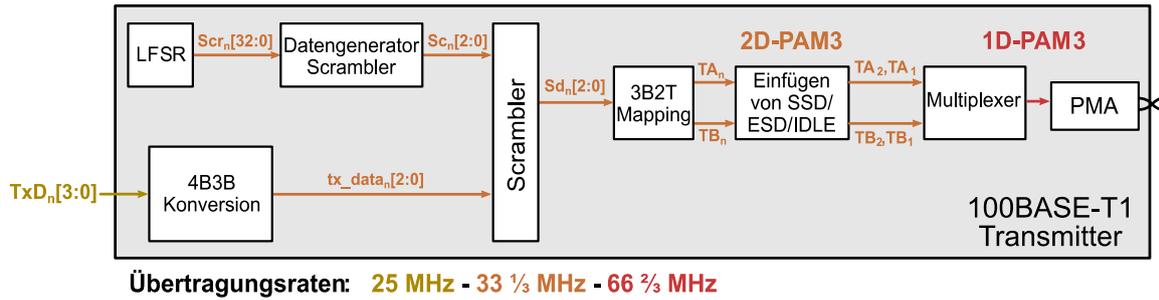


Abbildung 2.6: Schematische Darstellung des PCS eines 100BASE-T1-Transmitters

Die Nutzdaten werden in vier parallelen Datenströmen $TxD_n[3:0]$ an den Transceiver übermittelt, sodass vier Bit pro Takt n an den Eingangspins anliegen. Die Datenströme werden mit einer Taktfrequenz von 25 MHz übertragen, womit eine Taktrate von $4 \cdot 25 \text{ MHz} = 100 \text{ MHz}$ für die gesamte Datenübertragung erreicht wird. Die 4 parallelen Eingangsbits werden zunächst umgruppiert (4B3B-Konversion), um Bittripel $tx_data_n[2:0]$ zu erzeugen. Die Gesamtübertragungsrate bleibt dabei konstant, sodass sich für die Tripel eine Taktrate von $33\frac{1}{3} \text{ MHz}$ ergibt. Sollte die Gesamtanzahl der Eingangsbits kein Vielfaches von 3 sein, werden Stuffbits eingefügt, die eine vollständige Umgruppierung der Nutzdaten ermöglichen. Die Bittripel der Eingangsdaten $tx_data_n[2:0]$ werden zum Scrambler übermittelt. Die Verwüfelung wird genutzt, um einen unkorrelierten Datenstrom zu erzeugen und den DC-Offset zu minimieren ([1, S. 293], [6, S. 164]). Das Scrambling ist eine bitweise Exklusiv-Oder-Verknüpfung der Nutzdatentripel $tx_data_n[2:0]$ mit einer Pseudozufallssequenz $Sc_n[2:0]$, wie (2.1) zu entnehmen. Die Taktrate von Zufallssequenz und Nutzdaten sind identisch ($33\frac{1}{3} \text{ MHz}$), sodass diese durch das Scrambling nicht verändert wird.

$$Sd_n[2:0] = Sc_n[2:0] \oplus tx_data_n[2:0] \quad (2.1)$$

Die Erzeugung der Pseudozufallssequenzen erfolgt mithilfe eines linear rückgekoppelten Schieberegisters (LFSR), dessen Polynom in der Spezifikation standardisiert ist ([9], [1, S. 293]). Die ersten Registereinträge werden durch den Hersteller vorgegeben und im Rahmen der Trainingsdaten vom Master an den Slave übertragen. Die Ausgangsdaten des Scramblers $Sd_n[2:0]$ werde bei einer 3B2T-Konversion in Symbolpaare (TA_n, TB_n) transformiert. Ein Symbolpaar repräsentiert damit 3 Bits. Das verwendete Mapping ist in Abbildung 2.7 dargestellt.

Die Symbolpaare liegen zunächst parallel vor (Taktfrequenz $33\frac{1}{3} \text{ MHz}$) und werden mit einem Multiplexer in ein serielles Datensignal umgewandelt. Die Sequenz der Symbolpaare wird entsprechend einer PAM3 (Pulsamplitudenmodulation mit 3

Amplitudenpegel) in ein analoges Signal umgewandelt, welches die Amplitudenwerte -1 V , 0 V und 1 V verwendet. Die Symbole werden mit einer Taktfrequenz von $66\frac{2}{3}\text{ MHz}$ (Symboldauer 15 ns) differentiell übertragen, sodass die Bitrate von 100 MBit/s erreicht wird. Das analoge Datensignal wird vom PMA-Block (Physical Medium Attachment) erzeugt und auf den Bus gelegt. Dieser Block beinhaltet zudem einen Equalizer und ein Echocancelling, um Sendesignal und Empfangssignal zu trennen ([6, S. 172], [1, S. 297]).

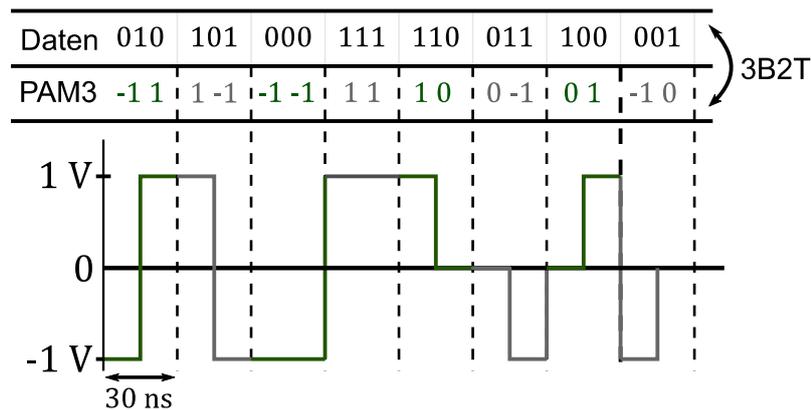


Abbildung 2.7: 3B2T-Konversion und Mapping für eine 100BASE-T1-Datenübertragung

2.2.3 Physical Coding Sublayer (PCS) 1000BASE-T1

Die Verarbeitung der Daten in einem 1000BASE-T1-Transceiver unterscheidet sich von der in einem 100BASE-T1-Transceiver, um eine höhere Datenrate zu ermöglichen. Der Signalfluss in einem 1000BASE-T1-Transmitter ist schematisch in Abbildung 2.8 dargestellt (vgl. [6, S. 181]). Die zu übertragenden Daten werden in 8 parallelen Datenströmen $\text{TxD}_n[7:0]$ mit einer Taktfrequenz von 125 MHz an den Transceiver übermittelt, sodass sich die Gesamtdatenrate von $8 \cdot 125\text{ MHz} = 1\text{ GHz}$ ergibt. Die mit 8 Datenströmen vorgegebenen Bits werden in Gruppen von 80 Eingangsbits ($\text{tx_co1}_n[80:0]$) mit einer vorangestellten 0 zusammengefasst. Aus 45 dieser Bitgruppen wird ein Datenblock erstellt. Es werden in jeden Datenblock 9 Bits für das Management und Monitoring der Übertragung integriert, die als OAM-Kanal (Operation, Administration, and Management Channel [6, S. 179]) bezeichnet werden. Damit entstehen Datenblöcke mit $(45 \cdot 81 + 9 =) 3654\text{ Bit}$ ($\text{tx_co2}_n[3653:0]$) [9]. Die Benennung und Größe der Datenblöcke sind in der Abbildung in schwarz dargestellt.

Für eine 1000BASE-T1-Übertragung wird ein geringerer SNR (Signal-to-Noise Ratio) als für 100BASE-T1 gefordert, um eine Bitfehlerrate von kleiner 10^{-10} zu erreichen [6, S. 181]. Das wird mit einer Reed-Solomon-Fehlerkorrektur (FEC) realisiert. Für diese

Fehlerkorrektur werden 396 Bits an die Datenblöcke angehängt ($tx_data_n[4049:0]$), sodass bis zu 22 Symbolfehler korrigiert werden können ([9], [6, S. 181]). Die Datenblöcke werden anschließend mit einer durch einen LFSR erzeugten Zufallssequenz verwürfelt. Dies geschieht analog zur Datenverarbeitung von 100BASE-T1 mit einer bitweisen Exklusiv-Oder-Verknüpfung. Es wird dazu eine Bitsequenz von jeweils 9 Bits ($tx_data_n[8:0]$) mit einer Taktfrequenz von 125 MHz verarbeitet. Nach dem Scrambling werden die Datenblöcke in je 3 Bits unterteilt (Taktfrequenz 375 MHz), um ein Mapping von 3 Bits auf ein Symbolpaar vorzunehmen. Das Mapping erfolgt mit einem Gray Code [6, S. 182]. Die Symbolpaare werden anschließend mit einem Multiplexer und dem PMA-Block in ein analoges Datensignal in Form einer PAM3 umgewandelt und auf den Bus gelegt. Die Symbole werden mit einer Taktfrequenz von 750 MHz (Symboldauer 1,3 ns) übertragen. Die verwendeten Spannungspegel sind nicht standardisiert und liegen bei der aktuell entwickelten Hardware bei ca. 0,5 V (z.B. [52]).

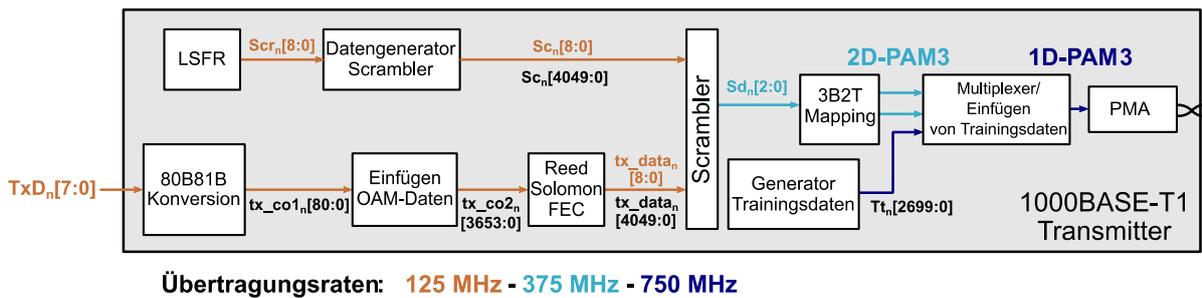


Abbildung 2.8: Schematische Darstellung des PCS eines 1000BASE-T1-Transmitters

3 Leitungstheorie zur Beschreibung von elektromagnetischer Kopplung in Kfz-Bussystemen

Die simulationsbasierte Analyse der Störfestigkeit erfordert eine detaillierte Betrachtung der Kommunikationsleitungen, da diese die Übertragung der Daten gewährleisten, aber auch einen möglichen Koppelpfad mit externen elektromagnetischen Feldern darstellen. In diesem Kapitel werden die notwendigen Grundlagen zu den Eigenschaften von verdrehten Kommunikationsleitungen und der Mehrleitertheorie dargestellt, die zum Verständnis der betrachteten Koppelpfade notwendig sind. Die Leitungsgleichungen und deren Lösung zur Beschreibung von Spannungen und Strömen in einem Mehrleitersystem werden gezeigt. Die Lösung der Leitungsgleichungen kann mit Hilfe von Netzwerkmodellen beschrieben werden, um Kabelbündel in Netzwerksimulationstools zu modellieren. Ein solcher Ansatz zur Modellbildung von Kabelbündeln wird hier ebenfalls vorgestellt.

3.1 Eigenschaften und Beschreibung eines Mehrleitersystems

Es wird zunächst die grundlegende mathematische Beschreibung von Mehrleitersystemen betrachtet. Die Eigenschaften von einzelnen Leitungen oder Systemen aus mehreren Leitungen können mittels Leitungsparametern dargestellt werden. Als primäre Leitungsparameter werden die Impedanz-, Leitwert-, Induktivitäts- und Kapazitätsbeläge bezeichnet. Diese Eigenschaften der Leitungen können für ein infinitesimales Leitungssegment Δx mit einem Ersatzschaltbild entsprechend Abbildung 3.1 nachgebildet werden. In dem exemplarischen Mehrleitersystem sind N Leitungen und eine Referenzleitung 0 dargestellt. Jede der Leitungen besitzt einen Widerstandsbelag R'_n und einen Induktivitätsbelag. Es muss zwischen der Eigeninduktivität L'_{nn} der n -ten Leitung und der Gegeninduktivität L'_{nq} zwischen Leitung n und q unterschieden werden. Die Gegeninduktivität beschreibt die induktive Verkopplung der Leitungen untereinander. Liegt eine Potentialdifferenz zwischen den Leitungen vor, führt dies zu influenzierten Ladungen, was durch die Kapazitätsbeläge C'_{nq} bzw. C'_{nn} beschrieben werden kann. In verlustbehafteten Medien müssen zudem die Leitwertbeläge G'_{nq} bzw. G'_{nn} zwischen den Leitungen berücksichtigt werden. Für Mehrleitersysteme werden die primären Leitungsparameter in der Form von Matrizen angegeben. Der Aufbau der Matrizen \mathbf{R}' , \mathbf{G}' , \mathbf{C}' und \mathbf{L}' ist im Anhang A.1 beschrieben, ebenso wie eine vereinfachte analytische Berechnung der Induktivitäts- und Kapazitätsbeläge für verlustlose parallele Rundleiter

über einer Massefläche ([53, S. 8–9], [54, S. 560]).

Als sekundäre Leitungsparameter werden der Wellenwiderstand Z_c (3.1) und die Ausbreitungskonstante γ (3.2) bezeichnet, die basierend auf den Belagsmatrizen berechnet werden:

$$Z_c = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (3.1)$$

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (3.2)$$

Im Fall einer verlustlosen Leitung gilt $R' = 0$ und $G' = 0$. Dies führt zu einem reellwertigen Wellenwiderstand und einer rein imaginären Ausbreitungskonstante [53, S. 117].

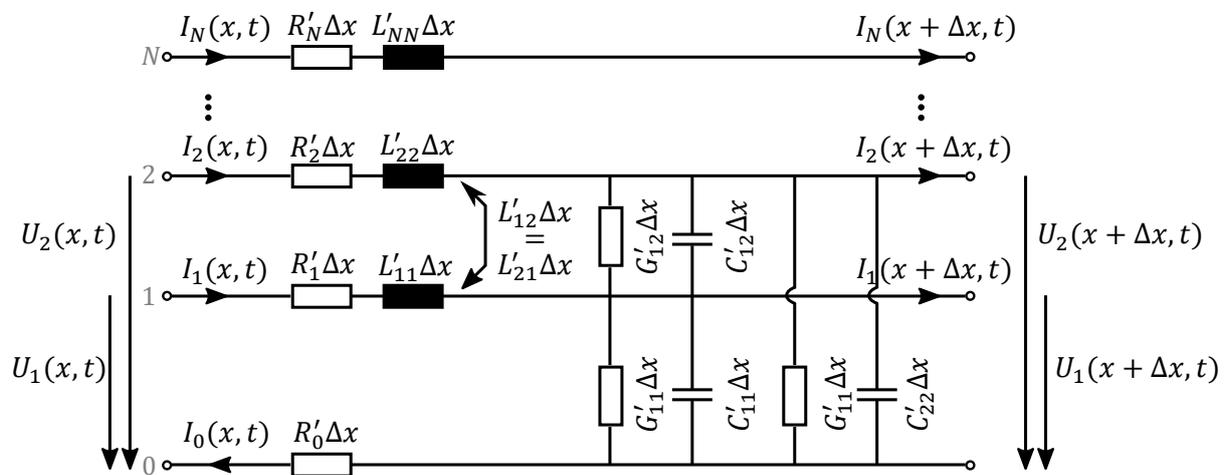


Abbildung 3.1: Ersatzschaltbild eines infinitesimalen Abschnitts eines Mehrleitersystems

Die beschriebenen Leitungseigenschaften können ein frequenzabhängiges Verhalten aufweisen. Diese Frequenzabhängigkeit kann verschiedene Ursachen haben. Der Skineneffekt erhöht die Stromdichte an der Oberfläche eines Leiters bei hohen Frequenzen. Dies führt zu einer Frequenzabhängigkeit von Widerstands- und Induktivitätsbelag ([55, S. 79], [56, S. 273–274], [57, S. 61–63]), durch die der Widerstandsbelag mit steigender Frequenz zunimmt und der Induktivitätsbelag abnimmt. Der Proximityeffekt beschreibt die gegenseitige Beeinflussung von benachbarten Leitern, in denen durch die auftretenden Felder die Ladungsverteilung im Querschnitt der Leiter beeinflusst wird [55, Kap. 4.2.2]. Einen Einfluss auf den Leitwert- und Kapazitätsbelag haben vor allem die verwendeten Medien. Inhomogene und polare Dielektrika führen zu frequenzabhängigen Verlusten. Dies wird unter anderem in [55, Kap. 4.2.3] im Detail beschrieben.

3.2 Lösung der Leitungsgleichungen im Frequenzbereich zur Beschreibung von Leitungskopplung

Die Beschreibung von Spannungen und Strömen entlang von Leitungen erfolgt mit den Leitungsgleichungen. Die Herleitung dieser Gleichungen kann über die Maxwell'schen Gleichungen in Integral- oder Differentialform [55, Kap. 3.1] oder alternativ über die Betrachtung eines Ersatzschaltbildes eines infinitesimalen Leitungsabschnitts (vgl. Abbildung 3.1) erfolgen ([54, S. 228–229], [56, S. 181–183]). Diese Gleichungen sind in (3.3) in Matrixform dargestellt und setzen die Spannungen und Ströme der Leitungen mit den Belagsmatrizen in Zusammenhang. Zum Aufstellen der Gleichungen wird die Annahme getroffen, dass die Belagsmatrizen homogen entlang der Leitungen und damit unabhängig von x sind.

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \mathbf{U}(x) \\ \mathbf{I}(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -(\mathbf{R}' + j\omega\mathbf{L}') \\ -(\mathbf{G}' + j\omega\mathbf{C}') & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{U}(x) \\ \mathbf{I}(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\mathbf{Z}' \\ -\mathbf{Y}' & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{U}(x) \\ \mathbf{I}(x) \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Diese Gleichungen lassen sich durch Differentiation nach x und Einsetzen in die jeweils andere Gleichung in zwei unabhängige Differentialgleichungen zweiter Ordnung (Telegraphengleichungen) umformen (Gl. (3.4) und (3.5)).

$$\frac{d^2}{dx^2} \mathbf{U}(x) = \mathbf{Z}'\mathbf{Y}'\mathbf{U}(x) \quad (3.4)$$

$$\frac{d^2}{dx^2} \mathbf{I}(x) = \mathbf{Y}'\mathbf{Z}'\mathbf{I}(x) \quad (3.5)$$

Die Lösung dieses Gleichungssystems ist für die Beschreibung von Leitungskopplungen essentiell. Die einzelnen Ströme und Spannungen der Gleichungssysteme sind verkoppelt, da das Produkt aus Impedanz- und Admittanzmatrizen zu einer Matrix führt, deren Einträge alle ungleich null sind. Die Methode zur Bestimmung einer Lösung führt über die Entkopplung der Gleichungen mit Hilfe einer Ähnlichkeitstransformation. Die folgenden Schritte orientieren sich an der in [55, Kap. 7.2] gezeigten Vorgehensweise zur Bestimmung der Lösung der Gleichungen. Zur Entkopplung der Gleichungen werden modale Spannungen $\mathbf{U}_m(x)$ und Ströme $\mathbf{I}_m(x)$ mit den Transformationsmatrizen \mathbf{T}_U und \mathbf{T}_I entsprechend (3.6) und (3.7) eingeführt.

$$\mathbf{U}(x) = \mathbf{T}_U \mathbf{U}_m(x) \quad (3.6)$$

$$\mathbf{I}(x) = \mathbf{T}_I \mathbf{I}_m(x) \quad (3.7)$$

Durch Einsetzen der Beschreibungen von Spannungen und Strömen mit modalen Größen in (3.4) und (3.5) ergeben sich die Leitungsgleichungen zu (3.8) und (3.9). Die Transformationsmatrizen werden so gewählt, dass das Produkt $\mathbf{T}_U^{-1}\mathbf{Z}'\mathbf{Y}'\mathbf{T}_U$ eine Diagonalmatrix ist. Entsprechend der Ähnlichkeitstransformation hat diese Diagonalmatrix

auf der Hauptdiagonale die Eigenwerte von $\mathbf{Z}'\mathbf{Y}'$. Analog gelten diese Überlegungen auch für das Gleichungssystem zur Beschreibung der Ströme $\mathbf{I}_m(x)$.

$$\frac{d^2}{dx^2}\mathbf{U}_m(x) = \mathbf{T}_U^{-1}\mathbf{Z}'\mathbf{Y}'\mathbf{T}_U\mathbf{U}_m(x) = \boldsymbol{\gamma}^2\mathbf{U}_m(x) \quad (3.8)$$

$$\frac{d^2}{dx^2}\mathbf{I}_m(x) = \mathbf{T}_I^{-1}\mathbf{Y}'\mathbf{Z}'\mathbf{T}_I\mathbf{I}_m(x) = \boldsymbol{\gamma}^2\mathbf{I}_m(x) \quad (3.9)$$

Die allgemeine Lösung für die Differentialgleichungen zweiter Ordnung, zur Beschreibung der modalen Spannungen und Ströme, kann in geschlossener Form bestimmt werden [55, Kap. 7.2]. Diese Lösung kann physikalisch als Überlagerung von hin- und rücklaufenden Wellen ($\mathbf{U}_m^+, \mathbf{U}_m^-$) interpretiert werden. Mit den Transformationsmatrizen können dann die gesuchten nodalen Größen entsprechend Gleichung (3.10) und (3.11) bestimmt werden. Es verbleiben die unbekanntenen Vektoren \mathbf{U}_m^+ und \mathbf{U}_m^- bzw. \mathbf{I}_m^+ und \mathbf{I}_m^- .

$$\mathbf{U}(x) = \mathbf{T}_U \cdot \mathbf{U}_m(x) = \mathbf{T}_U \cdot (e^{-\boldsymbol{\gamma}x}\mathbf{U}_m^+ + e^{\boldsymbol{\gamma}x}\mathbf{U}_m^-) = -\mathbf{Y}'^{-1}\frac{d}{dx}\mathbf{I}(x) \quad (3.10)$$

$$\mathbf{I}(x) = \mathbf{T}_I \cdot \mathbf{I}_m(x) = \mathbf{T}_I \cdot (e^{-\boldsymbol{\gamma}x}\mathbf{I}_m^+ - e^{\boldsymbol{\gamma}x}\mathbf{I}_m^-) = -\mathbf{Z}'^{-1}\frac{d}{dx}\mathbf{U}(x) \quad (3.11)$$

Die Eliminierung der Unbekannten ist durch die Betrachtung der Spannungen und Ströme am Anfang ($x = 0$) und Ende ($x = l$) der Leitung möglich. Die Größen an den Leitungsenden können durch die Kettenmatrix $\boldsymbol{\Phi}(l)$ in Zusammenhang gesetzt werden:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{U}(l) \\ \mathbf{I}(l) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\Phi}_{11}(l) & \boldsymbol{\Phi}_{12}(l) \\ \boldsymbol{\Phi}_{21}(l) & \boldsymbol{\Phi}_{22}(l) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{U}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Die Koeffizienten der Kettenmatrix (Gl. (3.13) bis (3.16)) lassen sich auf Basis der allgemeinen Lösung (3.10) und (3.11) durch Einsetzen von $x = 0$ und $x = l$ bestimmen.

$$\boldsymbol{\Phi}_{11}(l) = \frac{1}{2}\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_I(e^{\boldsymbol{\gamma}l} + e^{-\boldsymbol{\gamma}l})\mathbf{T}_I^{-1}\mathbf{Y} = \frac{1}{2}\mathbf{T}_U(e^{\boldsymbol{\gamma}l} + e^{-\boldsymbol{\gamma}l})\mathbf{T}_U^{-1} \quad (3.13)$$

$$\boldsymbol{\Phi}_{12}(l) = -\frac{1}{2}\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_I\boldsymbol{\gamma}(e^{\boldsymbol{\gamma}l} - e^{-\boldsymbol{\gamma}l})\mathbf{T}_I^{-1} = -\frac{1}{2}\mathbf{T}_U(e^{\boldsymbol{\gamma}l} - e^{-\boldsymbol{\gamma}l})\boldsymbol{\gamma}^{-1}\mathbf{T}_U^{-1}\mathbf{Z} \quad (3.14)$$

$$\boldsymbol{\Phi}_{21}(l) = -\frac{1}{2}\mathbf{T}_I(e^{\boldsymbol{\gamma}l} - e^{-\boldsymbol{\gamma}l})\boldsymbol{\gamma}^{-1}\mathbf{T}_I^{-1}\mathbf{Y} = -\frac{1}{2}\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}_U\boldsymbol{\gamma}(e^{\boldsymbol{\gamma}l} - e^{-\boldsymbol{\gamma}l})\mathbf{T}_U^{-1} \quad (3.15)$$

$$\boldsymbol{\Phi}_{22}(l) = \frac{1}{2}\mathbf{T}_I(e^{\boldsymbol{\gamma}l} + e^{-\boldsymbol{\gamma}l})\mathbf{T}_I^{-1} = \frac{1}{2}\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}_U(e^{\boldsymbol{\gamma}l} + e^{-\boldsymbol{\gamma}l})\mathbf{T}_U^{-1}\mathbf{Z} \quad (3.16)$$

Sind die Leitungsparameter für die betrachtete Mehrleiterkonfiguration, sowie die Terminierungen und Anregungen der Leitungen bekannt, können auf Basis dieser Lösung die durch die Verkopplung der Leitungen entstehenden Spannungen und Ströme berechnet werden [55, Kap. 7.5.2].

3.3 Anregung einer Leitung durch ein externes Feld

Die Leitungsgleichungen können für die Beschreibung einer Anregung durch ein externes Feld erweitert werden. Das Ersatzschaltbild eines infinitesimalen Leitungsabschnitts einer einzelnen Leitung mit Anregung durch ein externes Feld ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Die Einkopplung von elektromagnetischen Feldern kann mit äquivalenten Spannungs- und Stromquellen beschrieben werden [55, S. 584]. Die Quellen $U_F'(x)$ und $I_F'(x)$ sind wie die Leitungsparameter längenbezogene Größen. Die detaillierte Berechnung der äquivalenten Quellen auf Basis der elektrischen und magnetischen Feldkomponenten der Anregung kann [56, S. 881] und [55, S. 579–585] entnommen werden.

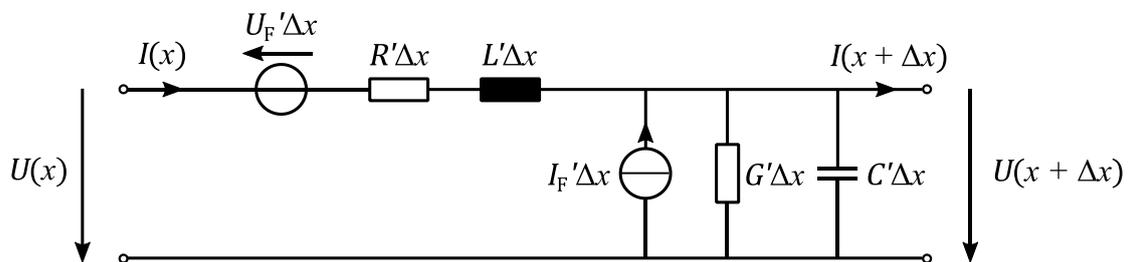


Abbildung 3.2: Ersatzschaltbild eines infinitesimalen Abschnitts einer Leitung mit externer Feldanregung zur Beschreibung im Frequenzbereich

Eine solche Betrachtung kann auf eine Mehrleiterkonfiguration (vgl. Abbildung 3.1) erweitert werden. Mit dem Ansatz der äquivalenten Quellen kann Gleichung (3.3) entsprechend (3.17) erweitert werden. Im Vergleich zur Beschreibung der einfachen verkoppelten Leitungen wird ein Vektor mit den Anregungen durch das externe Feld addiert.

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \mathbf{U}(x) \\ \mathbf{I}(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -(\mathbf{R}' + j\omega\mathbf{L}') \\ -(\mathbf{G}' + j\omega\mathbf{C}') & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{U}(x) \\ \mathbf{I}(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{U}_F'(x) \\ \mathbf{I}_F'(x) \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Dieses Gleichungssystem kann als Zustandsraumdarstellung in Abhängigkeit von x aufgefasst werden, sodass die Berechnung der Lösung ebenfalls über die Kettenmatrix $\Phi(x)$ erfolgen kann [55, S. 651]. Die Einträge der Kettenmatrix können mit den bereits bekannten Formeln (3.13) bis (3.16) berechnet werden. Der Zusammenhang zwischen Anfang ($x = 0$) und Ende ($x = l$) der Leitung kann dann mit (3.18) berechnet werden.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{U}(l) \\ \mathbf{I}(l) \end{pmatrix} = \Phi(l) \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{U}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{pmatrix} + \int_0^l \Phi(l-x) \begin{pmatrix} \mathbf{U}_F'(x) \\ \mathbf{I}_F'(x) \end{pmatrix} dx \quad (3.18)$$

3.4 Verdrilltes Leitungspaar

Als Übertragungsmedium werden in den untersuchten Bussystemen verdrillte Leitungspaare (TWP, vgl. Kapitel 2) verwendet. Die Verdrillung der Leitungen führt dazu, dass das Leitungspaar die Form einer bifilaren Helix besitzt. Die Beschreibungsmöglichkeiten einer solchen Leiterstruktur und deren Eigenschaften werden im Folgenden dargestellt.

3.4.1 Eigenschaften eines verdrillten Leitungspaares

Das Datensignal eines Bussystems wird, wie in Kapitel 2 beschrieben, differentiell übertragen. Der Referenzleiter ist für ungeschirmte Leitungen im Fahrzeug in der Regel die Karosserie und wird hier in Form einer Massefläche berücksichtigt. Es wird davon ausgegangen, dass beide Leitungsenden über eine Terminierung mit dem Referenzleiter verbunden sind. In Abbildung 3.3 ist eine solche Leiterstruktur schematisch dargestellt. Am linken Ende des Leitungspaares sind die nodalen Größen mit U_1 und U_2 bzw. I_1 und I_2 definiert. Bei der Beschreibung von Störspannungen und -strömen wird zwischen Differential- und Common-Mode-Störgrößen unterschieden [58]. Diese Größen werden auf Basis der Spannungen an den Enden der Leitungen entsprechend Gleichung (3.19) bestimmt. Die Matrix \mathbf{M}_U beschreibt die Transformation zwischen den nodalen und modalen Spannungen.

$$\begin{pmatrix} U_{DM} \\ U_{CM} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \mathbf{M}_U \cdot \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

Die Common- und Differential-Mode-Ströme können mit einer ähnlichen Transformationsmatrix beschrieben werden, wie in Gleichung (3.20) definiert ([58], [56, S. 348]).

$$\begin{pmatrix} I_{DM} \\ I_{CM} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/2 & -1/2 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \mathbf{M}_I \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Der Common-Mode-Strom entspricht dabei dem Summenstrom auf dem Rückleiter. Die Spannung U_{DM} und der Strom I_{CM} sind in Abbildung 3.3 eingezeichnet. In der dargestellten Leiterstruktur gibt es aufgrund der gewählten Terminierung keine physikalischen Entsprechungen für die Common-Mode-Spannung und den Differential-Mode-Strom. Neben der Benennung der Ströme und Spannungen sollen anhand der Abbildung 3.3 auch die Einflüsse der Verdrillung auf die Einkopplung von Störgrößen durch magnetische und elektrische Felder gezeigt werden.

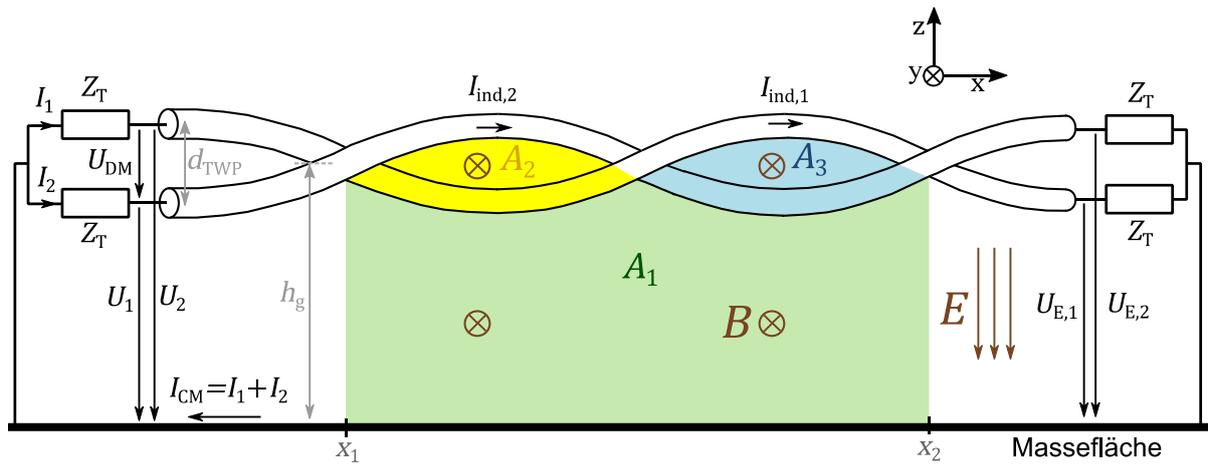


Abbildung 3.3: Schematische Darstellung eines verdrehten Leitungspaares über einer Massefläche und der Einkopplung von elektrischen und magnetischen Feldern

Für die Einkopplung eines magnetischen Feldes wird der Leitungsabschnitt zwischen x_1 und x_2 betrachtet, wobei $x_2 - x_1$ einer Schlaglänge l_S entspricht. Der eingeprägte Strom $I_{\text{ind},1}$ in Leiter 1 kann unter der Annahme verlustloser Leitungen mit Gleichung (3.21) bestimmt werden. Die Flächen A_1 und A_3 (gelbe und blaue Fläche in Abbildung 3.3) unterhalb des Leiters 1 werden mit der magnetischen Flussdichte B durchsetzt, dessen Normalkomponente mit B_n bezeichnet wird. Der dadurch entstehende magnetische Fluss induziert eine Spannung und verursacht damit einen Strom in der Leiterschleife. Der induzierte Strom in Leiter 2 kann analog mit (3.22) berechnet werden.

$$I_{\text{ind},1} = \frac{U_{\text{ind},1}}{2 \cdot Z_T} = -\frac{j\omega\Phi_1}{2 \cdot Z_T} = -\frac{j\omega}{2 \cdot Z_T} \cdot \left(\iint_{A_1} B_n(x, z) \, dA + \iint_{A_3} B_n(x, z) \, dA \right) \quad (3.21)$$

$$I_{\text{ind},2} = \frac{U_{\text{ind},2}}{2 \cdot Z_T} = -\frac{j\omega\Phi_2}{2 \cdot Z_T} = -\frac{j\omega}{2 \cdot Z_T} \cdot \left(\iint_{A_1} B_n(x, z) \, dA + \iint_{A_2} B_n(x, z) \, dA \right) \quad (3.22)$$

Für $A_2 = A_3$ sind die induzierten Ströme auf den beiden Leitungen identisch ($I_{\text{ind},1} = I_{\text{ind},2}$). Das bedeutet, dass bei einer idealen Verdrehung der differentielle Strom auf dem Leitungspaar gleich null ist. Es wird davon ausgegangen, dass die Flächen A_2 und A_3 symmetrisch um die Rotationsachse der verdrehten Leitungen sind, die Änderung des B -Feldes im Bereich der Fläche A_2 und A_3 gering sind und die Leiterradien vernachlässigt werden können. Dann ergibt sich die aufgespannte Fläche als Rechteck und der eingeprägte CM-Strom $I_{\text{ind,CM}}$ kann mit (3.23) berechnet werden. Wird von einem homogenen Feld im Bereich unter der Leitung ausgegangen, kann das Integral weiter vereinfacht werden.

$$I_{\text{ind,CM}} = I_{\text{ind,1}} + I_{\text{ind,2}} = -\frac{j\omega}{Z_T} \int_{x_1}^{x_2} \int_0^{h_g} B_n(x, z) dx dz \approx -\frac{j\omega}{Z_T} B_n l_S h_g \quad (3.23)$$

Die Fläche, die die Einkopplung des gesamten Common-Mode-Stroms in die Leitung definiert, wird aufgespannt durch die Höhe des Leitungspaares über der Massefläche h_g und der Länge der betrachteten Leitung.

Ein elektrisches Feld kann zu einer Potentialdifferenz zwischen Leitung und Massefläche führen. Die daraus resultierende Spannung kann allgemein durch ein Linienintegral (3.24) bestimmt werden.

$$U_E = \int \vec{E} d\vec{s} \quad (3.24)$$

Um die Spannung zwischen Leitung 1 und der Massefläche zu bestimmen, wird die Höhe der Leitung benötigt. Die Verdrillung führt dazu, dass die Höhe der Leitung 1 $h_1(x)$ sich in Abhängigkeit von x ändert. Die Höhe der Leitung ist in Gleichung (3.25) unter Annahme einer idealen Helix dargestellt und hängt von der Schlaglänge l_S und dem Abstand der Leiter d_{TWP} im Leitungspaar ab.

$$h_1(x) = h_g + \Delta h(x) = h_g + \frac{d_{\text{TWP}}}{2} \cdot \sin\left(2\pi \cdot \frac{x}{l_S}\right) \quad (3.25)$$

Die Spannung an Leiter 1 $U_{E,1}(x)$, die durch das E -Feld verursacht wird, ergibt sich demnach aus Gleichung (3.26). E_t ist dabei die Tangentialkomponente des anliegenden elektrischen Feldes.

$$U_{E,1}(x) = \int_0^{h_1(x)} E_t(z) dz \quad (3.26)$$

Die Spannung zwischen Leitung 1 und der Massefläche kann mit dem Mittelwert der Höhe h_g abgeschätzt werden, wie in Gleichung (3.27) dargestellt. Für die Spannung an Leitung 2 können dieselben Überlegungen durchgeführt werden. Unter idealen Annahmen sind damit die Spannungen $U_{E,1}$ und $U_{E,2}$ identisch und es entsteht keine differentielle Spannung. Die Störspannung die durch ein externes elektrisches Feld entsteht, ist maßgeblich abhängig von der Höhe des Leitungspaares über der Massefläche und führt bei idealer Verdrillung zu einer Common-Mode-Spannung.

$$U_{E,1} = \int_0^{h_g} E_t(z) dz = U_{E,2} \quad (3.27)$$

3.4.2 Beschreibungsmethoden für ein Kabelbündel mit einem verdrehten Leitungspaar

Die verdrehten Leitungspaare der Bussysteme werden im Fahrzeug zusammen mit anderen Leitungen im Kabelbaum verlegt. Die entstehenden Kabelbündel können auf verschiedene Arten modelliert werden, um die Verkopplung und damit die Störgrößen im Bussystem zu beschreiben. Die Herausforderung für die Modellierung ist die Verdrehung der Leitung. Der inhomogene Querschnitt entlang der Leitung führt dazu, dass kein einfacher Ansatz, wie z.B. bei Rundleitern, für die Erstellung eines Modells möglich ist. In der Literatur (z.B. [28]) werden dazu Ansätze auf Basis von numerischen Feldsimulationen vorgestellt. Diese Modellierungsansätze können jedoch nur mit viel Aufwand in Netzwerksimulationstools verwendet werden.

Ein in [59] und [60] vorgestellter Ansatz, der auch in einigen weiteren Veröffentlichungen ([61], [62], [63], [64]) für die Beschreibung von verdrehten Leitungen in Kabelbündeln verwendet wird, ist in Abbildung 3.4 skizziert. Es wird ein Kabelbündel bestehend aus einer einfachen Leitung und einem verdrehten Leitungspaar über einer Massefläche betrachtet. Die verdrehte Leitung wird mit stückweise homogenem Querschnitt modelliert, indem für eine Länge von $l_S/2$ eine parallele Leitungskonfiguration über der Massefläche angenommen wird (Abbildung 3.4 (Mitte)). Für eine solche Konfiguration können die Leitungsparameter mit den bekannten Formeln aus [54, S. 560] berechnet werden (vgl. A.1). Der Zusammenhang zwischen Spannungen und Strömen am Anfang und Ende eines Leitungsstücks mit der Länge $l_S/2$ kann mit der Kettenmatrix Φ_S beschrieben werden (vgl. Kapitel 3.2). In jeder Schleife des verdrehten Leitungspaares tauschen die Leiter die Position um 180° bezogen auf die Rotationsachse. Das führt, abgesehen von der Nummerierung der Leiter, jedoch nicht zu einer Änderung der Leitungsparameter. Die gesamte Leitung kann mit einer Kaskade von Kettenmatrizen der einzelnen Segmente beschrieben werden [59]. Die Verkopplung der Leitungen wird über äquivalente Strom- und Spannungsquellen in den einzelnen Schleifen der Leitungen nachgebildet (Abbildung 3.4 (rechts)). In diesem Modellierungsansatz bilden die Spannungsquellen $U_{1s,n}$ die induktive Kopplung und die Stromquellen $I_{1s,n}$ die kapazitive Kopplung der Leitung n nach. Eine Methode zur Berechnung der äquivalenten Quellen ist in [60] gegeben.

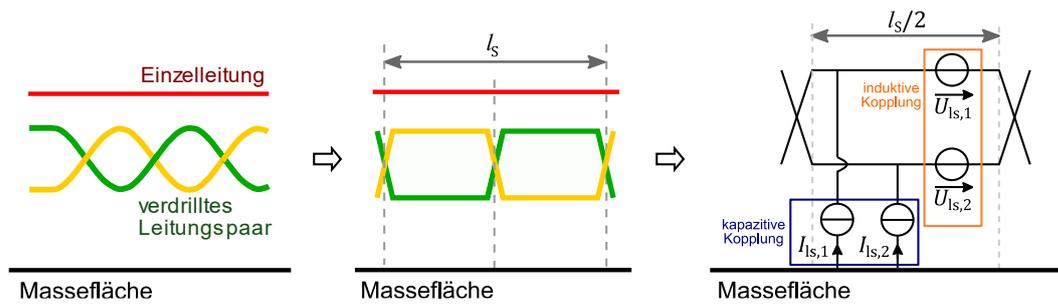


Abbildung 3.4: Modellierung eines Kabelbündels mit zwei verdrehten Leitungen nach [59]

Ein anderer Ansatz zur Beschreibung der Eigenschaften eines Kabelbündels mit einem verdrehten Leitungspaar ist die separate Betrachtung der Moden. Diese Vorgehensweise wird von Simulationstools wie SACAMOS [65] verwendet, um die Leitungsparameter von Mehrleitersystemen zu bestimmen. Es werden Common und Differential Mode separat betrachtet und die Annahme getroffen, dass es keine Konversion zwischen den Moden gibt. Im Fall eines verdrehten Leitungspaar bedeutet dies eine ideale Verdrillung, sodass keine Differential-Mode-Spannung eingekoppelt wird. Die Rotation der Leitungen um eine gemeinsame Achse führt dazu, dass weder der Abstand zu einem anderen Leiter im Kabelbündel, noch die Höhe des Leitungspaar entlang der Leitung (x -Richtung) konstant sind (vgl. Abbildung 3.5 (links)). Die Änderung der Höhe entlang der Leitung ist bereits in (3.25) angegeben und analog kann die Änderung des Abstands der Leiter im Kabelbündel (3.28) berechnet werden.

$$\Delta d(x) = \frac{d_{\text{TW P}}}{2} \cdot \cos\left(2\pi \cdot \frac{x}{l_s}\right) \quad (3.28)$$

Eine Zerlegung für eine separate Beschreibung von Common und Differential Mode ist schematisch in Abbildung 3.5 dargestellt. Im Fall einer Beschreibung der Common-Mode-Kopplung wird angenommen, dass das verdrehte Leitungspaar durch einen zylindrischen Leiter auf der Achse des verdrehten Leitungspaar ersetzt werden kann. Der Abstand der so verbleibenden Leiter beträgt d_w und die Höhe über der Massefläche h_g . Diese beiden Parameter sind über die Länge des betrachteten Leitungsabschnitts konstant. Mit dieser Konfiguration können die Common-Mode-Induktivitäten und -Kapazitäten berechnet werden (vgl. Anhang A.1). Tritt keine Modenkonzersion in der Leitungskonfiguration auf und die Ausbreitung des Differential Mode erfolgt ausschließlich in dem verdrehten Leitungspaar, kann die Bestimmung der Differential-Mode-Induktivitäten und -Kapazitäten durch Betrachtung des verdrehten Leitungspaar ohne Massefläche erfolgen. Gibt es keine Interaktion mit der Massefläche, kann die

Rotation der Leitungen vernachlässigt werden, da der Abstand zwischen den Leitungen d_{TWP} konstant ist. Damit ergibt sich auch für den Differential Mode eine einfache Leiterkonfiguration von zwei parallelen Leitern. Die Umrechnung der Belagsmatrizen von Common bzw. Differential Mode zu nodalen Größen des Kabelbündels mit Transformationsmatrizen ist in [58] und [66] für verschiedene Leitersystem dargestellt.

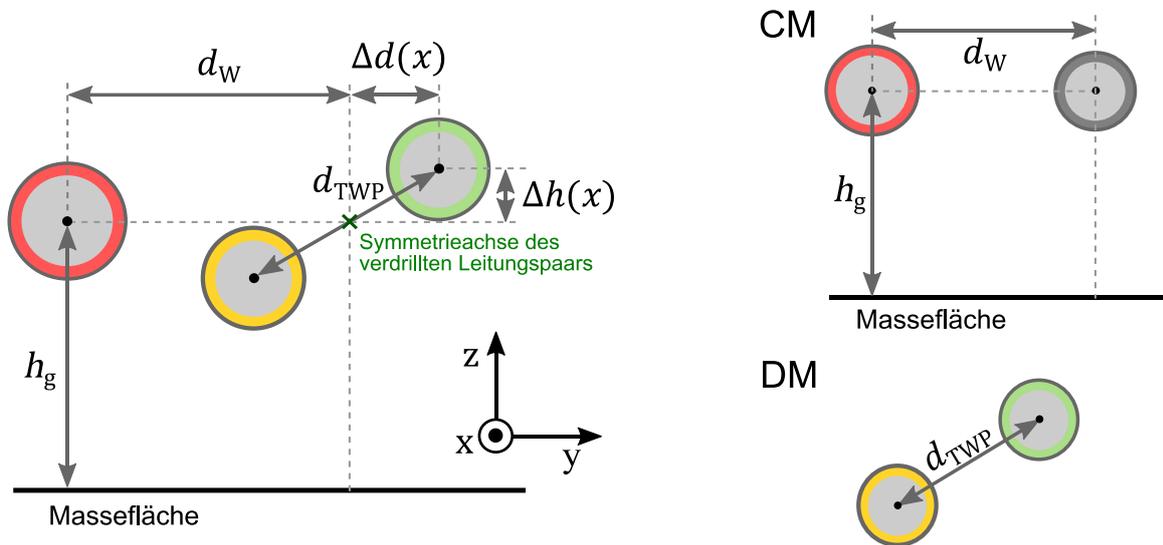


Abbildung 3.5: Querschnitt eines Leiterbündels über einer Massefläche mit verdrehtem Leitungspaar und separate Darstellung für Common und Differential Mode

3.5 Implementierung der Lösung der Leitungsgleichungen in einem Netzwerksimulationstool

Die Lösung der Leitungsgleichungen einer Mehrleiterkonfiguration werden für die Simulation in einem Netzwerktool auf Basis von äquivalenten Ersatzschaltbildern implementiert. Im Folgenden wird zur Erstellung von Leitungsmodellen mit dem Softwaretool SACAMOS ([67], [65]) gearbeitet. Die von diesem Tool verwendete Implementierung wird in diesem Abschnitt vorgestellt.

Die Struktur des Modellierungsansatzes ist in Abbildung 3.6 für ein 3-Leitermodell dargestellt, wie es für die Modellierung einer verdrehten Leitung über einer Massefläche (Referenzleiter) verwendet wird. Die Modellstruktur ist jedoch auf eine beliebige Anzahl von Leitungen erweiterbar. Wie in Kapitel 3.2 gezeigt, kann das Verhalten von Mehrleitersystemen über verkoppelte Differentialgleichungen (Gl. (3.4) und (3.5)) beschrieben werden. Die Berechnung der Spannungen und Ströme an den Leitungsenden kann durch die Lösung dieses Gleichungssystem erfolgen. Die Struktur des Modells ist in der Mitte von Abbildung 3.6 schematisch dargestellt und bildet die Lösung der Leitungsgleichungen nach. Die nodalen Größen, die die Ein- und Ausgangsgrößen

des Modells darstellen, werden in die modalen Größen transformiert (Modale Zerlegung). Die Übertragung jeder einzelnen Mode wird separat nachgebildet (Moden 1 und 2). Die Berechnung der modalen Zerlegung und die Übertragung der Moden wird mit Ersatzschaltbildern nachgebildet, die für eine bessere Übersicht in Subnetze eingeteilt und mittels Nummerierung eindeutig benannt sind (vgl. Abbildung 3.6).

Die Umrechnung von nodalen und modalen Größen erfolgt wie in Kapitel 3.2 mit einer Ähnlichkeitstransformation. Handelt es sich um eine verlustlose Leitung können Transformationsmatrizen gefunden werden, die die Kapazitäts- und Induktivitätsbelagsmatrizen diagonalisieren (Gl. (3.29) und (3.30)) [65].

$$\mathbf{L}'_m = \mathbf{T}_U^{-1} \mathbf{L}' \mathbf{T}_I \quad (3.29)$$

$$\mathbf{C}'_m = \mathbf{T}_I^{-1} \mathbf{C}' \mathbf{T}_U \quad (3.30)$$

Die Diagonalmatrizen \mathbf{L}'_m und \mathbf{C}'_m beschreiben damit die Eigenschaften der einzelnen Moden und es kann mit (3.31) eine charakteristische Impedanz für jede Mode n berechnet werden.

$$Z_{mc,n} = \sqrt{\frac{L'_{m,nn}}{C'_{m,nn}}} \quad (3.31)$$

Die modale Zerlegung kann in allgemeiner Form den Gleichungen (3.6) und (3.7) entnommen werden. Die einzelnen Zeilen der Matrixgleichungen können entsprechend (3.32) und (3.33) ausgeschrieben werden, um die nodalen Spannungen U_n und die modalen Ströme $I_{m,n}$ zu berechnen. Dabei ist zu berücksichtigen, dass für die Berechnung der modalen Ströme die Inverse der Transformationsmatrix \mathbf{T}_I^{-1} verwendet wird. Diese modale Zerlegung wird mit dem im oberen Teil der Abbildung 3.6 dargestellten Ersatzschaltbild (Subnetz 1) aus gesteuerten Spannungs- und Stromquellen realisiert. In diesem Beispiel sind dies die Spannungsquellen $U_2(U_{m,1}, U_{m,2})$ und $U_1(U_{m,1}, U_{m,2})$, sowie die Stromquellen $I_{m,1}(I_1, I_2)$ und $I_{m,2}(I_1, I_2)$. Die Eingänge des Modells werden über die DC-Widerstände der einzelnen Leiter kontaktiert.

$$U_n(U_{m,1}, \dots, U_{m,N}) = \mathbf{T}_U(n, 1) \cdot U_{m,1} + \dots + \mathbf{T}_U(n, N) \cdot U_{m,N} \quad (3.32)$$

$$I_{m,n}(I_1, \dots, I_N) = \mathbf{T}_I^{-1}(n, 1) \cdot I_1 + \dots + \mathbf{T}_I^{-1}(n, N) \cdot I_N \quad (3.33)$$

Die Ausgangsklemmen der modalen Zerlegung werden mit Submodellen zur Modellierung der Übertragung in den einzelnen Moden verbunden (Subnetz 2). In der allgemeinen Lösung der Leitungsgleichungen werden für jede Mode die Ströme und Spannungen über eine hin- und rücklaufende Welle mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit $v_{m,n} = 1/\sqrt{L'_{m,nn} \cdot C'_{m,nn}}$ in x -Richtung beschrieben (vgl. Gl. (3.10) und (3.11)). Mit

(3.34) und (3.35) können die modale Spannung und der modale Strom über die hin- und rücklaufende Spannung der n -ten Mode ($U_{m,n}^+$, $U_{m,n}^-$) dargestellt werden.

$$U_{m,n}(x, t) = U_{m,n}^+ \left(t - \frac{x}{v_{m,n}} \right) + U_{m,n}^- \left(t + \frac{x}{v_{m,n}} \right) \quad (3.34)$$

$$I_{m,n}(x, t) = I_{m,n}^+ \left(t - \frac{x}{v_{m,n}} \right) - I_{m,n}^- \left(t + \frac{x}{v_{m,n}} \right) = \frac{1}{Z_{mc,n}} \left(U_{m,n}^+ \left(t - \frac{x}{v_{m,n}} \right) - U_{m,n}^- \left(t + \frac{x}{v_{m,n}} \right) \right) \quad (3.35)$$

Im unteren Teil der Abbildung 3.6 (Subnetz 2) ist die Implementierung für die Übertragung einer einzelnen Mode n dargestellt. Die Implementierung basiert auf der Methode der Charakteristik [55, S. 361] (bzw. Branin-Methode [68]). Durch das ineinander Einsetzen der Gleichungen (3.34) und (3.35) kann die hin- bzw. rücklaufenden Welle mit den modalen Spannungen und Strömen, sowie der charakteristischen Impedanz ausgedrückt werden. Es ergeben sich die Ausdrücke (3.36) und (3.37). Diese werden in den Subnetzen 2.1 und 2.4 für den Anfang ($x = 0$) und das Ende der Leitung ($x = l$) mit einer gesteuerten Spannungsquelle und der charakteristischen Impedanz implementiert.

$$U_{m,n}(x, t) - Z_{mc,n} I_{m,n}(x, t) = 2U_{m,n}^- \left(t + \frac{x}{v_{m,n}} \right) \quad (3.36)$$

$$U_{m,n}(x, t) + Z_{mc,n} I_{m,n}(x, t) = 2U_{m,n}^+ \left(t - \frac{x}{v_{m,n}} \right) \quad (3.37)$$

Es können darüber hinaus die Spannungen und Ströme am Anfang und Ende der Leitung mittels der Laufzeit in Zusammenhang gesetzt werden. Es ergeben sich die Ausdrücke (3.38) und (3.39) in denen $U_{m,n}^+$ und $U_{m,n}^-$ eliminiert wurden. Eine genaue Herleitung dieser Gleichungen kann [55, S. 365] entnommen werden.

$$U_{m,n}(l, t) + Z_{mc,n} I_{m,n}(l, t) = U_{m,n}(0, t - T_D) + Z_{mc,n} I_{m,n}(0, t - T_D) \quad (3.38)$$

$$U_{m,n}(0, t) - Z_{mc,n} I_{m,n}(0, t) = U_{m,n}(l, t - T_D) - Z_{mc,n} I_{m,n}(l, t - T_D) \quad (3.39)$$

In den Subnetzen 2.2 und 2.3 wird die Zeitverzögerung durch hin- und rücklaufende Welle modelliert. Die Zeitverzögerung durch die Laufzeit der Leitung wird über verlustlose Leitungsmodelle (z.B. SPICE-Modell LTRA mit $R = 0$) nachgebildet. Die Laufzeit der Mode n für die Leitung mit der Länge l wird mit $T_D = l/v_{m,n}$ berechnet. Die Subnetze 2.2 und 2.3 sind über gesteuerte Spannungsquellen mit den Spannungs- und Stromwerten aus den Teilnetzen 2.1 und 2.4 (vgl. Gl. (3.38) und (3.39)) verkoppelt.

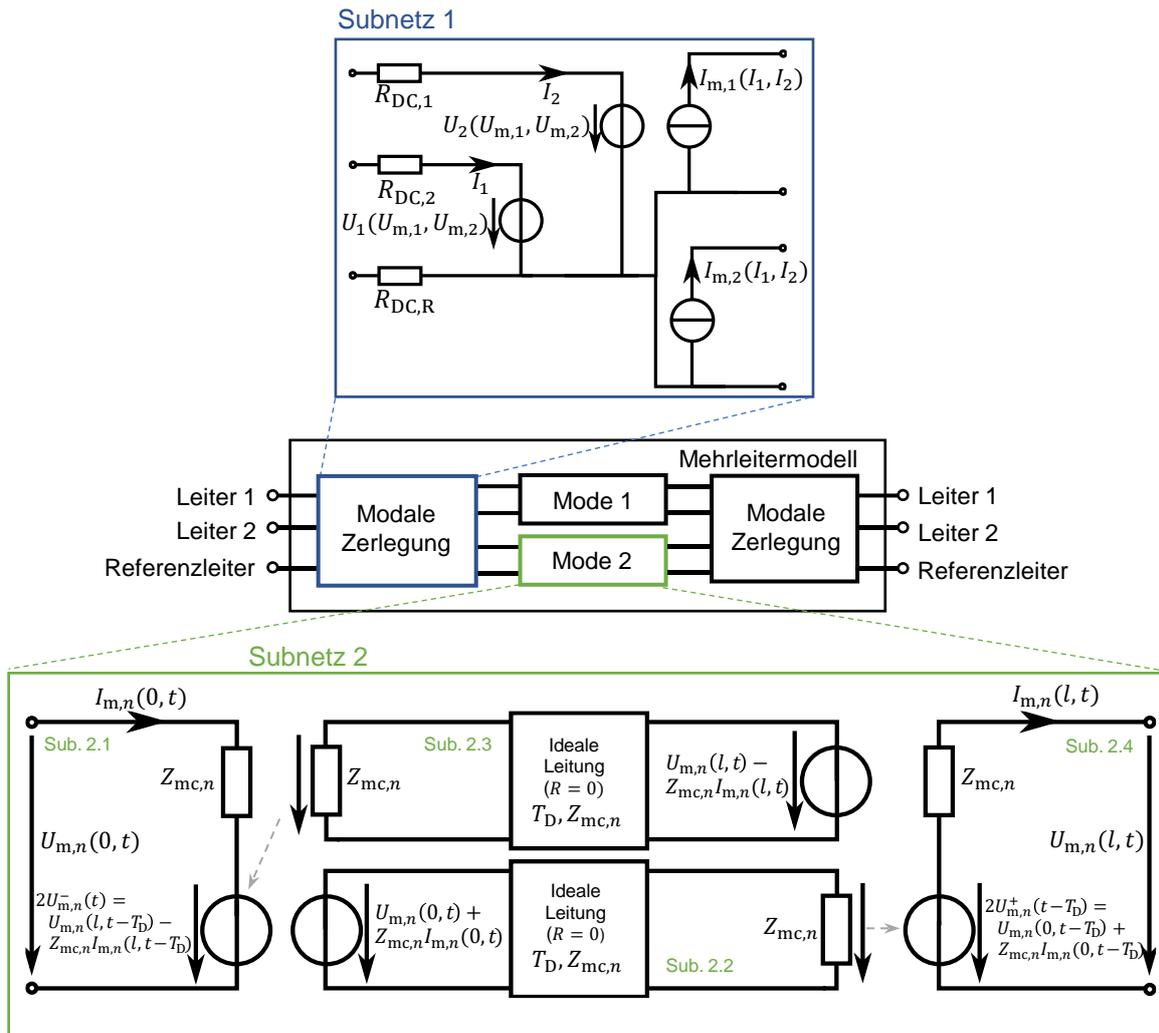


Abbildung 3.6: Modell einer Mehrleiterkonfiguration zur Implementierung in einem Netzwerksimulationstool

4 Modellierung von Kfz-Bussystemen

In dieser Arbeit werden viele Untersuchungen der Störfestigkeit simulationsbasiert durchgeführt, um Einflüsse verschiedener Systemparameter zu analysieren. Dazu werden Simulationsmodelle von Bussystemen, sowie der Einkopplung von Störungen in die Kommunikationsleitung erstellt. Alle Modelle werden für das Freeware Simulationstool LTspice (Version XVII) [69] von Analog Devices entwickelt, welches auf SPICE basiert. Die notwendigen Modelle und Parameter zum Aufbau einer Simulation zur Analyse der Störfestigkeit sind in Abbildung 4.1 schematisch dargestellt. Die Submodelle für Leitungen und Transceiver werden in dem verwendeten Netzwerksimulationstool (LTspice) entsprechend der zu analysierenden Topologie verknüpft. Alle notwendigen Informationen über die untersuchte Konfiguration sind in der Abbildung in dem Block „Netzwerkkonfiguration & Anregung“ zusammengefasst. Im Fall einer Leitungskopplung sind dies die Terminierung und die Spannungsquelle des störenden Kreises. Die Art der Simulation (AC-Analyse oder transiente Simulation), sowie die dazu notwendigen Parameter sind durch den Block „Simulationsparameter“ visualisiert. LTspice berechnet die Ergebnisse im Zeitbereich, jedoch können die Ergebnisse in LTspice mittels einer FFT in den Frequenzbereich transformiert werden. Der Abbildung ist zu entnehmen, dass die Modelle für Leitungen und Bustransceiver eine zentrale Bedeutung in der simulativen Untersuchung von Bussystemen haben. Aus diesem Grund werden diese in den folgenden Abschnitten detailliert beschrieben.

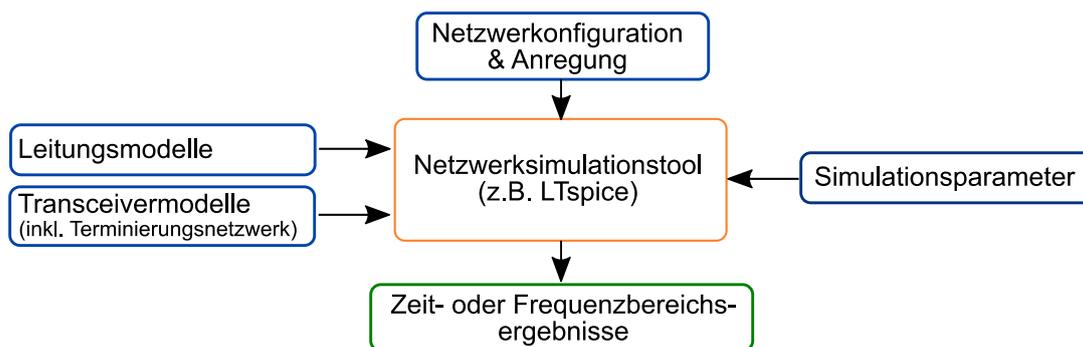


Abbildung 4.1: Schematische Übersicht der Komponenten einer Simulation von Bussystemen mit einem Netzwerksimulationstool

4.1 Simulationsmodell CAN FD-Transceiver

Das Ersatzschaltbild zur Modellierung des CAN FD-Transceivers inklusive Terminierungsnetzwerk ist in Abbildung 4.2 dargestellt. Die Treiberstufe zur Signalsynthese wird über zwei MOS-Transistoren realisiert. Die Spannungsquellen $u_{c,1}(t)$ und

$u_{c,2}(t)$ werden zur Ansteuerung der Transistoren verwendet. Durch die Spannungsquellen werden Form und Zeitpunkt der Schaltflanken vorgegeben, sodass ein Datensignal synthetisiert und an einen gegebenen realen Transceiver angepasst werden kann. Die Empfangsfunktion des Receivers wird über einen Schmitt-Trigger nachgebildet. Dieser ist mit einem Widerstand verbunden, an dem das RxD-Signal ausgewertet werden kann. Neben der Nachbildung des Transceivers wird auch das Terminierungsnetzwerk inklusive CMC modelliert (vgl. Kapitel 2.1.1). Die Widerstände R_T haben die Werte 60Ω bzw. $1,3 \text{ k}\Omega$, in Abhängigkeit der Position und Anzahl der Teilnehmer im Netzwerk. Da für die Untersuchung von Störeinkopplung die Impedanzen des Netzwerks essentiell sind, ist die Nachbildung der CMC ein wichtiger Bestandteil der Modellbildung und wird in einem folgenden Abschnitt separat erläutert.

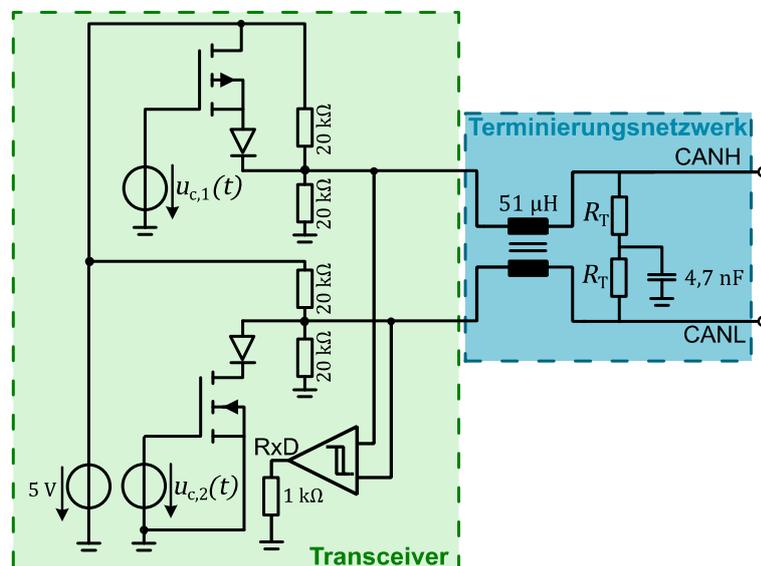


Abbildung 4.2: Ersatzschaltbild Simulationsmodell eines CAN FD-Kommunikationsknotens

4.2 Simulationsmodell 100BASE-T1/1000BASE-T1-Transceiver

Ein Simulationsmodell für die Teilnehmer eines 100BASE-T1/1000BASE-T1-Kommunikationssystems zur Verwendung in einem Netzwerksimulationstool wird in diesem Abschnitt vorgestellt. Das entwickelte Ersatzschaltbild ist in Abbildung 4.3 dargestellt. Es wird ausschließlich die Sendefunktion modelliert, da wie in Kapitel 2.2.2 und 2.2.3 dargestellt, die Datenverarbeitung deutlich komplexer ist als in einem CAN FD-System und somit eine Modellierung mittels Ersatzschaltbildern nicht zielführend ist. Die Synthese der Datensignale wird durch die Spannungsquellen $u_{b,1}(t)$ und $u_{b,2}(t)$ modelliert. Das Terminierungsnetzwerk wird mit idealen Komponenten entsprechend der Spezifikation ([1, S. 285], [9], [10]) aufgebaut. Die DM-Terminierung (100Ω) wird hier mit einer

werden mit der Windungskapazität C_{P1} und den Kernverlusten R_{P1} nachgebildet. Die Eigenschaften der DM-Impedanz werden durch die Streuinduktivität L_S und den damit verbundenen parasitären Komponenten C_{P2} und R_{P2} beeinflusst. Die Kupferverluste werden durch die seriellen Widerstände R_{ser} nachgebildet. Die Isolation der Wicklungen wird mit R_{in} und C_{in} modelliert.

4.4 Modellierung der Einkopplung von Störungen in Kommunikationsleitungen

Als potentielle Koppelpfade werden in dieser Arbeit die Leitungskopplung, sowie die Feldeinkopplung einer ebenen Welle betrachtet. Für diese Störeinkopplungen werden LTspice-Modelle erstellt, sodass die Bussysteme inklusive der Störquelle und des Koppelpfads vollständig im Simulationstool nachgebildet und analysiert werden können.

4.4.1 Modellierung von verkoppelten Leitungen

Die Modellierung von Leitungskopplungen kann auf unterschiedliche Weise erfolgen. Da es ein Ziel dieser Arbeit ist, die Störfestigkeit von Bussystemen in einem Netzwerksimulationstool zu untersuchen, müssen die Modelle für die Störeinkopplung in Leitungen in ein solches Tool integrierbar sein (vgl. Abbildung 4.1). In Abbildung 4.5 ist das Flussdiagramm der verschiedenen Methoden zur Erstellung von LTspice-kompatiblen Modellen dargestellt. Ausgangspunkt ist die zu modellierende Leitungskonfiguration mit den zugehörigen Geometrieparametern. Die Berechnung von Spannungen und Ströme kann für Rundleiter analytisch erfolgen (linker Teil Abbildung 4.5). Dazu werden mittels einer analytischen Abschätzung die Leitungsbeläge der Konfiguration ermittelt (vgl. Anhang A.1) und auf Basis der Mehrleitertheorie die Spannungen und Ströme am Anfang und Ende der Leitung im Frequenzbereich ermittelt (vgl. Kapitel 3.2). Zeitbereichsergebnisse können dann mit Hilfe der inversen Fourier-Transformation berechnet werden. Dies ist jedoch für die Anwendung in komplexen Netzwerkkonfigurationen nicht praktikabel und dient damit ausschließlich als Referenz für die anderen Methoden. Es werden Softwaretools verwendet, die Leitungsparameter von verkoppelten Leitungskonfigurationen numerisch berechnen. Ein solches Tool ist CONMTL [72] der Universität Hamburg, mit dem die Leitungsbeläge bzw. S-Parameter einer Leitergeometrie auf Basis der Momentenmethode bestimmt werden können. Um ein Modell für ein Netzwerksimulationstool zu generieren wird ein Vektor-Fitting-Algorithmus auf die S-Parameter angewandt ([73], [74]). Die so ermittelten Zustandsraumbeschreibungen werden in ein äquivalentes Ersatzschaltbild überführt

[75], das in einem Netzwerksimulationstool verwendet werden kann. Diese Vorgehensweise ist in einer Software-Routine (Vectfit-Tool) implementiert, sodass das generierte Ersatzschaltbild als eine Netzliste (*.cir-Datei) ausgegeben und in LTspice eingebettet werden kann. CONMTL ermöglicht die Modellierung von gekoppelten Leiterbahnen auf einer Leiterplatte sowie die Modellierung verschiedener Anordnungen von Rundleitern. Es wird jedoch kein expliziter Ansatz für verdrehte Leitungen bereitgestellt. Eine weitere Möglichkeit der Erstellung von LTspice-Modellen ist die Verwendung des Softwaretools SACAMOS [67] der Universität Nottingham, dessen Ansatz zur Erstellung von Leitungsmodellen in Kapitel 3.5 beschrieben ist. Die Modelle können direkt über eine Modellbibliothek (*.lib) in das Netzwerksimulationstool integriert werden.

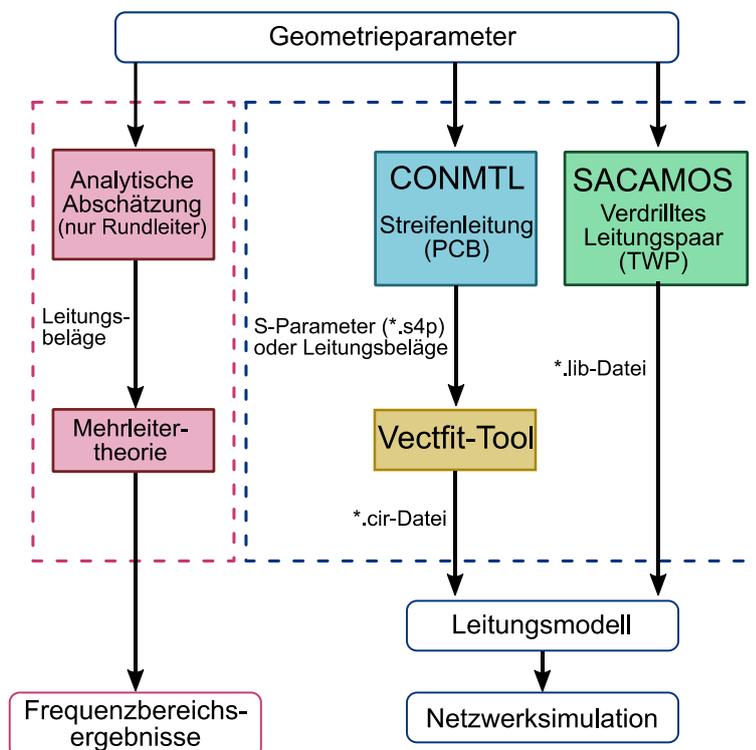


Abbildung 4.5: Flussdiagramm zur Erstellung von Modellen für verkoppelte Leitungen

In den folgenden Untersuchungen wird das Tool SACAMOS (Version 4.0.0) für die Erstellung von Modellen einer Leitungskopplung mit einem verdrehten Leitungspaar verwendet. Das Vorgehen zur Erstellung von Modellen mit SACAMOS und die Vorgabe der Modellparameter werden in Anhang A.2 im Detail beschrieben. Die Modellierung von verkoppelten Leiterbahnen auf einer Platine wird mit CONMTL (Version 1.0) realisiert.

4.4.2 Modellierung von ungeschirmten verdrehten Leitungen

Der vorgestellte Ansatz mit SACAMOS kann auch für die Modellierung eines einzelnen

verdrillten Leitungspaar über einer Massefläche ohne äußere Anregung genutzt werden, sodass die Topologien der Bussysteme vollständig modelliert werden können. Es werden die drei Geometrieparameter Radius eines Leiters r_{TWP} , Abstand der Leiter im verdrillten Leitungspaar d_{TWP} und Höhe über der Massefläche h_g benötigt. Durch die Annahme einer idealen Symmetrie in der Modellierung tritt in diesen Leitungsmodellen keine Modenkonzersion auf. Die Anregung des Leitungspaar durch eine ebene Welle kann ebenfalls bei der Modellerstellung definiert werden. Die Vorgabe der Eigenschaften der Leitungen und des externen Feldes kann A.2 und [76] entnommen werden.

4.5 Parametrierung und Validierung der Simulationsmodelle von Kfz-Bussystemen und Koppelpfaden

In diesem Abschnitt werden die zuvor präsentierten Modelle zur Simulation von Bussystemen parametrisiert und mittels Messdaten validiert.

4.5.1 Common Mode Choke

Das in Kapitel 4.3 vorgestellte Modell für die CMC wird für die verschiedenen Bussysteme parametrisiert. Auf dem CAN FD-Evaluationboard DSO-8/TSON-8 Z8F62791012 [77] ist die CMC ACT45B-51 (TDK) mit einer Hauptinduktivität L_M von 51 μH verbaut. Da dieses Evaluationboard auch für die weiteren Messungen verwendet wird, wird die CMC ACT45B-51 zur Parametrierung des CMC-Modells für CAN FD genutzt. Das CMC-Modell für ein 100BASE-T1-Terminierungsnetzwerk ($L_M = 200 \mu\text{H}$) wird auf Basis der Komponente DLW43MH201XK2L (Murata) [78] parametrisiert. In einem 1000BASE-T1-Terminierungsnetzwerk wird eine CMC mit $L_M = 100 \mu\text{H}$ verwendet ([38], [79]). Das Modell wird auf Basis der CMC DLW32MH101XT2 (Murata) [80] parametrisiert. Die als Referenz für die Modelle verwendeten CMCs für die Automotive-Ethernet-Systeme wurden aufgrund von Empfehlungen der Transceiver-Hersteller ausgewählt ([70], [52]). Die Modellparameter für die verschiedenen Gleichtaktdrosseln sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst.

Tabelle 4.1: Parameter der CMC-Modelle

Parameter	L_M in μH	k	R_{ser} in Ω	R_{P2} in Ω	C_{P2} in pF	L_S in nH	R_{in} in $\text{M}\Omega$	C_{in} in fF	R_{P1} in $\text{k}\Omega$	C_{P1} in fF
ACT45B-51 (TDK)	51	1	0,5	105	18	31,7	1	5	45	100
DLW43MH201XK2L (Murata)	200	1	0,9	125	30	25	1	4,7	40	83,5
DLW32MH101XT2 (Murata)	100	1	1,55	160	12	15	1	6,0	27	28,0

Die Validierung der CMC-Modelle erfolgt über die Betrachtung der Common- und Differential-Mode-Impedanzen. Dazu werden vom Hersteller zur Verfügung gestellte Messdaten, sowie mit LTspice generierte Simulationsdaten verglichen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.6 für die drei verwendeten CMCs dargestellt. Es ist eine gute Übereinstimmung von Mess- und Simulationsdaten zu erkennen.

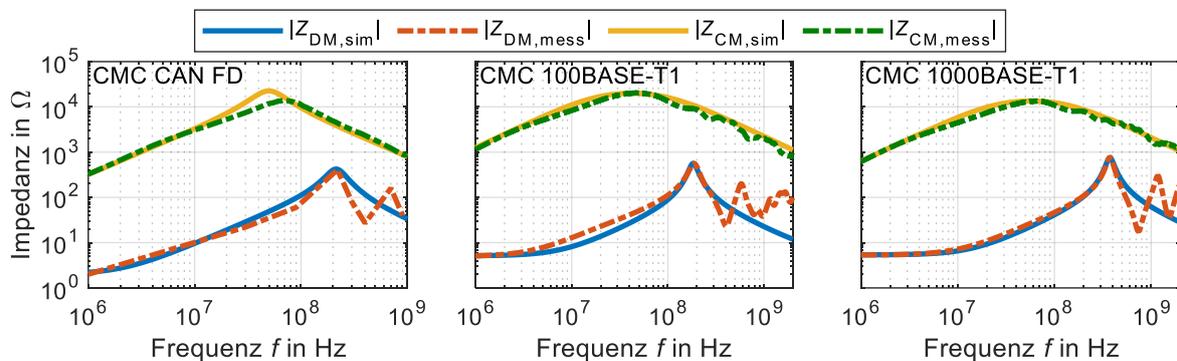


Abbildung 4.6: Validierung der CMC-Modelle für CAN FD, 100BASE-T1 und 1000BASE-T1

4.5.2 Datenübertragungsstrecke

Für den Vergleich mit Simulationsdaten werden die Analogsignale einer CAN FD- und einer 100BASE-T1-Kommunikation mit den in Abbildung 4.7 schematisch dargestellten Aufbauten gemessen. Eine Messung von 1000BASE-T1 wurde aufgrund der fehlenden Verfügbarkeit entsprechender Transceiver nicht realisiert. Im Messaufbau werden zwei Transceiver über eine verdrehte Leitung verbunden und die Signale auf den Leitungen gemessen. Für CAN FD wurde der Transceiver TLE9251V [42] von Infineon verwendet (Evaluationboard DSO-8/TSON-8 [77]). Die Messung wird mit aktiven Tastköpfen (ZS1000, Teledyne LeCroy) und einem Oszilloskop (HDO6104A, Teledyne LeCroy) durchgeführt. Das RxD-Signal des empfangenden Transceiver wird ebenfalls mit Hilfe des Oszilloskops gemessen. Die Vorgabe des Datensignals TxD erfolgt über einen Signalgenerator (AFG3252, Tektronix). Es wird eine alternierende Bitfolge mit einer Datenrate von 5 MBit/s vorgegeben. Der schematische Aufbau ist im linken Teil von Abbildung 4.7 dargestellt. Die 100BASE-T1-Transceiver DP83TC811S-Q1 [70] werden ebenfalls mithilfe von Evaluationboards DP83TC811EMV [81] von Texas Instruments in einen Messaufbau integriert (vgl. Abbildung 4.7). Diese Evaluationboards besitzen einen Medienkonverter, sodass die Boards über einem RJ45-Stecker mit einem PC verbunden werden können. Es kann damit eine vollständige Kommunikationsstrecke zwischen zwei PCs aufgebaut werden. Da die 100BASE-T1-Transceiver im Vollduplexverfahren Daten übertragen, ist für die Messung des Sendesignals eines Transceivers eine Signaltrennung mittels Richtkoppler notwendig. Dazu wird der

Richtkoppler RT-ZF7 [82] von Rohde&Schwarz verwendet und es sind keine zusätzlichen Tastköpfe notwendig, um die Spannung mit einem Oszilloskop zu messen.

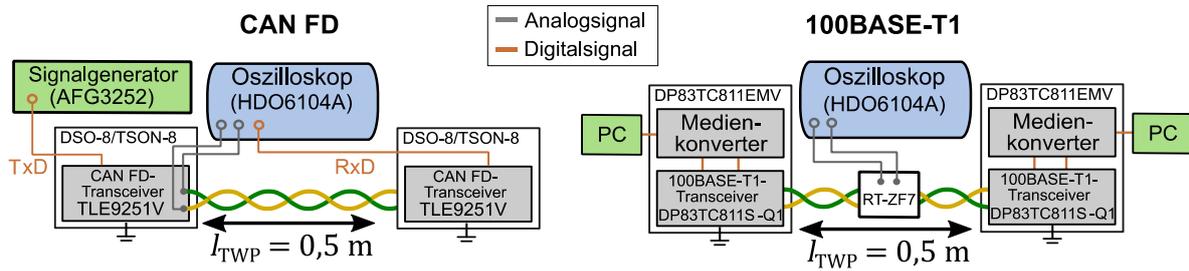


Abbildung 4.7: Schematische Darstellung der Messaufbauten für die analogen Kommunikationssignale von CAN FD (links) und 100BASE-T1 (rechts)

Der Vergleich der gemessenen und simulierten analogen Datensignale ist in Abbildung 4.8 dargestellt. Für CAN FD ist zusätzlich das Rx-D-Signal dargestellt, welches mit dem Transceivermodell ebenfalls simuliert wurde. Es zeigen sich für beide Bussysteme gute Übereinstimmungen zwischen den gemessenen und simulierten Signalen.

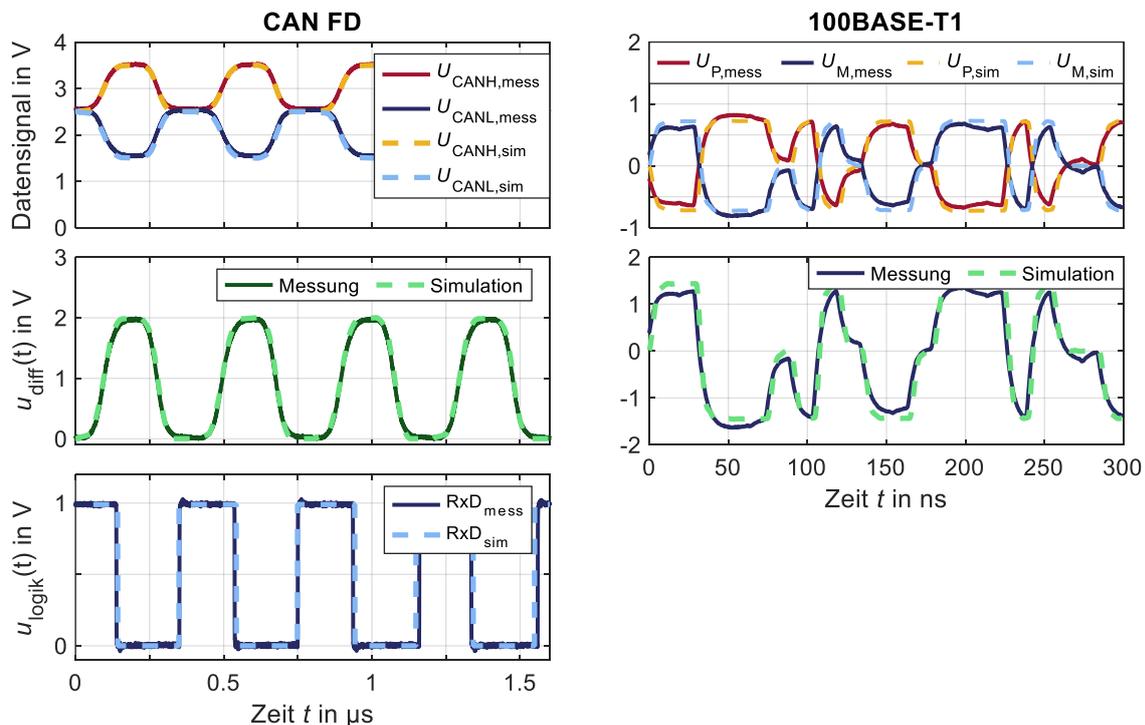


Abbildung 4.8: Vergleich der Mess- und Simulationsergebnisse von CAN FD- und 100BASE-T1-Datensignalen

4.5.3 Verkopplung von Rundleitern und verdrehten Leitungspaaren

Die verschiedenen Methoden zur Erstellung von Modellen verkoppelter Leitungen (vgl. Kapitel 4.4.1) werden zunächst in einer einfachen Konfiguration mit zwei parallelen ungeschirmten Rundleitern über einer Massefläche verglichen. Der Querschnitt der Leiteranordnung und die notwendigen Geometrieparameter sind im linken Teil von Abbildung 4.9 dargestellt. Der Abstand der Leitungen wird mit d_w , der Radius der

Rundleiter mit r_{SW} und die Höhe über der Massefläche mit h_g benannt. Die Radien beider Leitungen sind identisch. Die Länge der Leitungen entspricht der Koppellänge l_c . Die Leiter werden mit ohmschen Widerständen terminiert und die Anregung erfolgt über eine ideale Quelle U_Q mit Innenwiderstand R_S an einer der beiden Leitungen. Die Netzwerkkonfiguration ist im rechten Teil von Abbildung 4.9 illustriert.

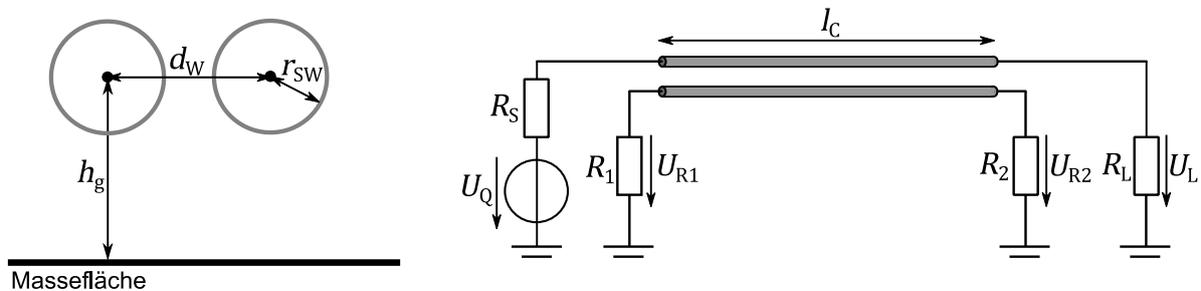


Abbildung 4.9: Konfiguration zum Vergleich der Simulationsansätze einer Leitungskopplung: Querschnitt der Leitungskonfiguration (links) und Netzwerkkonfiguration (rechts)

Die in der Vergleichskonfiguration verwendeten Parameter der Leitungsgeometrie und Terminierungswiderstände sind in Tabelle 4.2 zusammengefasst. Für den Vergleich der Simulationsmethoden werden Leitungsmodelle mit SACAMOS und CONMTL erstellt (vgl. Abbildung 4.5). Durch die Verwendung von Rundleitern können die Spannungen ebenfalls mit einer analytischen Abschätzung (vgl. Kapitel 3) bestimmt werden.

Tabelle 4.2: Parameter der Vergleichsanordnung einer Leitungskopplung von zwei ungeschirmten Rundleitern

Parameter	h_g in mm	d_w in mm	r_{SW} in mm	l_c in m	R_S in Ω	R_L in Ω	R_1 in Ω	R_2 in Ω
Wert	20	5	0,3	1	0,01	10	50	50

Die Ergebnisse für die Spannungen über den Widerständen R_1 und R_2 werden im Zeit- und Frequenzbereich verglichen. In der Frequenzbereichssimulation besitzt $U_Q(f)$ eine Amplitude von 1 V. Die Ergebnisse sind in der oberen Zeile von Abbildung 4.10 dargestellt. Es sind die Unterschiede der Spektren am Nah- und Fernende der Koppelstrecke zu erkennen.

Im unteren Teil von Abbildung 4.10 sind die Ergebnisse einer Zeitbereichssimulation der Spannung über den Widerständen R_1 und R_2 dargestellt. Die Spannung im störenden Kreis $u_Q(t)$ ist trapezförmig mit einer maximalen Amplitude von 50 V und einer Anstiegs- bzw. Abfallszeit von 3 ns. Zur Bestimmung des Zeitverlaufs auf Basis der analytischen Berechnung wird eine inverse Fourier-Transformation verwendet. Es ist für die Zeit- und Frequenzbereichsergebnisse eine gute Übereinstimmung der

Netzwerksimulation mit den verschiedenen Modellen und der analytischen Lösung zu erkennen.

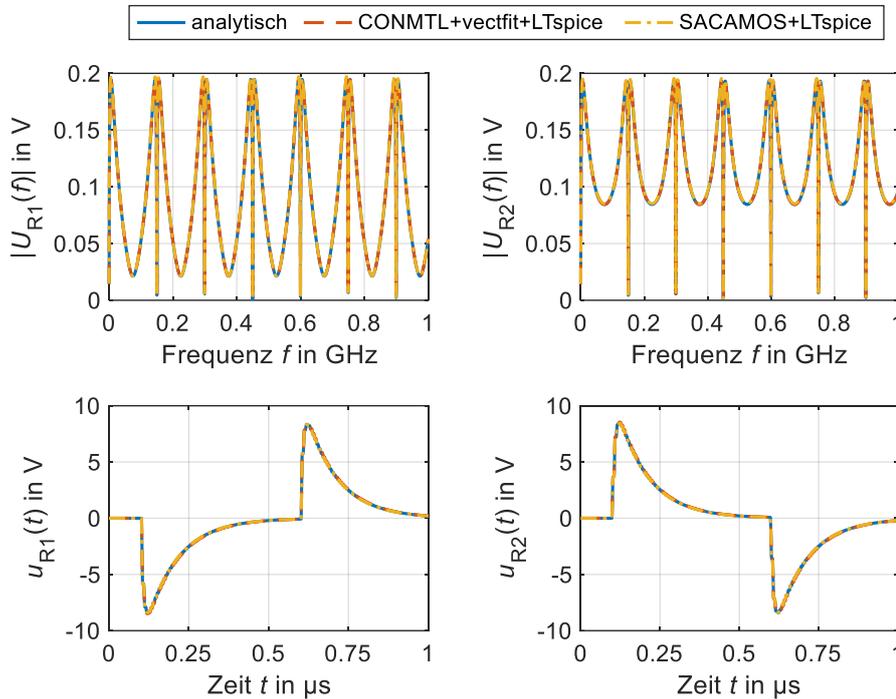


Abbildung 4.10: Vergleich der Ergebnisse verschiedener Modellierungsansätze für zwei verkoppelte Rundleiter im Frequenzbereich (oben) und im Zeitbereich (unten)

Die gemessene und simulierte Spannung in einer Leitungskopplungskonfiguration, die aus einer Kommunikationsleitung und einer einfachen Leitung besteht, wurde ebenfalls verglichen. Der verwendete Messaufbau ist in Abbildung 4.11 (links) dargestellt. Es wird eine Anordnung paralleler Leitungen über einer Massefläche untersucht. Die Leitungslänge und Koppelstrecke beträgt $l_c = 1$ m, der Abstand zwischen den Leitungen ist $d_w = 15$ mm und die Leitungen befinden sich in einer Höhe von $h_g = 50$ mm über der Massefläche. Die einfache Leitung ist verbunden mit einer Pulsspannungsquelle (TLP-3010C, High Power Pulse Instruments GmbH) mit der kurze trapezförmige Pulse mit definierter Anstiegszeit und Amplitude generiert werden können. Die verwendeten Parameter des trapezförmigen Pulses sind eine Amplitude von 300 V und eine Anstiegszeit von 10 ns. Der Störkreis ist mit einer ohmschen Last von 50Ω terminiert. Die Spannungen auf den verdrehten Leitungen werden mit Tastköpfen (PP023, Teledyne LeCroy) und einem Oszilloskop (Wavesurfer 3054, Teledyne LeCroy) gemessen. Die Messung zur Validierung der Simulation der Leitungskopplung wird exemplarisch mit einer 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke durchgeführt. Dazu wird die Kommunikationsstrecke mit 100BASE-T1-Evaluationboards [81] aufgebaut.

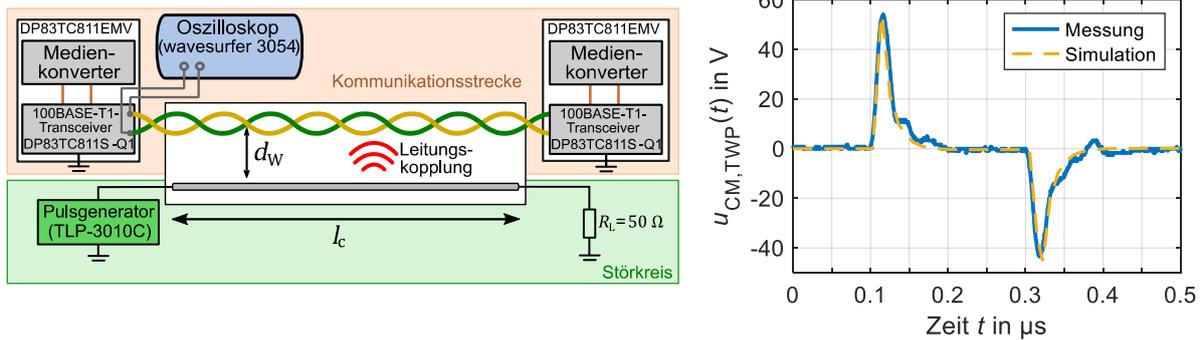


Abbildung 4.11: Messaufbau für die Leitungskopplung (links) und Vergleich von Simulations- und Messergebnissen für die Leitungskopplung mit einer 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke (rechts)

Der Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen der Common-Mode-Spannung auf dem verdrehten Leitungspaar $u_{CM,TWP}(t)$ am Nahende der Koppelstrecke ist im rechten Teil von Abbildung 4.11 dargestellt. Es werden durch das verwendete verdrehte Leitungspaar primär CM-Störgrößen in die Kommunikationsleitung eingekoppelt. Die Flanken der trapezförmigen Pulse im Störkreis führen zu einem Übersprechen und resultieren in einem Störpuls in der CM-Spannung. Bei dem Modellierungsansatz mit SACAMOS ist zu berücksichtigen, dass von einer idealen Verdrehung ausgegangen wird und nur der Common Mode durch externe Felder bzw. Leitungskopplung angeregt werden kann. Der Vergleich der Ergebnisse für die CM-Spannungen auf der TWP zeigt jedoch eine gute Übereinstimmung.

4.5.4 Einkopplung einer ebenen Welle in eine einfache Leitung

Die Störeinkopplung einer ebenen Welle in eine ungeschirmte Leitung wird ebenfalls mit dem Softwaretool SACAMOS [67] modelliert. Die Erstellung der Modelle entspricht dem in Abbildung A.2 dargestellten Ablauf. Vor der Nutzung dieses Modellierungsansatzes in den Untersuchungen von Kfz-Bussystemen werden die Ergebnisse für ein Vergleichssetup mit denen des Feldsimulationstools CONCEPT [83] verglichen. Dieses Simulationstool verwendet die Momentenmethode zur Lösung der Feldintegralgleichungen. Als Vergleichssetup wird eine ungeschirmte einfache Leitung über einer Massefläche verwendet. Der Querschnitt der Leitergeometrie ist im linken Teil von Abbildung 4.12 dargestellt. Das verwendete Koordinatensystem ist ebenfalls in dieser Abbildung dargestellt. Die Leitung wird an beiden Enden mit ohmschen Widerstände R_1 bzw. R_2 terminiert, wie dem rechten Teil von Abbildung 4.12 zu entnehmen ist.

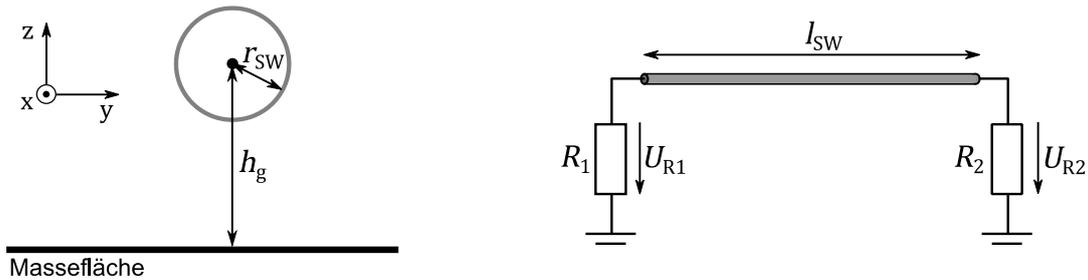


Abbildung 4.12: Konfiguration zum Vergleich der Simulationsansätze der Einkopplung einer ebenen Welle: Querschnitt der Leitungskonfiguration (links) und Netzwerkkonfiguration (rechts)

Es werden Geometrieparameter der Leitung, Terminierungswiderständen und Amplitude der ebenen Welle als Eingangsparameter für die Simulation benötigt. Die im Vergleichssetup verwendeten Parameter sind in Tabelle 4.3 dargestellt. Die Amplitude der ebenen Welle wird über die elektrische Feldstärke definiert. In dieser Simulation wird eine ebene Welle mit einer Feldstärke von $E = 100 \text{ V/m}$ betrachtet.

Tabelle 4.3: Parameter der Vergleichsanordnung zur Einkopplung einer ebenen Welle in einen ungeschirmten Rundleiter

Parameter	h_g in mm	r_{SW} in mm	l_{SW} in m	E in V/m
Wert	50	0,3	2	100

In den Simulationsergebnissen werden drei verschiedene Orientierungen der ebenen Welle betrachtet. Diese Orientierungen sind so gewählt, dass eine Spannung ungleich null an den Leitungsenden zu erwarten ist. Die gewählten Orientierungen von E - und H -Feld sind parallel zu den Hauptachsen des Koordinatensystems. Der Indize gibt dabei die Orientierung der Feldgröße an. Das bedeutet, dass ein E -Feld in x -Richtung mit E_x benannt ist.

Es sind die Simulationsergebnisse der Spannungen $U_{R1}(f)$ und $U_{R2}(f)$ an den Enden der Leitung in der Abbildung 4.13 dargestellt. In der oberen und unteren Zeile sind die Ergebnisse für verschiedene Abschlusswiderstände gezeigt. Die verschiedenen Orientierungen der ebenen Welle führen zu unterschiedlichen Spektren und maximalen Spannungen. Die Terminierungen haben bei der Störeinkopplung einen großen Einfluss auf die erreichten Amplituden. Eine analytische Näherung für die Spannungen in Abhängigkeit der Terminierung kann [84, Kap. 1.4] entnommen werden. Der Vergleich der Simulationstools zeigt akzeptable Unterschiede in den erreichten Amplituden, die auf den nicht modellierten Abstrahleffekten in der von SACAMOS verwendeten Leitungstheorie beruhen. Der Modellierungsansatz eignet sich dennoch als Worst-Case-Abschätzung und wird in den folgenden Untersuchungen verwendet. In den

Untersuchungen der Kfz-Bussysteme wird die Einkopplung einer ebenen Welle in ein verdrilltes Leitungspaar betrachtet. Auch in diesem Fall wird wie bei der Modellierung der Leitungskopplung angenommen, dass ausschließlich eine Common-Mode-Störgröße in die Leitung eingepreßt wird (vgl. Kapitel 0).

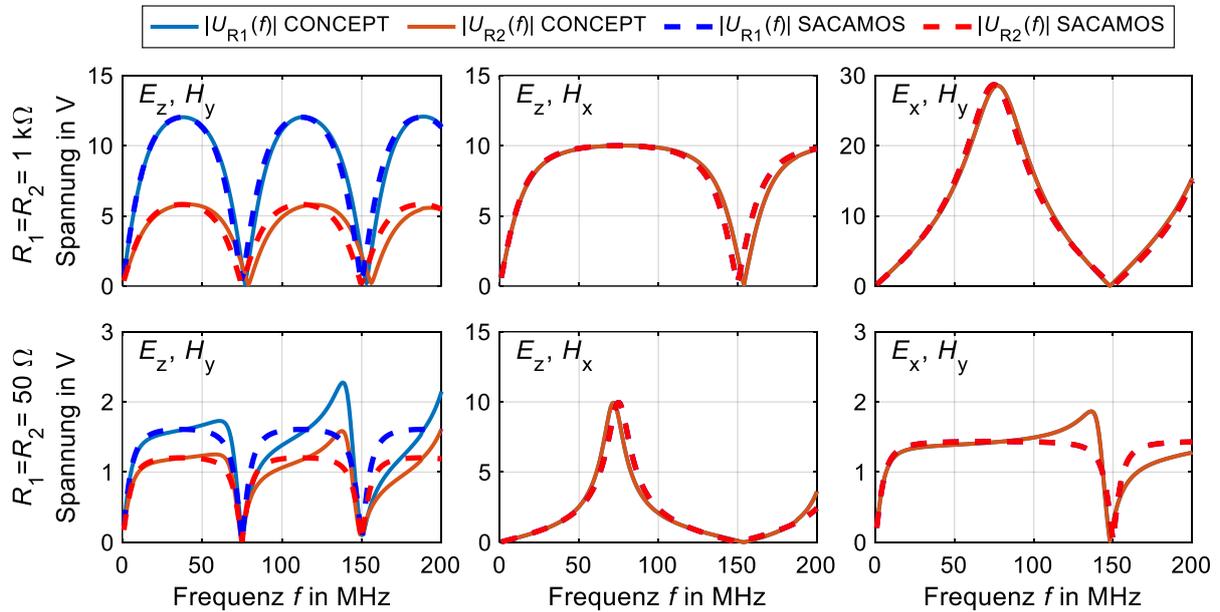


Abbildung 4.13: Simulationsergebnisse zum Vergleich der Modellierungsansätze von SACAMOS und CONCEPT zur Einkopplung einer ebenen Welle in einen ungeschirmten Rundleiter

5 Charakterisierung der Störfestigkeit von Bustransceivern

In diesem Kapitel werden die Störschwellen der verschiedenen Bustransceiver gegenüber unterschiedlichen Arten von Störgrößen ermittelt. Dies bildet die Grundlage für die anschließende Analyse und Bewertung kritischer Koppelstrukturen.

Zur Charakterisierung der Störfestigkeit, sowie für die Voruntersuchungen wird ein Messaufbau verwendet, der an das standardisierte DPI (Direct Power Injection) Testsetup [19] angelehnt ist. Es wird eine Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke aufgebaut, in der ein Teilnehmer als Transmitter und einer als Receiver fungiert. Es werden die bei der Validierung der Simulationsmodelle (vgl. Kapitel 4.5.2) verwendeten Evaluationboards eingesetzt. In Abbildung 5.1 ist der Messaufbau exemplarisch für 100BASE-T1 dargestellt. Das Störsignal wird kapazitiv mit $C_{\text{DPI}} = 470 \text{ pF}$ auf eine der Leitungen der TWP eingekoppelt. Das DPI-Störsignal $u_{\text{DPI}}(t)$, welches mit einem Funktionsgenerator (AFG3102, Tektronix) erzeugt wird, kann in einem weiten Parameterbereich vorgegeben werden. In Voruntersuchungen werden sinusförmige Störungen eingekoppelt, wohingegen für die Charakterisierung der Störschwellen der Fokus auf pulsformige Störsignale gelegt wird. Das differentielle Störsignal wird dem Datensignal überlagert und die Spannungen auf dem verdrehten Leitungspaar gemessen. Die Leitungen zwischen den Transceivern werden so kurz wie möglich realisiert, um deren Einflüsse zu minimieren. Da es sich bei 100BASE-T1 um eine bidirektionale Kommunikation handelt, wird eine Signaltrennung mittels Richtkoppler [82] vorgenommen. Die Datensignale werden mit einem Oszilloskop (HDO6104A, Teledyne LeCroy) gemessen. Es wird der Tastkopf WS3K-MSO (Teledyne Lecroy) in Kombination mit einem Oszilloskop (Wavesurfer 3054, Teledyne Lecroy) als Logikanalysator verwendet, um die Ein- und Ausgangssignale der Transceiver zu messen. Die Vorgabe der zu übertragenen Daten und die Überwachung der empfangenen Datenpakete erfolgt mithilfe von Medienkonvertern und PCs, die an die Transceiver angeschlossen werden.

Der Messaufbau für CAN FD unterscheidet sich darin, dass neben dem Richtkoppler auch keine Medienkonverter und PCs benötigt werden, um die Eingangsdaten TxD vorzugeben. Die Vorgabe der zu übertragenen Daten erfolgt mit einem Signalgenerator (AFG3252, Tektronix). Die Messung der Signale auf dem verdrehten Leitungspaar erfolgt mit aktiven Tastköpfen (ZS1000, Teledyne LeCroy) und einem

Oszilloskop (HDO6104A, Teledyne LeCroy).

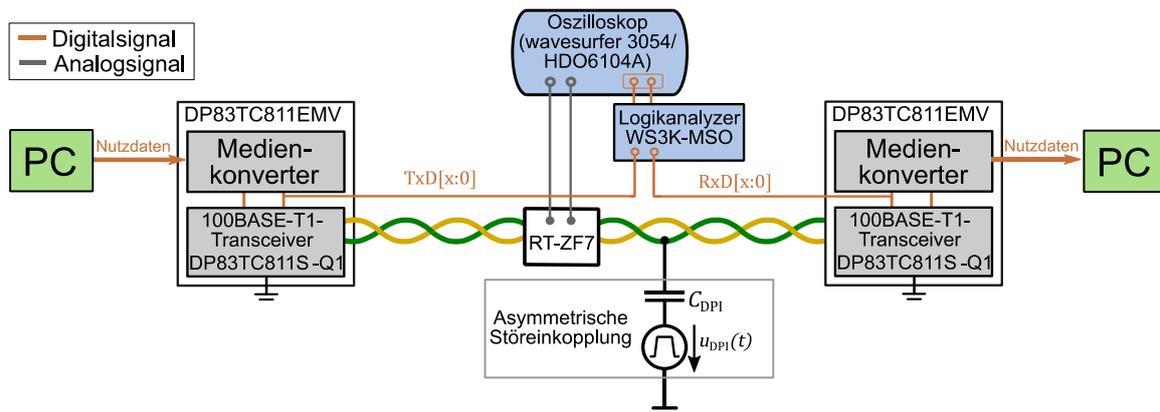


Abbildung 5.1: Untersuchungssetup für die Störfestigkeitsanalyse einer 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke

5.1 Bewertung einer Automotive-Ethernet-Kommunikation

Die Untersuchung der Störfestigkeit einer aktiven Kommunikation erfordert das Monitoring der Datenübertragung, um Aussagen über die Performance der Übertragung treffen zu können. In Kapitel 2.2 wird die komplexe Datenverarbeitung im Physical Coding Sublayer von Automotive-Ethernet-Systemen erläutert. Diese Datenverarbeitung führt dazu, dass eine einfache Betrachtung der Datensignale auf dem verdrehten Leitungspaar zur Bewertung von Bitfehlern nicht möglich ist. In diesem Abschnitt werden verschiedene Methoden zur Untersuchung der Kommunikationsgüte einer 100BASE-T1-Kommunikation diskutiert, die bereits in [85] veröffentlicht wurden.

5.1.1 Bewertung einer 100BASE-T1-Kommunikation mittels Augendiagrammen

Eine Möglichkeit zur Darstellung und Bewertung einer Datenübertragung ist das Augendiagramm. Es werden Messungen mit dem in Abbildung 5.1 dargestellten Setup durchgeführt und die Zeitbereichsergebnisse in einem Augendiagramm dargestellt. Zunächst wird die Messung einer ungestörten Kommunikation ohne Störeinkopplung als Referenz betrachtet. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.2 dargestellt. Auf der linken Seite der Abbildung ist das Augendiagramm des differentiellen Datensignals über die Dauer eines Symbolpaars aufgetragen. Die deutliche Trennung der drei unterschiedlichen Signalpegel und die Augenöffnung sind zu erkennen. In der rechten Abbildung ist ein Histogramm der Amplitudenverteilung zum Zeitpunkt der größten Augenöffnung t_{eye} dargestellt. Auch hier sind die drei zulässigen Spannungsbereiche, entsprechend der PAM3, gut zu erkennen.

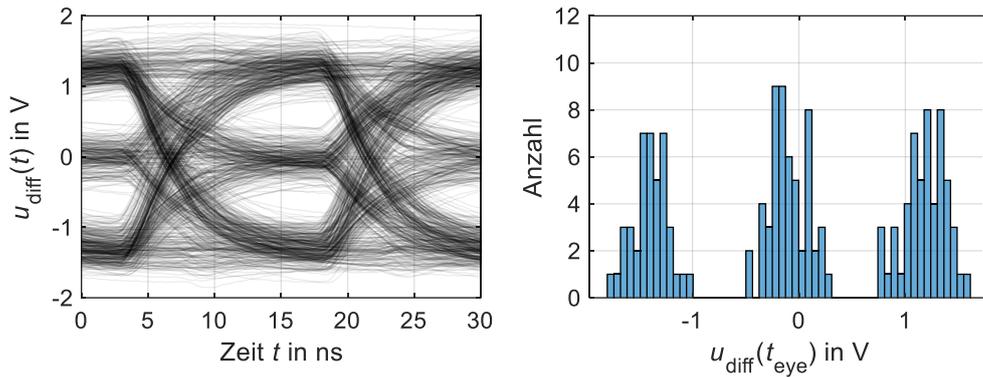


Abbildung 5.2: Augendiagramm eines ungestörten Datensignals $u_{\text{diff}}(t)$ (links) und Histogramm der Spannungsamplituden zum Zeitpunkt der größten Augenöffnung t_{eye} (rechts)

Einzelne Störevents können in einem Augendiagramm nur schwer abgebildet werden. Aus diesem Grund wird als Störgröße $u_{\text{DPI}}(t)$ in einer weiteren Messung ein sinusförmiges differentielles Signal mit einer Frequenz von 20 MHz kapazitiv eingekoppelt. Es wird eine Amplitude des Störsignals gewählt, bei der es zu einem Abriss des Kommunikationslinks kommt. Dieser Linkabriss der Kommunikationsstrecke kann über die Medienkonverter mit den PCs detektiert werden. Aus der Überlagerung von Nutz- und Störsignal ergibt sich das in Abbildung 5.3 dargestellte Augendiagramm. In dem rechten Teil der Abbildung ist das Histogramm der Spannungsamplituden zum Zeitpunkt dargestellt, bei dem bei ungestörter Übertragung die maximale Augenöffnung auftreten sollte. Im Vergleich zu Abbildung 5.2 sind die Spannungsamplituden nahezu gleichverteilt und es gibt keine eindeutige Trennung der Signalpegel. Die einzelnen Symbole können im Empfänger nicht mehr korrekt decodiert werden und es kommt zum Abbruch des Links.

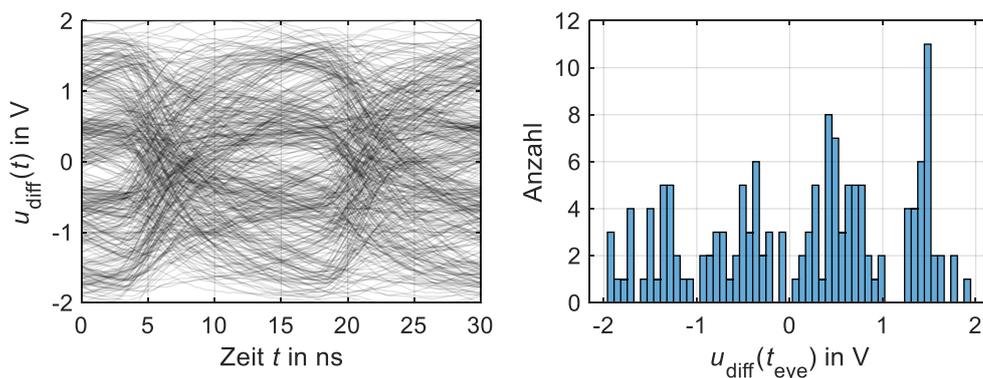


Abbildung 5.3: Augendiagramm eines gestörten Datensignals $u_{\text{diff}}(t)$ (links) und Histogramm der Spannungsamplituden zum Zeitpunkt der erwarteten größten Augenöffnung t_{eye} (rechts)

Die Messungen der Signalverläufe auf den Kommunikationsleitungen zeigen sowohl die Möglichkeiten, als auch die Grenzen, die mit einer Bewertung anhand eines Augendiagramms verbunden sind. Eine qualitative Bewertung der Datensignale, sowie

eine quantitative Bewertung des Jitters ist möglich. Die Störung eines einzelnen Symbols kann jedoch nicht eindeutig ermittelt werden. Es ist ebenfalls möglich, dass im Augendiagramm Störungen unerkant bleiben, da ein Störsignal das Nutzsignal auf einen der drei gültigen Pegel anheben oder absenken kann. Des Weiteren gibt es laut der Spezifikation keine Bedingung für die Bewertung einer fehlerfreie Übertragung anhand des Augendiagramms, wie z.B. für FlexRay [15]. Um eine quantitative Aussage über Bit- bzw. Symbolfehler zu erlangen, ist das Augendiagramm deshalb keine hinreichend gute Bewertungsmethode.

5.1.2 Bewertung einer 100BASE-T1-Kommunikation durch Überwachung der Datenströme

In einer Störfestigkeitsanalyse ist eine Bewertungsmethode der Datenübertragung notwendig, die eine Identifikation einzelner Symbol- und Bitfehler ermöglicht. Eine Methode zur vollständigen Überwachung der übertragenen Daten ist der Vergleich von allen Ein- und Ausgangsdatenströmen der Transceiver. Dazu ist in einer 100BASE-T1-Kommunikation eine Messung aller vier Datenströme $RxD[3:0]$ und $TxD[3:0]$ (vgl. Kapitel 2.2.2) notwendig. Diese Messung wird ebenfalls mit dem Setup aus Abbildung 5.1 durchgeführt und die Datenströme werden mit einem Logikanalysator im Zeitbereich gemessen. Als Störung wird ein einzelner trapezförmiger Puls verwendet, der mit $u_{DPI}(t)$ vorgegeben wird. Dieser Einzelplus hat eine Breite von 10 ns, eine Anstiegs- und Abfallszeiten von 2,5 ns und die maximale Amplitude beträgt 2,2 V.

Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.4 dargestellt. Der Symbolfehler ist daran zu erkennen, dass ein einzelnes Bit jeweils in $RxD[0]$ und $RxD[1]$ zum Zeitpunkt 2,8 μs nicht den TxD -Signalen entspricht. Da ein Symbolpaar 3 Bit repräsentiert, können zwischen 1 und 3 Bit im Empfangssignal fehlerhaft sein, abhängig von der Interpretation des Signals durch den Receiver. In $RxD[2]$ und $RxD[3]$ sind keine Bitfehler zu erkennen. In diesem Beispiel hat der Symbolfehler zu zwei fehlerhaft empfangenen Bits geführt. Die Überwachung aller acht Signalverläufe im Zeitbereich ist folglich notwendig, um alle Bitfehler zuverlässig detektieren zu können. Hier ist das Störsignal $u_{DPI}(t)$ so gewählt, dass ein Symbolfehler in der Kommunikation auftritt. Eine genaue Bestimmung der Parameter des Störpulses, die zu einem solchen Fehler in der Übertragung führen, werden im folgenden Abschnitt ermittelt.

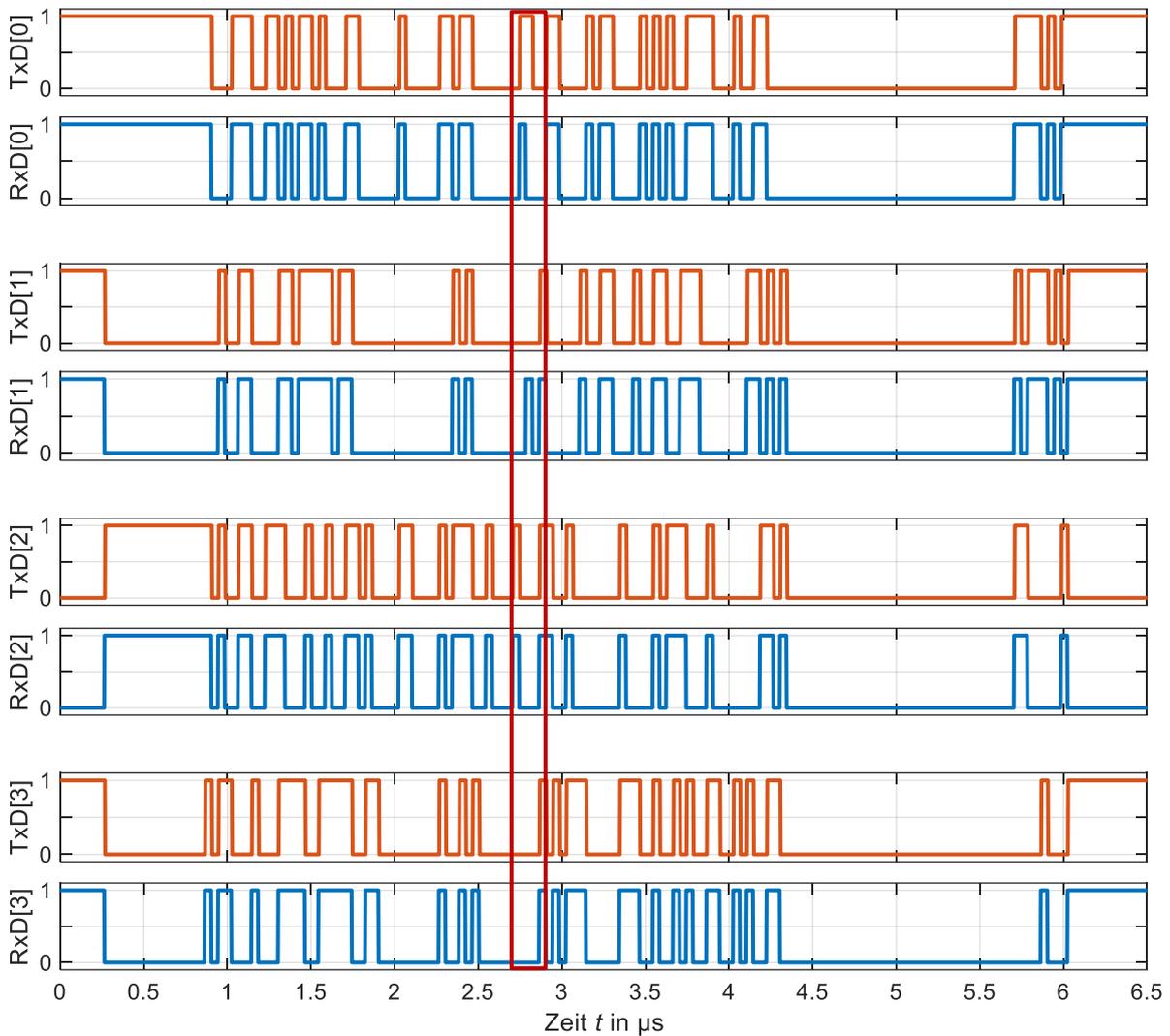


Abbildung 5.4: Vergleich von Eingangsdaten TxD[3:0] und Ausgangsdaten RxD[3:0] der Transceiver im Fall einer durch DPI gestörten Übertragungsstrecke

5.2 Identifikation von kritischen pulsformigen Störungen

Ein besonderer Fokus in dieser Arbeit liegt auf pulsformigen Störungen, die unter anderem durch Leitungskopplung mit leistungselektronischen Systemen hervorgerufen werden können. Im Folgenden wird zwischen Differential- und Common-Mode-Störungen unterschieden. Es werden Kriterien einer fehlerhaften Kommunikation für die verschiedenen Bussysteme eingeführt und mithilfe von Messungen parametrisiert.

5.2.1 Differential-Mode-Störschwellen

In einem differentiellen Bussystem sind Differential-Mode-Störungen besonders kritisch, da durch die Überlagerung von differentiellem Daten- und Störsignal Bits bzw. Symbole falsch interpretiert werden können. Ein minimaler Störpuls wird für die unterschiedlichen Bussysteme definiert, der zu einer Fehlinterpretation des Datensignals im

Transceiver führt. Das hier betrachtete Kriterium basiert auf den Spannungen am Transceivereingang, sodass ein allgemeiner Ansatz für die verschiedenen Bussysteme möglich ist, der keine detaillierte Modellierung der Verarbeitungsschicht erfordert. Die Definition des minimalen Störpulses ist in Abbildung 5.5 anhand eines beispielhaften Störsignals illustriert. Dargestellt ist der Betrag der Differenz zwischen dem differentiellen übertragenen Signal $u_{\text{diff}}(t)$ und dem erwarteten differentiellen Datensignal $u_{\text{data}}(t)$. Diese Differenz ermöglicht es, das Störsignal zu quantifizieren. Der minimale differentielle Puls (schraffierter Bereich) wird durch die Parameter $U_{\text{PDM,min}}$ und $T_{\text{PDM,min}}$ definiert. Das Erreichen einer bestimmten Spannungsamplitude ist nicht allein ausreichend, um ein Störkriterium zu definieren. Das integrale Verhalten basiert auf der kapazitiven Eigenschaft des IC-Eingangs und der analogen Eingangsschaltung zur Verarbeitung von $u_{\text{diff}}(t)$.

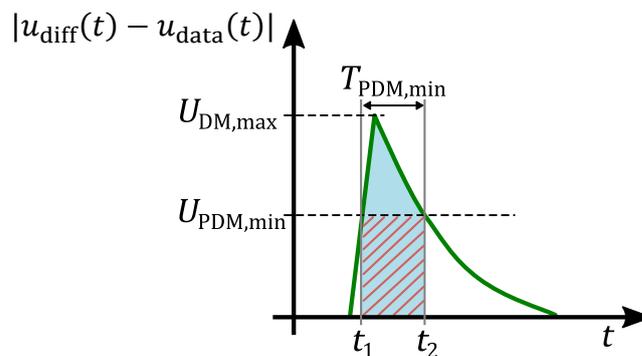


Abbildung 5.5: Fehlerkriterium Differential-Mode-Störung

Dieses Kriterium kann mathematisch mit (5.1) beschrieben und für die Auswertung eines beliebigen Störpulses in einem differentiellen Übertragungssignal verwendet werden. Das Integral beschreibt die Fläche unter der Kurve (blaue Fläche) in den Grenzen t_1 und t_2 , die größer sein muss, als die Fläche des minimalen Pulses (schraffierte Fläche).

$$\frac{1}{U_{\text{PDM,min}}} \int_{t_1}^{t_2} |u_{\text{diff}}(t) - u_{\text{data}}(t)| dt \geq T_{\text{PDM,min}} \quad (5.1)$$

Die Integrationsgrenzen t_1 und t_2 in (5.1) beschreiben die Zeitpunkte, wenn der Pegel des Zeitbereichssignal oberhalb der kritischen Amplitude $U_{\text{PDM,min}}$ liegt und sind damit die beiden Lösungen von Gleichung (5.2).

$$|u_{\text{diff}}(t) - u_{\text{data}}(t)| - U_{\text{PDM,min}} = 0 \quad (5.2)$$

Zur Bestimmung der Parameter $U_{\text{PDM,min}}$ und $T_{\text{PDM,min}}$ wird erneut das Messsetup aus Abbildung 5.1 verwendet. Die Störquelle besteht aus einem Signalgenerator, sodass

Amplitude und Pulsbreite des Störpulses variiert werden können.

Exemplarische Messergebnisse sind in Abbildung 5.6 dargestellt. Die Spannung $u_{\text{diff}}(t)$ ist die Überlagerung von Daten- und Störsignal. Der Vergleich von TxD- und RxD-Signalen zeigt die auftretenden Bitfehler. Im linken Teil der Abbildung ist eine fehlerhafte CAN FD-Übertragung mit einer Datenrate von 4 MBit/s dargestellt. Die Störung tritt während eines rezessiven Buszustands auf und führt zu einem Fehler im RxD-Signal. Aufgrund der Signallaufzeit und der Datenverarbeitung kommt es zu einer Zeitverzögerung zwischen analogem Datensignal und RxD-Signal. Der Zeitversatz zwischen TxD und RxD ist für einen besseren Vergleich in der Abbildung entfernt worden.

In der untersten Zeile ist das pulsformige Störsignal $|u_{\text{diff}}(t) - u_{\text{data}}(t)|$ dargestellt, auf Basis dessen die minimalen Störpulsparameter bestimmt werden können. Im rechten Teil der Abbildung wird eine exemplarische Messung für eine 100BASE-T1-Kommunikation gezeigt. Wie in Kapitel 2.2.2 beschrieben, werden in einem 100BASE-T1-Transceiver vier parallele Datenströme verwendet. In Abbildung 5.6 sind ausschließlich TxD[1] und RxD[1] dargestellt, da in diesem Bitstrom ein Fehler auftritt.

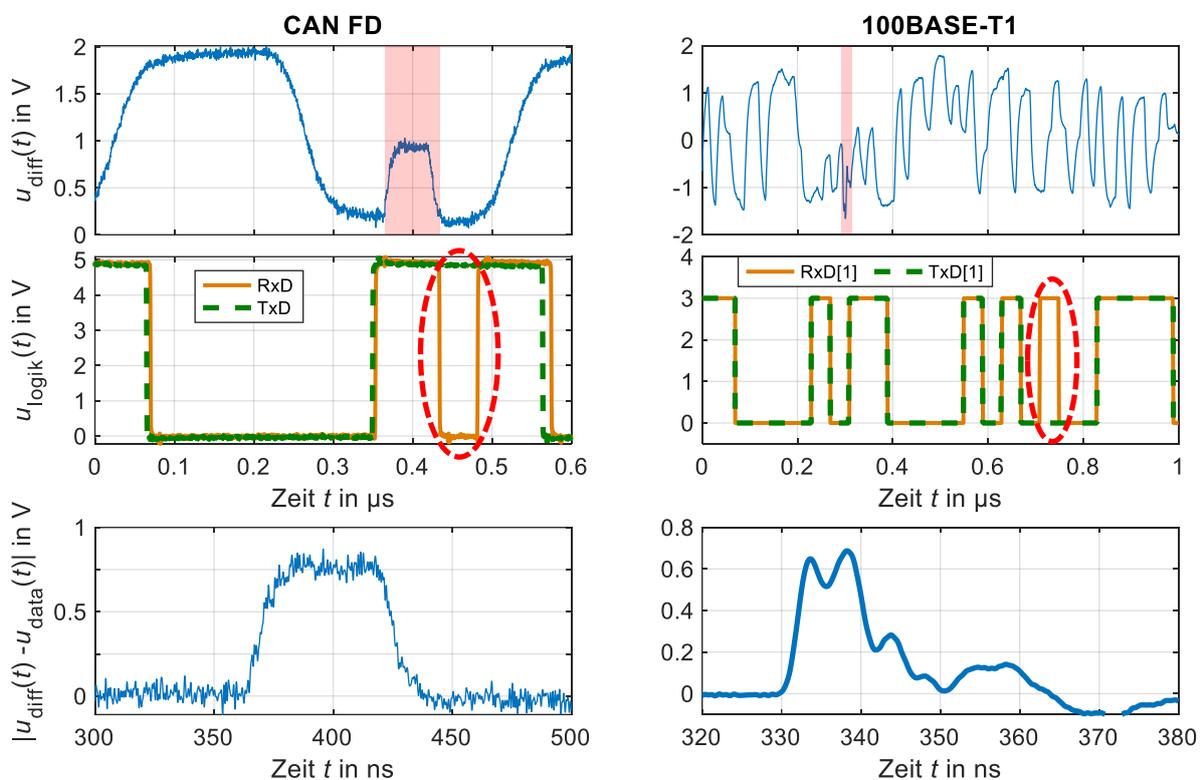


Abbildung 5.6: Messergebnisse einer Überlagerung eines Datensignals und einer pulsformigen DM-Störung in einer CAN FD-Kommunikation (links) und einer 100BASE-T1-Kommunikation (rechts)

Die Ergebnisse für die minimalen Pulsparameter, die zu einer Störung in der Kommunikation führen, sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Aufgrund der Hysterese und der asymmetrischen Schaltschwellen des Komparators unterscheiden sich in einer CAN bzw. CAN FD-Übertragung die minimalen Störpulse für dominante und rezessive Bitpegel. Da für 1000BASE-T1 keine Evaluationboards verfügbar waren, werden für diese Kommunikationstechnologie die Symbolbreite und die Hälfte der nominellen Amplitude des Datensignals verwendet.

Tabelle 5.1: Differential-Mode-Störschwellen verschiedener Bustransceiver

Bussystem	Transceiver	Bitpegel	Amplitude $U_{PDM,min}$ in V	Pulsbreite $T_{PDM,min}$ in ns
CAN FD	TLE9251V (Infineon) [42]	dominant	1,1	50
		rezessiv	0,85	39
100BASE-T1	DP83TC811S-Q1 (TI) [70]	-	0,6	9,0
1000BASE-T1	-	-	0,25	1,3

5.2.2 Periodisch auftretende pulsförmige Differential-Mode-Störungen in einer 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke

Im vorherigen Abschnitt wird der Einfluss eines einzelnen pulsförmigen Events auf die Störfestigkeit untersucht. Eine besonders kritische Konfiguration ist jedoch eine wiederholte Störung der Übertragung, sodass die in einem Zeitraum gemittelte Datenrate abnimmt. Um dies zu quantifizieren, wird die Paketverlustrate einer periodisch gestörten 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke analysiert. Die Auswirkungen durch den Processing Coding Sublayer können so in der Analyse miteinbezogen werden. Diese Messung wurde nicht mit CAN FD durchgeführt, da durch die unterschiedlichen Protokolle eine Quantifizierung der Übertragungsgüte mit einer Paketfehlerrate zur Bewertung des Transceivers nicht zielführend ist. Der Aufbau aus Abbildung 5.1 wird verwendet, um den Einfluss periodischer differentieller Störpulse auf die Kommunikationsgüte zu analysieren. Die Kommunikation wird dazu mit dem Softwaretool iPerf3 [86] überwacht und die Paketverlustrate ermittelt. Es werden in jeder Messung eine Datenmenge von 5 Mbyte auf Basis des UDP-Protokolls übermittelt und 3402 Pakete zwischen den beiden Teilnehmern versendet. Als Störsignale werden trapezförmige Pulse verwendet, die durch die Amplitude U_p und Pulsbreite T_s definiert werden. Die Anstiegszeit wird auf 2,5 ns festgelegt. Es werden für die Untersuchung drei verschiedene differentielle trapezförmige Störpulse verwendet und die Pulswiederholfrequenz

f_p variiert. Die Ergebnisse sind im linken Teil von Abbildung 5.7 dargestellt. Es wird der zuvor ermittelte minimale Störpuls (blau) verwendet (vgl. Tabelle 5.1), sowie zwei weitere pulsformige Signale mit jeweils einer erhöhten Amplitude U_p oder vergrößerten Pulsbreite T_s . Es ist zu erkennen, dass die Paketverlustrate mit Erhöhung der Pulswiederholfrequenz deutlich ansteigt bis ein Wert von 100% erreicht und die Kommunikation vollständig unterbrochen wird. Mit zunehmender Häufigkeit der Störung steigt die Wahrscheinlichkeit, dass die Störung ein Symbol so verändert, dass das Symbol im Receiver falsch detektiert wird. Es kann der Abbildung ebenfalls entnommen werden, dass die Paketverlustrate mit zunehmender Amplitude oder Pulsbreite des Störsignals schon bei geringeren Wiederholfrequenzen deutlich ansteigt und ein Abbruch der Kommunikation auftritt. Der Einfluss der Pulsbreite auf die Paketverlustrate bei einer konstanten Wiederholfrequenz ($f_p = 10$ kHz) wird ebenfalls untersucht. Die Ergebnisse dieser Untersuchung sind im rechten Teil von Abbildung 5.7 dargestellt. Das pulsformige Störsignal besitzt eine Amplitude von $U_p = 600$ mV. Die Pulsbreite wird von $T_s = 9$ ns erhöht, bis eine Paketverlustrate von 100 % erreicht wird und die Kommunikation vollständig abbricht. Dies erfolgt bei einer Pulsbreite von $T_s = 34$ ns.

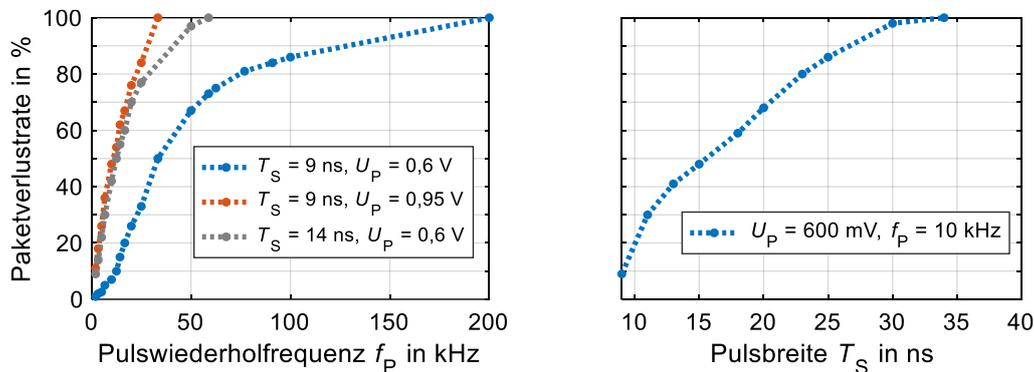


Abbildung 5.7: Messergebnisse der Paketverlustrate einer periodisch gestörten 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke

5.2.3 Common-Mode-Störschwellen

Die Verdrillung der Kommunikationsleitung führt dazu, dass bei der Einkopplung eines externen Feldes Common-Mode-Störspannungen deutlich wahrscheinlicher sind. Die Störfestigkeit gegenüber Common-Mode-Störspannungen ist begrenzt und es sind deutliche Unterschiede für CAN/CAN FD und Automotive Ethernet festzustellen. In Tabelle 5.2 sind einige exemplarische minimale und maximale Common-Mode-Spannungen verschiedener Transceiver entsprechend der Datenblätter dargestellt. Die maximale CM-Spannung der CAN FD-Transceiver liegt im Bereich von 40 bis 60 V. Die

Störschwellen unterscheiden sich je nach Transceivertyp und Hersteller.

Die Störschwellen des Automotive Ethernet liegen deutlich unterhalb der eines CAN FD-Transceivers. Durch den Aufbau der Terminierung eines Automotive-Ethernet-Systems mit DC-Sperrkondensatoren gibt es ausschließlich einen AC-Anteil im Daten- und Störsignal am Transceiver. Damit ist ein Kurzschluss weniger kritisch, als in einem CAN/CAN FD-System und es ist eine geringere Störfestigkeit gegenüber CM-Störspannungen notwendig. Die hohe Störfestigkeit von CAN FD-Transceivern ist notwendig, um die geforderte Kurzschlussrobustheit des Systems zu gewährleisten. In den nachfolgenden Untersuchungen wird als Abschätzung für die Störschwellen eine Spannung von 50 V für CAN/CAN FD-Systeme und 5 V für Automotive-Ethernet-Systeme angenommen. Untersuchungsergebnisse einer DPI-basierten Analyse der CM-Störfestigkeit von Automotive-Ethernet-Kommunikationssystemen gegenüber sinusförmige Störspannungen sind in [87] dargestellt.

Tabelle 5.2: Common-Mode-Störschwellen verschiedener Bustransceiver

Transceiver (Hersteller)	Bussystem	CM-Spannung in V	
		Minimum	Maximum
TJA1043 (NXP) [88, S. 13] ¹	CAN FD	-58	58
TJA1441 (NXP) [43, S. 14] ²	CAN FD	-36	40
TLE9251V (Infineon) [42, S. 6] ³	CAN FD	-40	40
TJA1100 (NXP) [89, S. 34] ⁴	100BASE-T1	-0,3	4,6
DP83TC811S-Q1 (TI) [70, S. 10] ⁵	100BASE-T1	-0,5	4,0
DP83TG720S-Q1 (TI) [52, S. 34] ⁶	1000BASE-T1	-0,5	4,0

¹ Kap. 8 Limiting values (max. voltage on pin CANH and CANL)

² Kap. 8 Limiting values (max. voltage on pin CANH and CANL)

³ Kap. 4.1 Absolute maximum ratings (P_8.1.3)

⁴ Kap. 7 Limiting values (max. voltage on TRX_P and TRX_M)

⁵ Kap. 7.1 Absolute Maximum Ratings (MDI Pins)

⁶ Kap. 6.1 Absolute Maximum Ratings (MDI Pins)

6 Untersuchung der Störfestigkeit von Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecken

Die einfachste Topologie zum Aufbau einer Datenübertragung ist eine Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke, in der zwei Kommunikationsknoten über ein Kabel direkt miteinander verbunden sind. Automotive Ethernet ist aufgrund des Vollduplex-Verfahrens für Verbindungen zwischen zwei Transceivern ausgelegt und nur mit einem Switch können größere Netze aufgebaut werden [1, S. 283]. Damit bildet die Punkt-zu-Punkt-Topologie eine Grundstruktur, deren Störfestigkeit für eine robuste Automotive-Ethernet-Kommunikation gewährleistet sein muss. Es wird auch eine CAN FD-Strecke in dieser Topologie betrachtet, um eine Vergleichbarkeit der Bussysteme zu ermöglichen. Die untersuchte Koppelstruktur ist in Abbildung 6.1 dargestellt. Parallel zur Kommunikationsstrecke wird ein Stromkreis aufgebaut, der durch Kopplung zwischen Leitungen oder Leiterbahnen Störungen in dem Bussystem verursachen kann. Der Störkreis, bestehend aus einer Spannungsquelle U_Q mit Innenwiderstand R_S und einer ohmschen Last R_L . Dies bildet ein vereinfachtes leistungselektronisches System nach. Die Spannungsquelle wird zur Nachbildung einer Halbbrücke verwendet. In den folgenden Zeitbereichsanalysen wird dazu eine trapezförmige Spannung für $u_Q(t)$ angenommen. Eine einfache Leitung wird verwendet, um die ohmsche Last mit der Spannungsquelle zu verbinden und so eine einphasige Ansteuerung, z.B. eine Ventilsteuerung, zu modellieren. Analysiert wird die Kopplung zwischen Leiterbahnen auf einer Platine und zwischen ungeschirmten Leitungen, wie sie in Kabelbäumen vorkommen. Die untersuchten Koppelstrukturen werden im Folgenden genauer beschrieben. In den Störfestigkeitsuntersuchungen werden die Spannungen im Bussystem auf der TWP vor dem Terminierungsnetzwerk (U_T) und am IC (U_{IC}) ausgewertet (siehe Abbildung 6.1). Die Transceiver und Terminierungsnetzwerke werden in den Simulationen mit den in Kapitel 4 vorgestellten und parametrisierten Modellen nachgebildet.

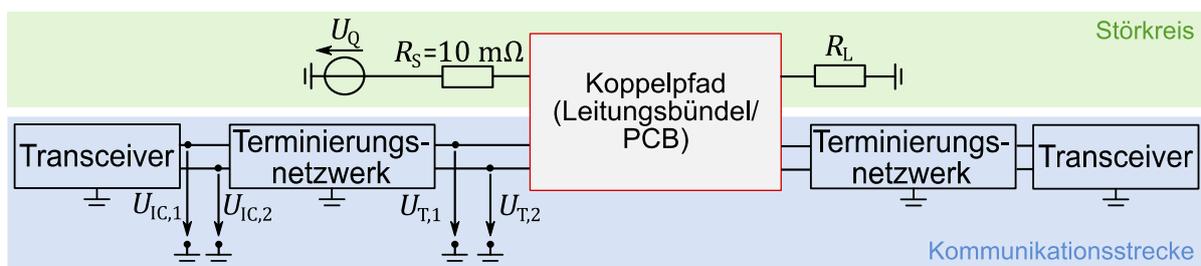


Abbildung 6.1: Untersuchungssetup zur Kopplung in einer Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke

6.1 Überkopplung von Mikrostreifenleitungen auf PCBs

Zunächst wird die Verkopplung von Leiterbahnen auf einer Platine untersucht. Draufsicht und Querschnitt der betrachteten Leiterstruktur sind in Abbildung 6.2 dargestellt. Es werden drei parallele Mikrostreifenleitungen betrachtet. Zwei Leitungen sind an einem Transceiver-IC angeschlossen. Es wird eine Punkt-zu-Punkt-Verbindung zwischen Transceivern entsprechend Abbildung 6.1 aufgebaut. Die dritte Leiterbahn ist mit einer Transistorschaltung oder mit einem IC verbunden, sodass ein trapezförmiges Signal generiert wird. Alle anderen Kuppel effekte außer der Verkopplung der Leiterbahnen auf der PCB werden vernachlässigt. Die Modelle für die verkoppelten Leiterbahnen werden mit dem Softwaretool CONMTL (vgl. Kapitel 0) erstellt.

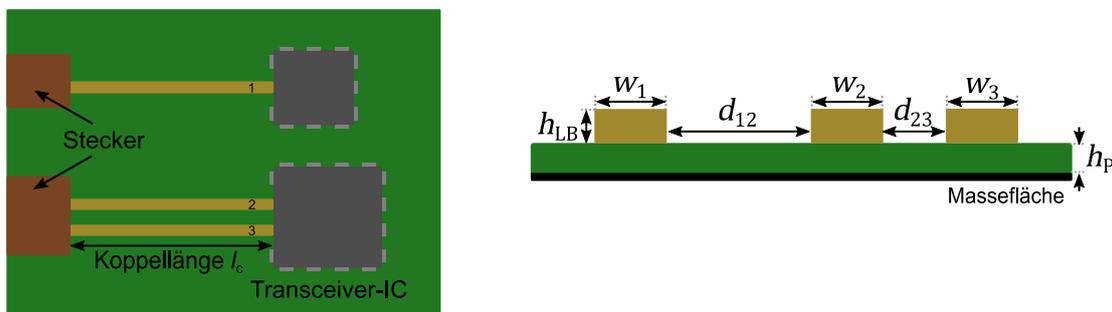


Abbildung 6.2: Draufsicht und Querschnitt der untersuchten Platine

Die verwendeten Parameter der Streifenleitungen sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst. Die Abstände der Leiterbahnen d_{12} und d_{23} , sowie die Länge der Koppelstruktur l_c werden in den folgenden simulativen Untersuchungen variiert und der Einfluss dieser Geometrieparameter auf die Störeinkopplung analysiert.

Tabelle 6.1: Parameter der verkoppelten Streifenleitungen

Parameter	h_{LB}	h_P	w_1	w_2	w_3
Wert in mm	0,05	1,5	2,0	0,5	0,5

6.1.1 Charakterisierung des Koppelpfads auf der PCB

Zunächst wird die Verkopplung der Leiterbahnen auf einer PCB mit Frequenzbereichssimulationen untersucht und damit die Eigenschaften der Koppelstrecke, sowie der Einfluss der verschiedenen Parameter charakterisiert. Die Kopplung von drei parallel angeordneten Leiterbahnen kann zu einer differentiellen Störspannung führen. Für die Charakterisierung der Kopplung wird eine Übertragungsfunktion definiert, die den Zusammenhang zwischen der Spannung im Störkreis $U_Q(f)$ und der differentiellen Spannung am Transceiver-IC $U_{DM,IC}(f)$ beschreibt (6.1). Die ausgewerteten

Spannungen sind in Abbildung 6.1 eingezeichnet.

$$H_{DM}(f) = \frac{U_{DM,IC}(f)}{U_Q(f)} = \frac{U_{IC,1}(f) - U_{IC,2}(f)}{U_Q(f)} \quad (6.1)$$

In den Parameterstudien wird jeweils einer der Parameter Koppellänge l_c , Lastwiderstand R_L oder einer der Leiterabstände d_{12} und d_{23} variiert. Die anderen Parameter bleiben bei den Untersuchungen konstant und können Tabelle 6.2 entnommen werden.

Tabelle 6.2: Standard-Parametersatz zur Charakterisierung des Koppelpfads der untersuchten PCB

Parameter	Leiterabstand d_{12}	Leiterabstand d_{23}	Koppellänge l_c	Lastwiderstand R_L
Default-Werte	1 mm	1 mm	30 mm	1 Ω

In Abbildung 6.3 sind die Ergebnisse der Frequenzbereichssimulationen abgebildet. In jeder Zeile ist der Betrag der Übertragungsfunktion $|H_{DM}(f)|$ für die Variation eines Parameters über der Frequenz aufgetragen. Die Ergebnisse für die drei untersuchten Bussysteme CAN FD, 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 sind nebeneinander dargestellt.

In der obersten Zeile wird zunächst die Länge der Koppelstrecke l_c variiert. Es ist den Grafiken zu entnehmen, dass die Kopplung für alle Strukturgrößen mit zunehmender Frequenz ansteigt. Die Ergebnisse für den Default-Parametersatz sind als Referenz in allen Plots in grün dargestellt. Je länger die Koppelstrecke, desto besser ist die Kopplung im gesamten Frequenzbereich. Auf einer PCB sind die Leiterbahnen idealerweise möglichst kurz und eine Länge der Koppelstrecke von $l_c = 100$ mm ist demnach in der Praxis eher unwahrscheinlich. Die Frequenzverläufe für die verschiedenen Bussysteme unterscheiden sich nur geringfügig. Die Terminierungsnetzwerke der Automotive-Ethernet-Systeme führen zu einem Einbruch der Übertragungsfunktion bei 200 MHz bzw. 360 MHz.

In der zweiten Zeile wird der Abstand von Leiter 1 und 2 d_{12} (vgl. Abbildung 6.2) variiert. Ein geringer Abstand führt zu einer besseren Kopplung im gesamten Frequenzbereich. Eine Vergrößerung des Abstands d_{12} von 1 mm auf 2 mm führt bereits zu einer Reduktion der Kopplung von ca. 6 dB. Das zeigt, dass der Abstand d_{12} einen großen Einfluss auf die Einkopplung von Störgrößen hat. Die Variation des Leiterabstands d_{23} (siehe Abbildung 6.3 Zeile drei) hingegen, hat einen geringeren Einfluss auf die eingekoppelte differentielle Spannung im Bussystem. Eine Vergrößerung des

Abstands d_{23} führt zu einer größeren Schleife, in die eine DM-Störgröße einkoppeln kann.

In der untersten Zeile von Abbildung 6.3 ist die Variation des Lastwiderstands R_L dargestellt. Für alle Kommunikationssysteme lassen sich deutliche Unterschiede durch die Änderung des Lastwiderstands erkennen. Der Stromfluss im Störkreis und damit die induktive Kopplung wird durch eine höhere Last verringert.

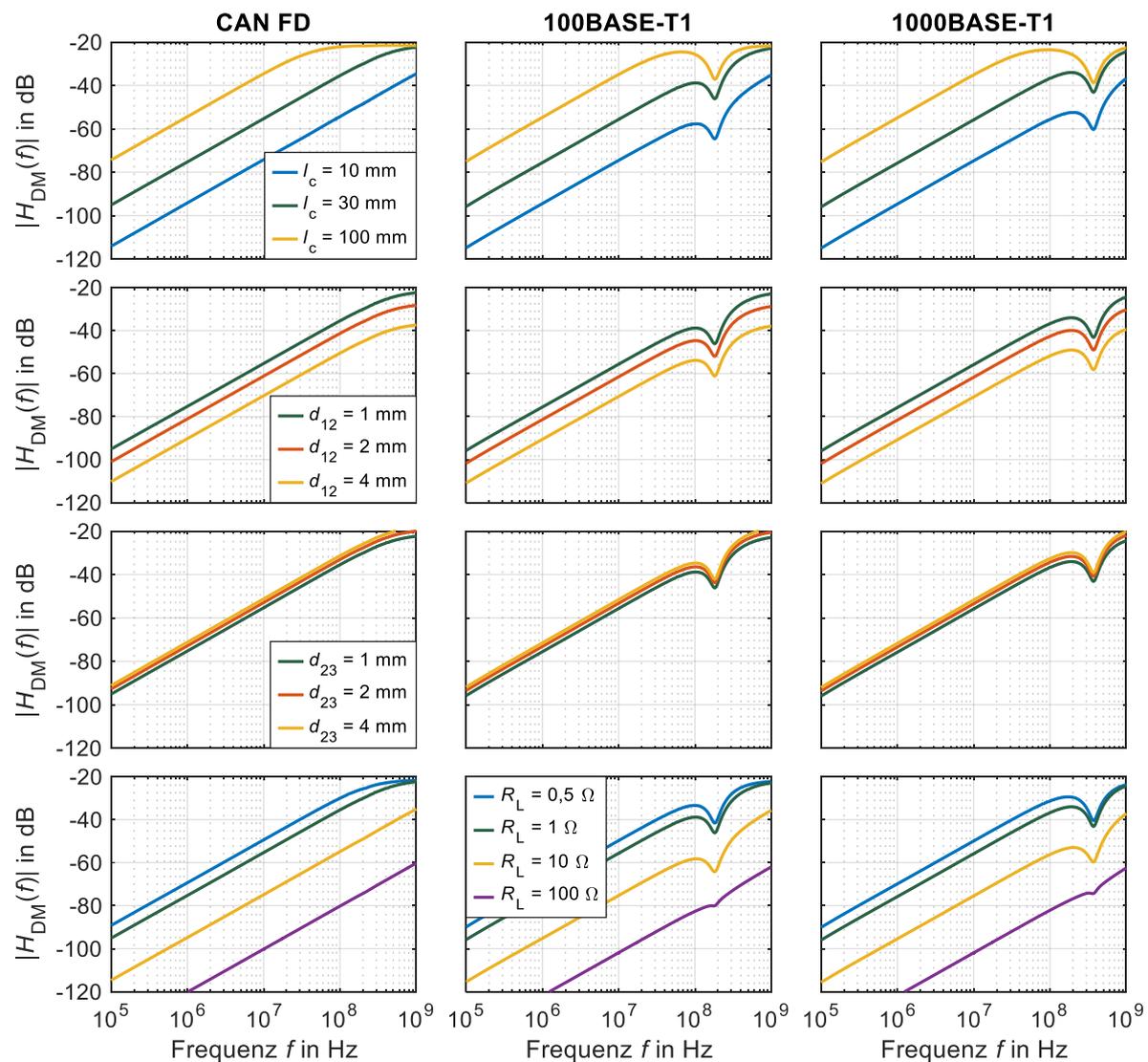


Abbildung 6.3: Simulationsergebnisse für $H_{DM}(f)$ einer PCB-Koppelstruktur für die Variation der Parameter l_c , d_{12} , d_{23} und R_L

Die Übertragungsfunktion wird durch die Eigenschaften der Koppelstrecke und der Terminierungsnetzwerke bestimmt. Die geringen Unterschiede in den Ergebnissen der Frequenzbereichssimulationen für die verschiedenen Bussysteme können durch den ähnlichen Aufbau der DM-Terminierungen der Systeme erklärt werden. Das Terminierungsnetzwerk stellt ein Zweitor dar und lässt sich mittels S-Parametern beschreiben.

In [90] werden Mixed-Mode-S-Parameter eingeführt, um differentielle Strukturen zu charakterisieren. Diese Parameter werden verwendet, um die Differential-Mode-, Common-Mode-Übertragung sowie die Modenkonzersion eines Netzwerks zu quantifizieren ([90], [91]). Die Differential-zu-Differential-Mode-Übertragung kann mit dem S_{dd} -Parameter beschrieben werden.

Die Struktur des untersuchten Netzwerks und die Benennung der differentiellen Ports sind im linken Teil von Abbildung 6.4 dargestellt. Es wird das gesamte Terminierungsnetzwerk inklusive CMC betrachtet. In der Abbildung ist exemplarisch das untersuchte Terminierungsnetzwerk eines Automotive-Ethernet-Teilnehmers dargestellt. Die Untersuchung wird ebenfalls mit der CAN/CAN FD-Terminierung durchgeführt. Zur Bestimmung der Single-Ended-S-Parameter wird das Netzwerksimulationstool Qucs (Version 0.0.19) verwendet. Die Umrechnung zwischen Single-Ended- und Mixed-Mode-S-Parametern kann Anhang A.3 entnommen werden. Die Ergebnisse für die verschiedenen Bussysteme sind im rechten Teil von Abbildung 6.4 dargestellt. Für Frequenzen unter 80 kHz ist für 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 der Einfluss der DC-Sperrkondensatoren zu erkennen, die die Übertragung dämpfen. Dies ist ein wesentlicher Unterschied zu den Eigenschaften einer CAN/CAN FD-Terminierung. In einem Frequenzbereich oberhalb von 100 MHz ist für alle Terminierungsnetzwerke der Einfluss der CMCs zu erkennen. Da das Datensignal differentiell übertragen wird, gibt es einen weiten Frequenzbereich ab 100 kHz, in dem es keine Dämpfung des Differential-Mode-Signals gibt.

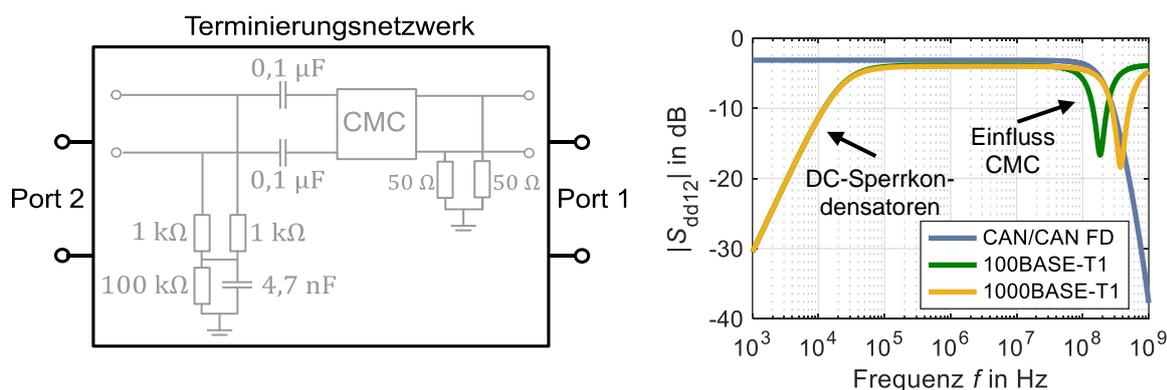


Abbildung 6.4: Differentielle Portkonfiguration zur Charakterisierung des Terminierungsnetzwerks mit Mixed-Mode-S-Parametern für Automotive Ethernet (links); S_{dd12} -Parameter der Terminierungsnetzwerke (rechts)

Die qualitativen Ergebnisse der Parameterstudien können in Form eines Netzdiagramms (Abbildung 6.5) dargestellt werden. Die Einkopplung ist maximal, wenn der Abstand der Leiterbahnen 2 und 3 d_{23} und die Länge der Koppelstrecke l_c maximal

sind. Wohingegen der Abstand zwischen Leiter 1 und 2 d_{12} und der Lastwiderstand R_L minimiert werden müssen, um die maximale Kopplung zu erhalten. Die Auswirkungen der Parameter auf die Störeinkopplung und der Einfluss auf die Datenübertragung werden im folgenden Abschnitt mittels Zeitbereichssimulationen analysiert.

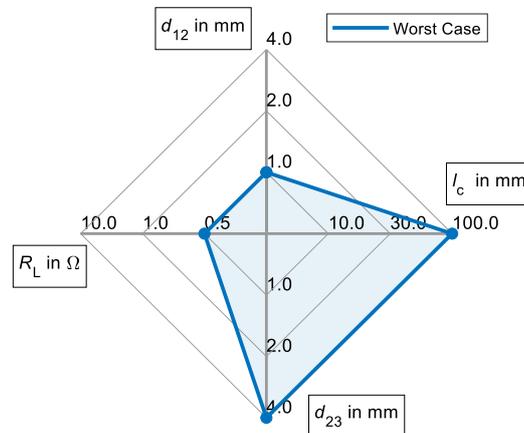


Abbildung 6.5: Übersicht der Ergebnisse zur Identifikation der Worst-Case-Koppelstrecke in einer PCB-Konfiguration

6.1.2 Untersuchung der Störfestigkeit von PCB-Konfigurationen gegenüber pulsförmigen Störungen

Die Einkopplung von pulsförmigen Störungen durch Verkopplung der Leiterbahnen wird mithilfe von Zeitbereichssimulationen untersucht und hinsichtlich potentieller Einflüsse auf die Kommunikation bewertet. Es wird die in Abbildung 6.1 dargestellte Netzwerkkonfiguration und die in Abbildung 6.2 gezeigte Anordnung der Streifenleitungen verwendet. Die Simulationen werden im Zeitbereich durchgeführt und zur Nachbildung einer leistungselektronischen Komponente wird für die ideale Spannungsquelle $u_Q(t)$ eine trapezförmige Spannung mit der maximalen Amplitude U_S und der Anstiegszeit t_r angenommen. Die Anstiegszeit des trapezförmigen Signals t_r ist in allen Simulationen konstant mit 10 ns. Es werden mit Simulationen die Amplituden $U_{S,krit}$ ermittelt, die im Bussystem zu einer Differential-Mode-Störung führt, die das in Kapitel 5.2.1 beschriebene Kriterium erfüllt. Die Auswertung der DM-Störpulse erfolgt auf Basis der in Tabelle 5.1 dargestellten Störschwellen (Amplitude und Pulsbreite) für die verschiedenen Bussysteme.

Die Simulationsergebnisse für die Variation der Länge der Koppelstrecke l_c sind in der linken Grafik von Abbildung 6.6 dargestellt. Die Abstände zwischen den Leiterbahnen d_{12} und d_{23} sind konstant mit 1 mm. Es sind die kritischen Amplituden $U_{S,krit}$ für die drei Bussysteme CAN FD, 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 dargestellt. Die Auswertung der DM-Spannung erfolgt am IC-Eingang, sodass der Einfluss des

Terminierungsnetzwerks berücksichtigt wird. Es ist zu erkennen, dass die Störfestigkeit von CAN FD am größten ist. Nur bei sehr großen Koppellängen und Amplituden $U_{S,krit}$ größer als 100 V werden kritische DM-Störspannungen erreicht. Der Grund dafür ist die große Pulsbreite, die notwendig ist, um einen Fehler im RxD-Signal zu verursachen (siehe Kapitel 5.2.1). Hohe Amplituden in der DM-Spannung werden schon bei deutlich geringeren Koppellängen l_c und Amplituden U_S erreicht, jedoch erfüllt die Pulsbreite nicht das Kriterium für einen Fehler im RxD-Signal. Daraus lässt sich für CAN FD-Systeme ableiten, dass bei kompaktem PCB-Design keine Störungen zu erwarten sind. In den Automotive-Ethernet-Systemen ist bei deutlich geringeren Amplituden $U_{S,krit}$ und Koppellängen l_c das Kriterium für eine Störung erfüllt (vgl. Tabelle 5.1). Dies kann damit begründet werden, dass die Anstiegszeit des eingekoppelten trapezförmigen Signals $u_Q(t)$ im Bereich der kritischen Pulsbreite (vgl. Kapitel 5.2.1) liegt. Die Störschwellen $U_{S,krit}$ von 1000BASE-T1 sind geringer als die von 100BASE-T1. Für eine Koppellänge größer als 33 mm fällt die Amplitude $U_{S,krit}$, die eine DM-Störung in einem 1000BASE-T1-System verursacht, unter einen Wert von 48 V. Die Ansteuer-signale einer leistungselektronischen Komponente in einem 48 V-System können demnach zu Problemen in einer 1000BASE-T1-Kommunikation führen.

Im mittleren Plot von Abbildung 6.6 sind die Ergebnisse für die Variation des Abstands d_{12} dargestellt. Die Koppellänge l_c und der Abstand zwischen Leiter 2 und 3 d_{23} sind konstant. In diesem Plot sind keine Ergebnisse für CAN FD dargestellt, da keine kritische Konfiguration in diesem Parameterbereich gefunden werden kann. Die Kopplung der Leiterbahnen nimmt mit steigendem Abstand d_{12} ab (vgl. Abbildung 6.3), sodass eine höhere Amplitude notwendig ist, um kritische DM-Spannungen zu erzeugen. In den Ergebnissen zeigt sich ein deutlicher Unterschied der Störfestigkeit der Bussysteme und 1000BASE-T1 besitzt eine größere Anfälligkeit gegenüber pulsförmigen Störungen.

Im rechten Teil der Abbildung sind die Ergebnisse für die Variation des Abstands d_{23} zwischen den Leiterbahnen des Transceivers ($l_c = 30$ mm, $d_{12} = 1$ mm) abgebildet. Mit zunehmendem Abstand vergrößert sich die Asymmetrie in der Einkopplung. Die Unterschiede in der eingekoppelten Spannung auf Leiter 1 und 2 führen zu einer größeren DM-Störspannung. Eine geringere Amplitude $U_{S,krit}$ ist notwendig, um einen kritischen DM-Störpuls im Bussystem zu verursachen. Auch in diesen Konfigurationen fällt die Amplitude $U_{S,krit}$ für eine 1000BASE-T1-Kommunikationsstrecke unter einen

Wert von 48 V für d_{23} größer als 1,1 mm.

Für das Design von Platinen lässt sich zusammenfassen, dass parallele Leiterbahnen grundsätzlich vermieden werden sollten. Ist dies nicht möglich, sollten möglichst kurze Koppelstrecken, sowie ein großer Abstand d_{12} genutzt werden. Der Abstand zwischen den für die Datenübertragung verwendeten Leiterbahnen d_{23} sollte möglichst gering sein, sodass keine Schleife aufgespannt wird, in die ein Störfeld einkoppeln kann.

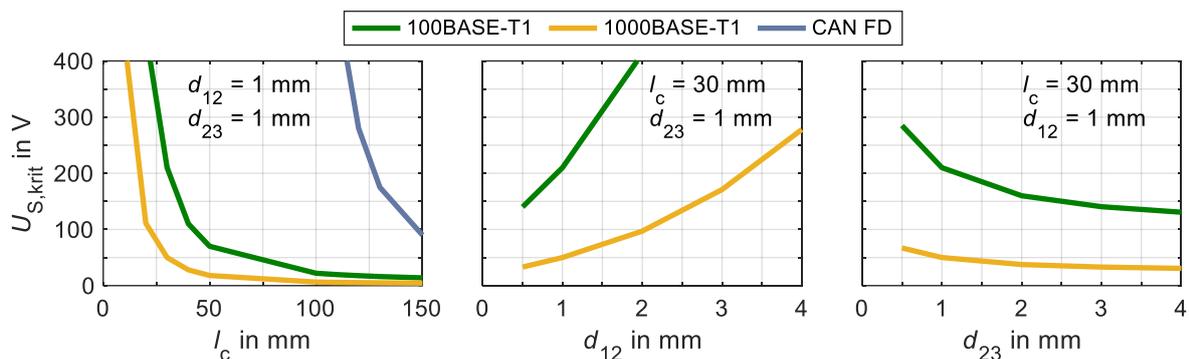


Abbildung 6.6: Simulationsergebnisse zum Vergleich der Störfestigkeit der Bussysteme im untersuchten PCB-Setup ($t_r = 10$ ns, $R_L = 0,5 \Omega$)

In den vorherigen Untersuchungen wurden differentielle Störungen untersucht, die zu einem Wechsel des Pegels im RxD-Signal führen können. Diese Eigenschaften werden durch die Anlogschaltung des Transceivers bestimmt. In einem CAN FD-System führt ein fehlerhaftes RxD-Signal zu einem Bitfehler in der weiteren Datenverarbeitung, wenn der fehlerhafte Pegelwechsel im Logiksignal zum Zeitpunkt des Samplings auftritt. In Abbildung 6.7 (links) ist ein exemplarisches RxD-Signal mit einem fehlerhaften Pegelwechsel der Dauer T_S dargestellt. Die Zeit der Störung wird über die Pulsmitte $t_{SM} \in [t_0, t_0 + T_{Bit,n}]$ definiert. Der Samplepunkt tritt zum Zeitpunkt t_{SP} auf, der je nach Realisierung im Bereich 70 % bis 90 % der Bitdauer liegt (vgl. Kapitel 2.1.3). Ob eine Störung zur Zeit des Samplings auftritt, kann über die Wahrscheinlichkeit $P(\text{Fehler@SP})$ beschrieben werden. Es wird eine Gleichverteilung für t_{SM} angenommen. Die Wahrscheinlichkeit für zeitgleiches Auftreten von Störung und Sampling wird mit einer Monte-Carlo-Simulation ermittelt und ist in Abhängigkeit der relativen Stördauer $T_S/T_{Bit,n}$ und der Sampling-Methode (Zeitpunkt und Anzahl der Samplepunkte) in Abbildung 6.7 (Mitte) dargestellt. Die Dauer eines Zeitquantums wird konstant zu $T_Q = T_{Bit,n}/25$ angenommen. Die Anzahl der Zeitquanten pro Bit ist im Controller fest definiert ([48], [50]) und wird für diese Untersuchung exemplarisch auf 25 festgelegt. Die Größe der Zeitquanten, die sich auf die Diskretisierung der Bitdauer auswirkt, hat einen direkten Einfluss auf die Lage und den Abstand der Samplepunkte und damit

auch auf die Wahrscheinlichkeit einer Störung während 2 der 3 Samplepunkte. Eine Störwahrscheinlichkeit von 30 % wird bei allen betrachteten Sampling-Methoden bei einer Stördauer von $T_S = 0,3 \cdot T_{\text{Bit},n}$ beobachtet. In einer Simulation der Koppelstrecke (vgl. Abbildung 6.1) werden die Parameter des Koppelpfads l_c und d_{12} variiert und die Konfigurationen ermittelt, die zu einer Stördauer von $0,3 \cdot T_{\text{Bit},n}$ für verschiedene Datenraten führen. Für die Konfiguration werden die konstanten Parameter $U_S = 400 \text{ V}$, $t_r = 10 \text{ ns}$ und $d_{23} = 1 \text{ mm}$ gewählt. Es sind zum Vergleich die Ergebnisse für Automotive Ethernet dargestellt. Es ist jedoch zu beachten, dass aufgrund des Physical Coding Sublayers die Symbolfehler im analogen Datensignal immer auch zu einem falschen Pegel im RxD-Signal für das entsprechende Bit führen. Dies ist unabhängig von der weiteren Datenverarbeitung im Ethernet-Controller. Eine Betrachtung des Einflusses von verschiedenen Datenraten wird deshalb nur für CAN FD durchgeführt. Die Ergebnisse zeigen, dass bei kürzerer Bitdauer auch die notwendige Größe der Koppelstruktur abnimmt, sodass mit einer Wahrscheinlichkeit von 30 % die Störung während des Samplings auftritt. Die Strukturlänge liegt jedoch im zweistelligen cm-Bereich, was die Ergebnisse der vorherigen Untersuchungen bestätigt (vgl. Abbildung 6.6). Dies unterstreicht, dass bei kompaktem PCB-Design keine Bitfehler in einem CAN FD-System zu erwarten sind.

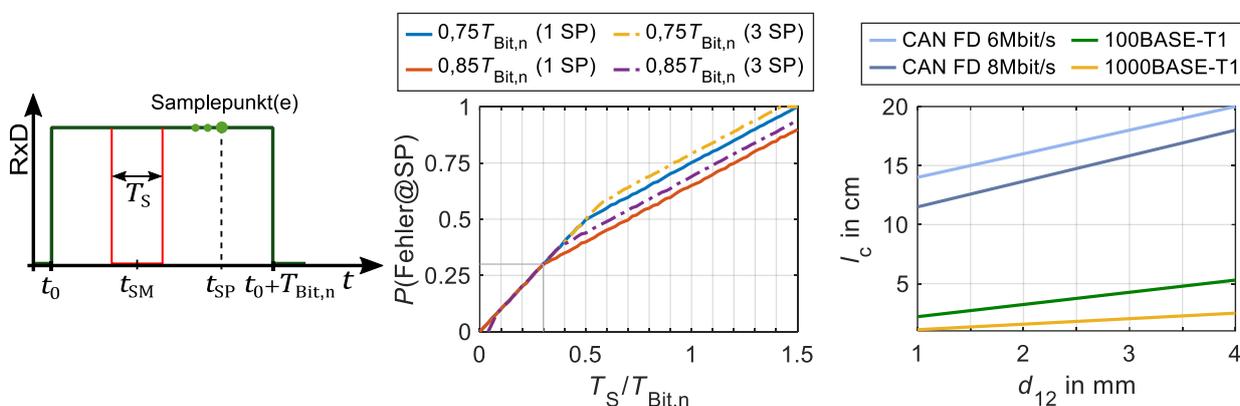


Abbildung 6.7: Schematische Darstellung eines fehlerhaften Pegelwechsels (links); Wahrscheinlichkeit eines Fehlers während des Samplings (Mitte); Koppelkonfigurationen ($U_S = 400 \text{ V}$, $t_r = 10 \text{ ns}$, $d_{23} = 1 \text{ mm}$) die zu einer 30 %-igen Fehlerwahrscheinlichkeit führen (rechts)

6.2 Leitungskopplung in einem Kabelbündel

Die gemeinsame Verlegung verschiedener Leitungen im Kabelbaum eines Fahrzeugs bildet einen wichtigen Koppelpfad in Kfz-Anwendungen. Grundlegende Untersuchungen zu diesem Koppelpfad werden im Folgenden anhand der in Abbildung 6.8 gezeigten Leitungskonfiguration durchgeführt. Es wird eine Leitungsanordnung betrachtet,

die aus einer einfachen Leitung (SW) parallel zu einem verdrehten Leitungspaar (TWP) eines Bussystems besteht. Die Karosserie wird durch eine Massefläche nachgebildet. Der Querschnitt der Leitungsanordnung und die Benennung der Geometrieparameter ist im rechten Teil der Abbildung 6.8 dargestellt.

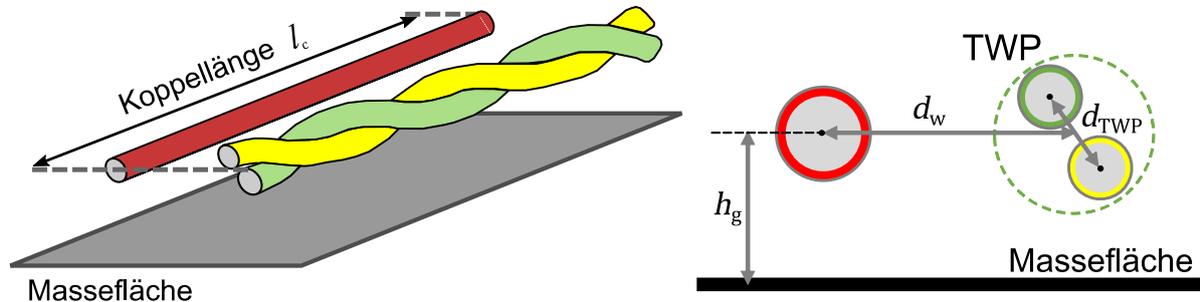


Abbildung 6.8: Untersuchtetes Setup verkoppelter Leitungen über einer Massefläche

Die in den Simulationen verwendeten konstanten Geometrieparameter sind in Tabelle 6.3 zusammengefasst. Der Radius r_{SW} wird in den folgenden Untersuchungen konstant gehalten, um eine Vergleichbarkeit der Konfigurationen zu gewährleisten, auch wenn speziell für Hochspannungssysteme deutlich größere Leiterradien notwendig sind. Die identifizierten Unterschiede können somit direkt auf die Eigenschaften der Bussysteme zurückgeführt werden. Es werden für CAN FD und Automotive Ethernet dieselben Parameter für die verdrehten Leitungspaare angenommen. Die Länge der Koppelstrecke l_c , die Höhe der Leitungen über der Massefläche h_g und der Abstand zwischen der TWP und der einzelnen Leitung d_W wird in den folgenden Untersuchungen variiert. Die Werte der variablen Geometrieparameter werden in den Beschreibungen der Simulationsergebnisse definiert.

Tabelle 6.3: Parameter der untersuchten Leiterkonfiguration

Parameter	r_{SW}	r_{TWP}	d_{TWP}
Wert in mm	0,6	0,3	0,8

6.2.1 Charakterisierung des Koppelpfads

Es werden auch bei der Analyse dieses Koppelpfads zunächst Simulationen im Frequenzbereich durchgeführt und die Ergebnisse ausgewertet. Es wird von einer idealen Verdrillung ausgegangen und die CM-Einkopplung in das Leitungspaar analysiert. Zur Charakterisierung des Koppelpfads der Leitungsanordnung wird die Übertragungsfunktion $H_{CM}(f)$ definiert. Es werden dazu die Spannungen am IC des untersuchten Bussystems $U_{IC,1}(f)$ und $U_{IC,2}(f)$ und die Spannung der Störquelle $U_Q(f)$ aus-

gewertet (6.2). Die Benennung der verwendeten Spannungen kann Abbildung 6.1 entnommen werden.

$$H_{CM}(f) = \frac{U_{CM,IC}(f)}{U_Q(f)} = \frac{U_{IC,1}(f) + U_{IC,2}(f)}{2 \cdot U_Q(f)} \quad (6.2)$$

In den Untersuchungen werden die Parameter, wie der Abstand zwischen den Leitungen d_W , die Koppellänge l_c , die Höhe über der Massefläche h_g und der Lastwiderstand R_L variiert. Ein Parametersatz mit Default-Werten ist in Tabelle 6.4 zusammengefasst. Solange nicht anders definiert, werden diese Parameter in den Untersuchungen verwendet.

Tabelle 6.4: Default-Werte der Leitungskopplungskonfiguration

Parameter	Leiterabstand d_W	Koppellänge l_c	Höhe über der Massefläche h_g	Lastwiderstand R_L
Default-Werte	1,5 mm	1 m	50 mm	1 Ω

Die Simulationsergebnisse der Parameterstudien für CAN FD, 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 können Abbildung 6.9 entnommen werden. In jeder Zeile ist $|H_{CM}(f)|$ für die Variation eines Parameters für die drei verschiedenen Bussysteme dargestellt. Mit der grünen Linie sind die Simulationsergebnisse mit dem Standardparametersatz (Tabelle 6.4) dargestellt. Ein wichtiger Geometrieparameter ist der Abstand zwischen den Leitungen d_W . Im Kabelbaum können die Abstände zwischen den Leitungen sehr klein sein oder die Leitungen liegen direkt nebeneinander. Die Übertragungsfunktionen in Abhängigkeit von d_W sind in der obersten Zeile dargestellt und es ist zu erkennen, dass die Kopplung bei kleinen Abständen im gesamten Frequenzbereich größer ist. Die Änderung des Abstands von 1,5 mm auf 5 mm führt bei allen drei Bussystemen zu einer Änderung von $|H_{CM}(f)|$ um etwa 5 dB. Beim Vergleich der verschiedenen Bussysteme lassen sich signifikante Unterschiede in der Stärke der Kopplung zeigen. Im CAN FD-System ist die Kopplung am größten, was mit der geringeren Dämpfung durch das Terminierungsnetzwerk erklärt werden kann (vgl. Abbildung 6.10 (links)). Im Vergleich zu CAN FD werden im 100BASE-T1- und 1000BASE-T1-System die Spannungen am IC deutlich stärker gedämpft und es existiert eine geringere Kopplung. Der Verlauf von $|H_{CM}(f)|$ über der Frequenz ist für beide Automotive-Ethernet-Systeme sehr ähnlich. Es zeigt sich jedoch eine größere Kopplung für 1000BASE-T1 im gesamten Frequenzbereich. Diese grundlegenden Unterschiede zwischen den Bussystemen sind bei der Variation aller Parameter zu erkennen. Des Weiteren ist in den Verläufen der Übertragungsfunktion deutlich der Einfluss der CMCs zu erkennen, der zu einer

maximalen Dämpfung im Frequenzbereich von 10 MHz bis 100 MHz führt (vgl. Abbildung 4.6).

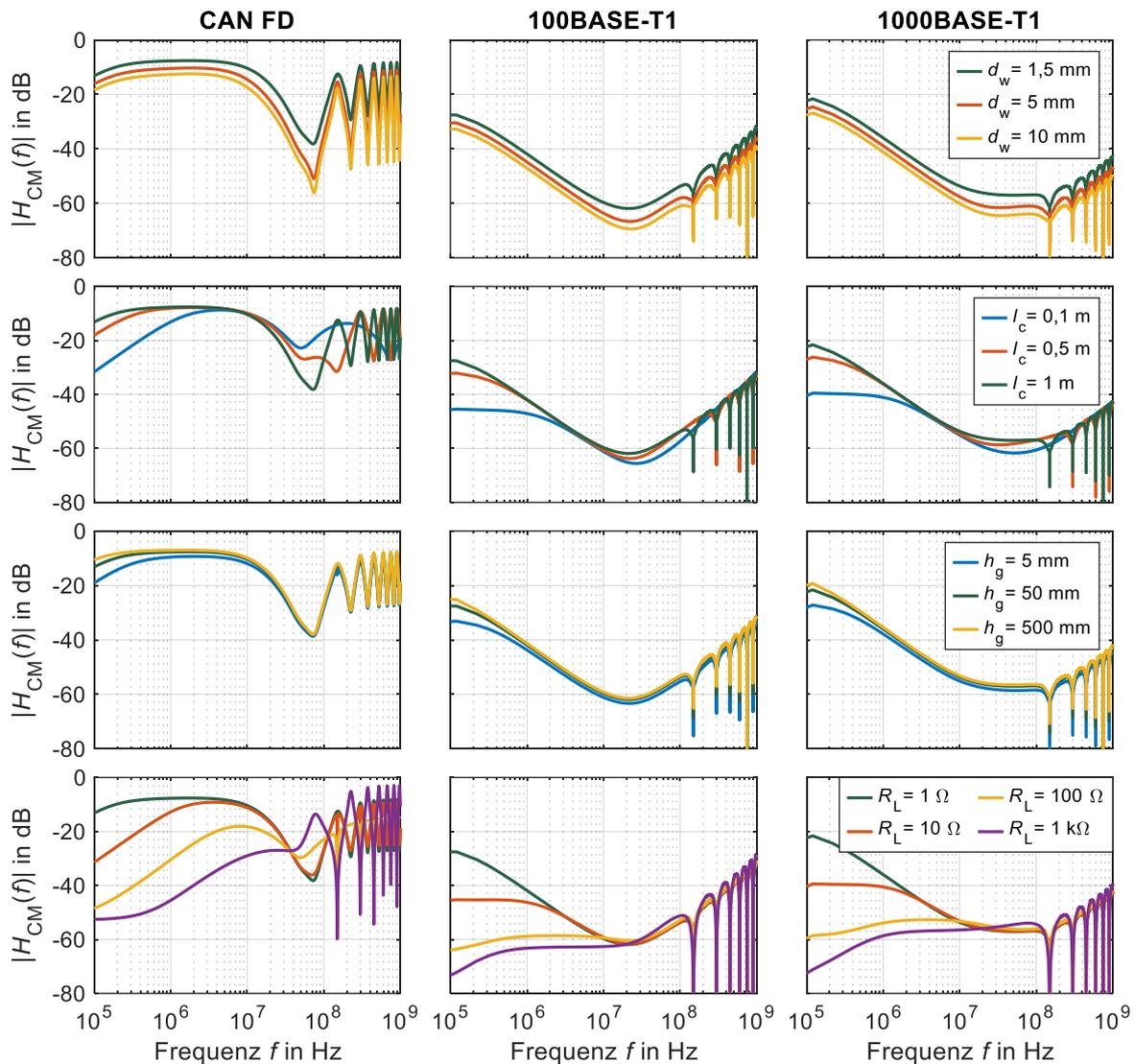


Abbildung 6.9: Simulationsergebnisse für $|H_{CM}(f)$ einer Leitungskopplungskonfiguration für die Variation der Parameter d_w , l_c , h_g und R_L .

Als zweiter Parameter wird die Länge der Koppelstecke l_c variiert. Bei geringerer Länge der Koppelstecke nimmt die Kopplung ab. Die Unterschiede liegen vor allem in dem Frequenzbereich unter 1 MHz. In der dritten Zeile sind die Ergebnisse für verschiedenen Höhen der Leitungen über der Massefläche h_g dargestellt. Mit einer zunehmenden Höhe steigt die Kopplung für alle Frequenzen, da die aufgespannte Fläche zwischen Leitung und Masse vergrößert wird (vgl. Kapitel 3.4.1). Als letzter Parameter wird die ohmsche Last R_L im Störkreis variiert. Die Ergebnisse sind in der letzten Zeile dargestellt und zeigen signifikante Unterschiede zwischen den betrachteten Lastwiderständen. Grundsätzlich führt ein größerer Lastwiderstand zu einem geringeren Stromfluss und damit zu einer geringeren induktiven Kopplung. Eine besondere

Charakteristik zeigt der Verlauf der Übertragungsfunktion $|H_{CM}(f)|$ für $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ auf. Bei ca. 70 MHz zeigt sich ein Anstieg der Übertragungsfunktion in allen Bussystemen. Die verschiedenen Terminierungsnetzwerke der Bussysteme haben einen großen Einfluss auf den Koppelpfad und insbesondere auf die CM-Störfestigkeit. Mittels des Mixed-Mode-S-Parameters S_{cc} kann die CM-Dämpfung des Terminierungsnetzwerks für verschiedene Frequenzen charakterisiert werden (vgl. A.3). In Abbildung 6.10 sind die mit Simulationen (Software Qucs Version 0.0.19) bestimmten S_{cc12} -Parameter der Terminierungen der Bussysteme dargestellt (Portnummerierung siehe Abbildung 6.4). Die DC-Sperrkondensatoren führen in den Automotive-Ethernet-Netzwerken zu einer Dämpfung im unteren Frequenzbereich bis 30 kHz. Die maximale Dämpfung in der CM-Übertragung wird durch die CMC erzeugt. Die DM-Terminierung (100Ω) der Automotive-Ethernet-Systeme ist als Split-Terminierung ausgeführt, was zu einer weiteren Dämpfung über den gesamten Frequenzbereich führt. Im Bereich zwischen 30 kHz und 80 MHz ist die Dämpfung der 100BASE-T1-Terminierung höher, als die des 1000BASE-T1-Systems. Die Dämpfung der CAN/CAN FD-Terminierung ist bis zu einer Frequenz von 400 MHz am geringsten.

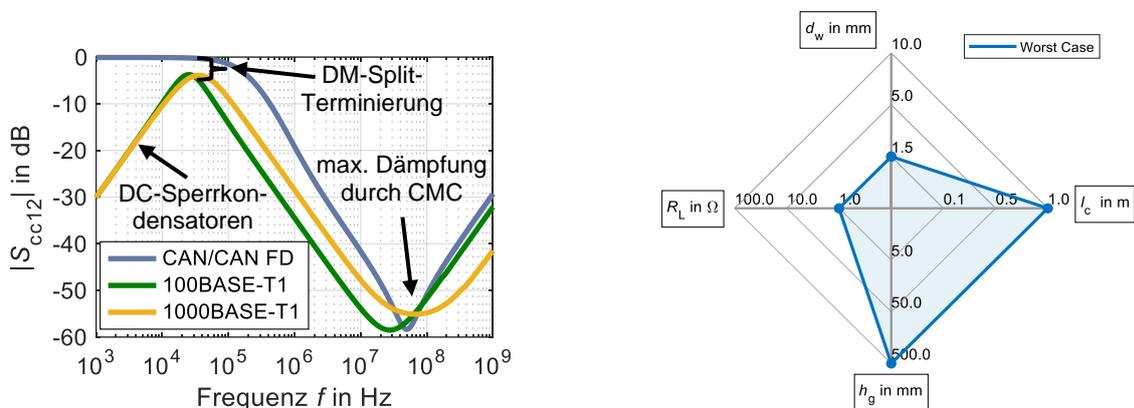


Abbildung 6.10: S_{cc12} -Parameter der Terminierungsnetzwerke (links) und Übersicht der Ergebnisse zur Identifikation der Worst-Case-Koppelstrecke (rechts)

Die Werte der Parameter, die in den Frequenzbereichsanalysen (siehe Abbildung 6.9) zu einer erhöhten Kopplung führen, sind im rechten Teil von Abbildung 6.10 in Form eines Netzdiagramms dargestellt. Auf Basis der Frequenzbereichsergebnisse kann eine Worst-Case-Abschätzung für den Koppelpfad vorgenommen werden, die in den Zeitbereichsuntersuchungen für weitere Analysen genutzt wird. Der Widerstand im Störkreis R_L und der Abstand zwischen den Leitungen d_w müssen minimiert werden, während die Länge der Koppelstrecke l_c und der Abstand zur Massefläche h_g maximiert werden müssen, um den Worst Case für die maximale Kopplung zu finden.

6.2.2 Untersuchung der Störfestigkeit gegenüber pulsförmigen Störungen durch Leitungskopplung

Der Einsatz von schnellschaltender Leistungselektronik kann durch Leitungskopplung zu pulsförmigen Störungen in den Bussystemen führen. Dies kann mit Zeitbereichssimulationen im Detail analysiert werden. Analog zu den Frequenzbereichsanalysen werden in den untersuchten Netzwerkkonfigurationen (siehe Abbildung 6.1) die Terminierungsnetzwerke der Bussysteme symmetrisch aufgebaut und eine ideale Verdrillung angenommen, sodass ausschließlich eine CM-Spannung einkoppelt. Der Koppelpfad aus parallelen Leitungen (vgl. Abbildung 6.8) hat eine Länge von 50 cm und die Leitungen befinden sich in einer Höhe von 50 mm über einer Massefläche. Der Abstand zwischen den Leitungen d_W wird in der Simulation variiert. Es werden die CM-Spannungen auf der TWP bzw. an der Terminierung (U_T) und am Eingang des Transceivers (U_{IC}) im Zeitbereich ausgewertet (vgl. Abbildung 6.1). Die maximalen Amplituden der CM-Spannungen $|U_{CM,max}|$ werden für alle drei betrachteten Kommunikationssysteme bestimmt und die Ergebnisse sind in Abbildung 6.11 dargestellt. Es werden zwei Amplituden U_S von 48 V und 400 V, sowie zwei Anstiegszeiten t_r von 3 ns und 10 ns der Störspannungsquelle $u_Q(t)$ untersucht. Die trapezförmige Spannung hat eine Wiederholfrequenz von 100 kHz. In der oberen Zeile ist die maximale CM-Spannung an der Terminierung (@TWP) dargestellt. Die CM-Spannung nimmt mit zunehmendem Leitungsabstand ab. Die Unterschiede aufgrund der unterschiedlichen Anstiegszeiten t_r sind gering. Die Spannungen auf den Kommunikationsleitungen unterscheiden sich in den beiden Automotive-Ethernet-Systemen aufgrund der identischen Struktur der CM-Terminierung nur geringfügig. Die CM-Spannung $|U_{CM,max}|$ an der Terminierung eines CAN FD-Systems erreicht niedrigere Amplituden. In der unteren Zeile sind die Spannungen am IC-Eingang (@IC) dargestellt. Diese Spannungen können mit den Kriterien aus Kapitel 5.2.3 bewertet werden. Mit der schwarzen gestrichelten Linie ist dazu jeweils der kritische Pegel der CM-Spannung eingezeichnet, der für CAN FD ca. 50 V und für die Automotive-Ethernet-ICs ca. 5 V beträgt (vgl. Tabelle 5.2). Die CAN FD-Ergebnisse für Spannungen auf der Kommunikationsleitung und am IC-Eingang unterscheiden sich nur gering, was eine geringe Effektivität der Filterwirkung des Terminierungsnetzwerks für pulsförmige Störungen bedeutet. Die maximale CM-Spannung sinkt für $U_S = 400$ V unter den kritischen Pegel von 50 V für Leitungsabstände $d_W > 30$ mm. Die Spannung $U_S = 48$ V kann zu keiner kritischen Spannung in der CAN FD-Kommunikationsstrecke führen. Die Ergebnisse für 100BASE-T1 und

1000BASE-T1 zeigen, dass durch die Filterwirkung des Terminierungsnetzwerks die Spannungen am Transceivereingang deutlich gedämpft werden. Die Ergebnisse zeigen auch die Unterschiede zwischen 100BASE-T1 und 1000BASE-T1, die durch die unterschiedlichen CMCs entstehen. Die 100BASE-T1-Kommunikation ist störfester als 1000BASE-T1, da die Störspannung durch die Terminierung besser gedämpft wird. Für $U_S = 400 \text{ V}$ sinkt die CM-Spannung für 100BASE-T1 bei einem Leiterabstand größer als 23 mm unter den kritischen Wert von 5 V (Kapitel 5.2.3), wohingegen dies im 1000BASE-T1-System erst bei einem Abstand der Leiter größer 48 mm auftritt. Durch den geringeren Effekt der Terminierung muss ein größerer Abstand der Leitungen existieren, um dieselbe Störfestigkeit des 1000BASE-T1-Systems zu erhalten.

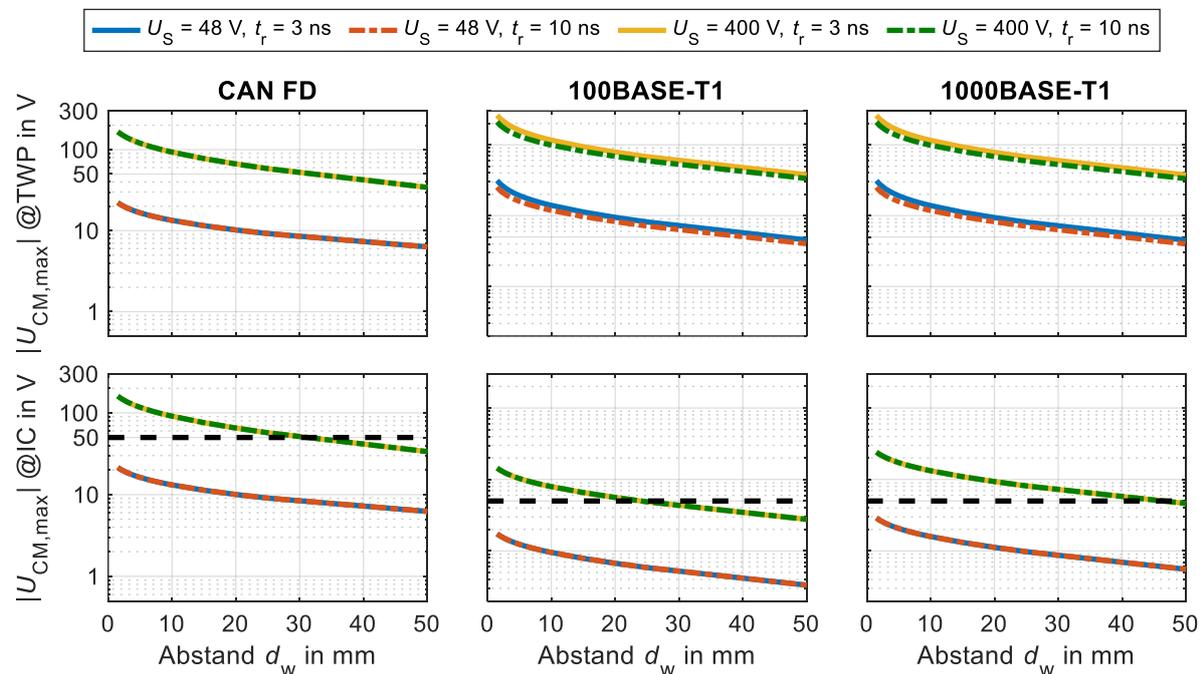


Abbildung 6.11: Simulationsergebnisse der maximalen CM-Spannung in einer Leitungskopplungskonfiguration mit $l_c = 50 \text{ cm}$, $h_g = 50 \text{ mm}$ und $R_L = 0,5 \Omega$

Die Simulationsergebnisse der maximalen CM-Spannung zeigen den Unterschied in der Störfestigkeit der Bussysteme. Im Folgenden wird die Simulation genutzt, um die Störschwellen der Leitungskopplungskonfiguration zu identifizieren und einen weiteren Vergleich der Bussysteme vorzunehmen. Es wird in verschiedenen Konfigurationen simulativ die Spannungsamplitude $U_{S,krit}$ im Störkreis ermittelt, die einen kritischen CM-Spannungspegel am IC des Bussystems (vgl. Kapitel 5.2.3) verursacht. Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.12 dargestellt.

Im linken Plot ist die Variation des Abstands der Leitungen d_w für eine konstante Koppellänge von $l_c = 0,5 \text{ m}$ dargestellt. Es zeigt sich ein nahezu linearer Zusammenhang

zwischen dem Leitungsabstand und der kritischen Amplitude. Die größte Störfestigkeit zeigt sich im 100BASE-T1-System. Die Störfestigkeit von CAN FD liegt zwischen der von 100BASE-T1 und 1000BASE-T1.

Im rechten Teil von Abbildung 6.12 ist die Abhängigkeit von der Koppellänge l_c für einen konstanten Leiterabstand von 1,5 mm dargestellt. Auch hier zeigt sich die hohe Störfestigkeit des 100BASE-T1-Systems. Für eine Koppellänge größer als 105 cm fällt für 1000BASE-T1 die kritische Amplitude unter den Wert von 48 V. Das bedeutet, dass für große Koppellängen die durch ein 48 V-System verursachte CM-Spannung in einer 1000BASE-T1-Kommunikation kritisch sein kann.

Die Unterschiede in der Störfestigkeit der Bussysteme hängen neben den Störschwellen der Transceiver-ICs von der Dämpfung des Terminierungsnetzwerks (vgl. Abbildung 6.10) ab. In einem CAN FD-System führt die hohe Störschwellen der ICs trotz einer geringeren Dämpfung durch die Terminierung für $l_c > 25$ cm zu einer deutlich höhere Störfestigkeit als in 1000BASE-T1-Systemen.

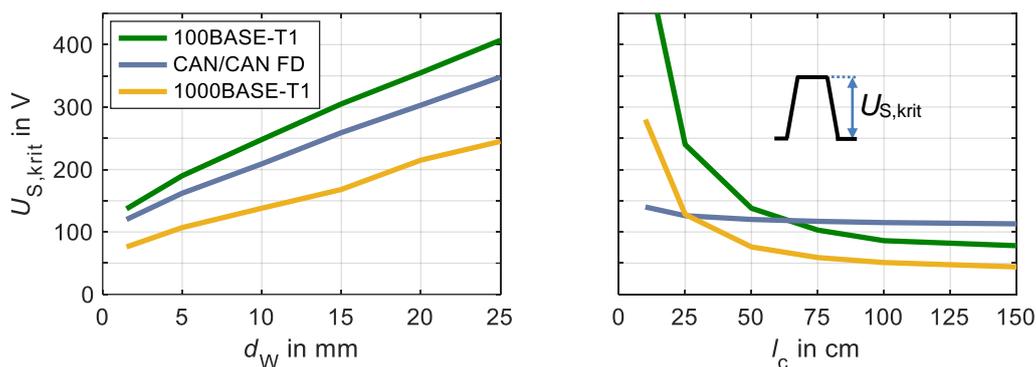


Abbildung 6.12: Simulationsergebnisse für die kritische Amplitude $U_{S,krit}$ ($t_f = 3$ ns, $h_g = 50$ mm, $R_L = 0,5$ Ω) in Abhängigkeit des Leitungsabstands d_W ($l_c = 0,5$ m) (links) und der Koppellänge l_c ($d_W = 1,5$ mm) (rechts)

6.3 Störfestigkeit gegenüber der Einkopplung von ebenen Wellen

Um den Einfluss externer Störfelder zu untersuchen wird neben der Leitungskopplung die Einkopplung einer ebenen Welle analysiert. Es wird dazu ein Setup entsprechend Abbildung 6.13 (links) verwendet, in dem zwei Transceiver über eine verdrehte Leitung mit der Länge $l_{TWP} = 2$ m verbunden sind. Die Leitung befindet sich in einer Höhe von $h_g = 50$ mm über einer Massefläche und wird durch eine ebene Welle angeregt. Das Koordinatensystem zur Beschreibung der ebenen Welle relativ zur TWP ist im rechten Teil von Abbildung 6.13 dargestellt. In allen nachfolgenden Untersuchungen im Frequenzbereich wird der Betrag der eingekoppelten CM-Spannungen bestimmt, da dieser mit den identifizierten Kriterien (vgl. Kapitel 5.2.3) bewertet werden kann.

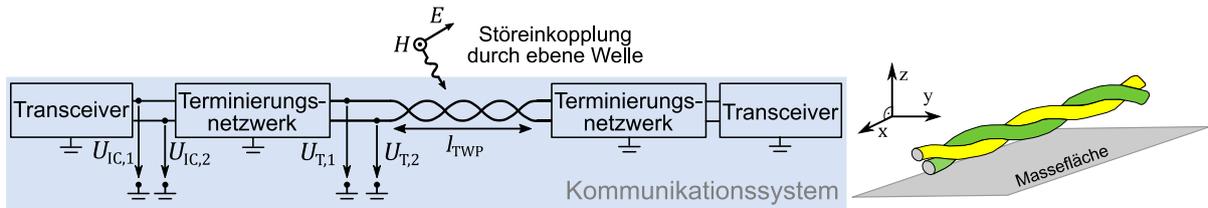


Abbildung 6.13: Untersuchungssetup (links) und Koordinatensystem (rechts) für die Einkopplung einer ebenen Welle

In einer ersten Simulation werden verschiedene Orientierungen der ebenen Welle untersucht und die CM-Spannung am Eingang der Transceiver mittels Frequenzbereichssimulationen ermittelt. Es werden drei Orientierungen der ebenen Welle mit $E = 200 \text{ V/m}$ verwendet, die sich in vorherigen Analysen als relevant herausgestellt haben (vgl. Kapitel 4.5.4). Die Ergebnisse für die drei Bussysteme sind in Abbildung 6.14 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die verschiedenen Orientierungen der ebenen Welle zu deutlichen Unterschieden in der erreichten Amplitude in der CM-Spannung führen. In der CAN FD-Kommunikationsstrecke führt ein E -Feld in z -Richtung und H -Feld in x -Richtung zu einer deutlich erhöhten Spannung für einzelne Frequenzen. Die Ergebnisse für 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 zeigen deutlich geringere maximale Amplituden. Die Störampplitude im 1000BASE-T1-System ist zudem geringer als die im 100BASE-T1-System. Die Unterschiede zwischen den Bussystemen und den Orientierungen der ebenen Welle können durch die Impedanzen der Terminierungsnetzwerke erklärt werden [84, Kap. 2].

Im Folgenden wird die Orientierung der ebenen Welle verwendet, bei der das E -Feld in z -Richtung und das H -Feld in x -Richtung orientiert ist, um eine Worst-Case-Abschätzung für alle drei Bussysteme zu ermöglichen.

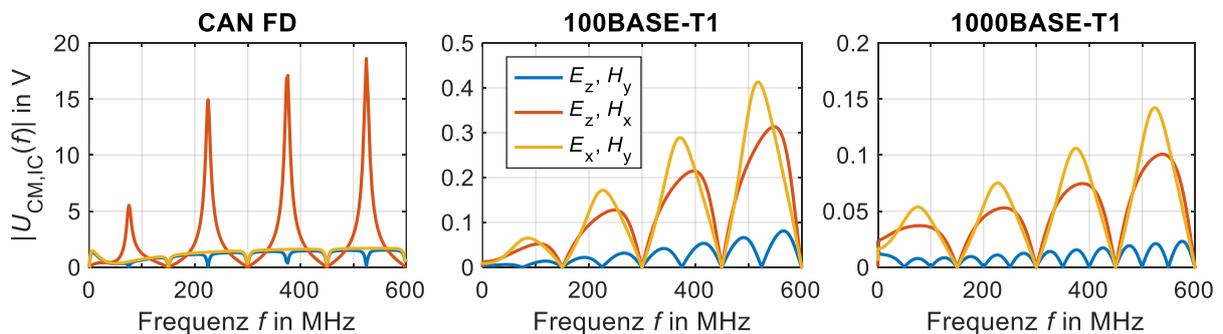


Abbildung 6.14: Simulationsergebnisse für verschiedene Orientierungen einer eingekoppelten ebenen Welle in eine Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke ($E = 200 \text{ V/m}$, $h_{TWP} = 2 \text{ m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$)

Der Einfluss der Geometrie auf die Einkopplung soll ebenfalls analysiert werden. Der Abstand der Leitung zur Massefläche hat einen Einfluss auf die Kopplung, da dieser

die Schleife vergrößert oder verkleinert, in die eine Störspannung einkoppeln kann (vgl. Kapitel 3.4.1). Dient die Karosserie im Fahrzeug als Masse, ist der Abstand des Kabelbaums zur Masse nicht immer konstant und ein größerer Abstand kann durch die eingeschränkten Möglichkeiten der Anordnung des Kabelbündels auftreten. Die maximale CM-Spannung am IC ($E = 200 \text{ V/m}$) ist im linken Teil von Abbildung 6.15 für die verschiedenen Bussysteme in Abhängigkeit von h_g dargestellt. Wie schon in den vorherigen Ergebnissen zu erkennen ist, werden im CAN FD-System deutlich größere Amplituden im Vergleich zu den Automotive-Ethernet-Kommunikationsstrecken erreicht. Die Amplitude überschreitet im CAN FD-System für eine Höhe von 135 mm den kritischen Wert von 50 V. Auch für einen größeren Abstand der Leitung zur Massefläche werden in den Automotive-Ethernet-Systemen keine kritischen Amplituden (5 V) erreicht. In einer weiteren Untersuchung wird die Feldstärke E_{krit} ermittelt, die für die unterschiedlichen Höhen h_g zu einem kritischen Pegel von 50 V an den CAN FD-Transceivern führt. Die Ergebnisse sind im rechten Teil der Abbildung 6.15 dargestellt. Für 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 sind keine Ergebnisse eingezeichnet, da im betrachteten Parameterraum keine kritischen Amplituden erreicht werden. Zum einen bestätigt dies die hohe Störfestigkeit der Automotive-Ethernet-Systeme. Auf der anderen Seite zeigen die Ergebnisse für CAN FD, dass es durchaus Konfigurationen gibt, die bei einer einfachen Punkt-zu-Punkt-Kommunikation zu kritischen Störspannungen führen können. Die Störfestigkeit von komplexeren CAN FD-Topologien wird in Kapitel 7 untersucht.

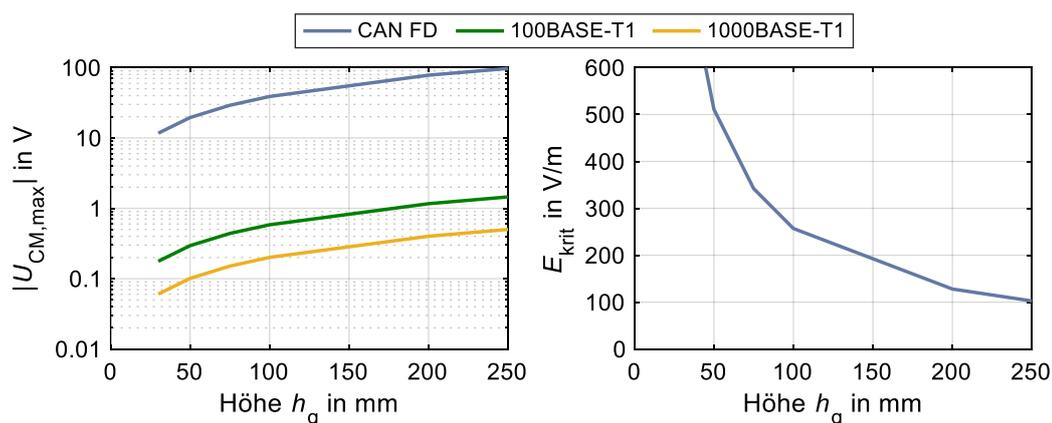


Abbildung 6.15: Maximale CM-Spannung am IC in Abhängigkeit der Höhe h_g ($E = 200 \text{ V/m}$, $l = 2 \text{ m}$) (links); Kritische Feldstärke für eine CAN FD-Kommunikationsstrecke (rechts)

6.4 Untersuchung des Einflusses von Asymmetrien in Terminierungsnetzwerken

In den Untersuchungen in Kapitel 6.1 bis 6.3 wird eine symmetrische Terminierung und eine ideale Verdrillung der Kommunikationsleitungen angenommen, was zu einer ausschließlichen Einkopplung von CM-Spannungen in das Bussystem führt. In einem realen System können die Abweichungen von Bauteilkomponenten im Terminierungsnetzwerk zu Asymmetrien führen, die eine Modenkonzersion verursachen. Die eingekoppelte CM-Spannung kann damit zu einer DM-Spannung führen, die dem differentiellen Datensignal überlagert wird. Da DM-Spannungen für differentiell übertragende Bussysteme besonders kritisch sind, ist eine detaillierte Betrachtung der Modenkonzersion notwendig. Es werden hier Asymmetrien der Terminierungswiderstände und der CMC analysiert. Für die simulativen Untersuchungen werden adaptierte Modelle der Bustransceiver und Terminierungsnetzwerke (vgl. Kapitel 4) verwendet, die in Abbildung 6.16 dargestellt sind.

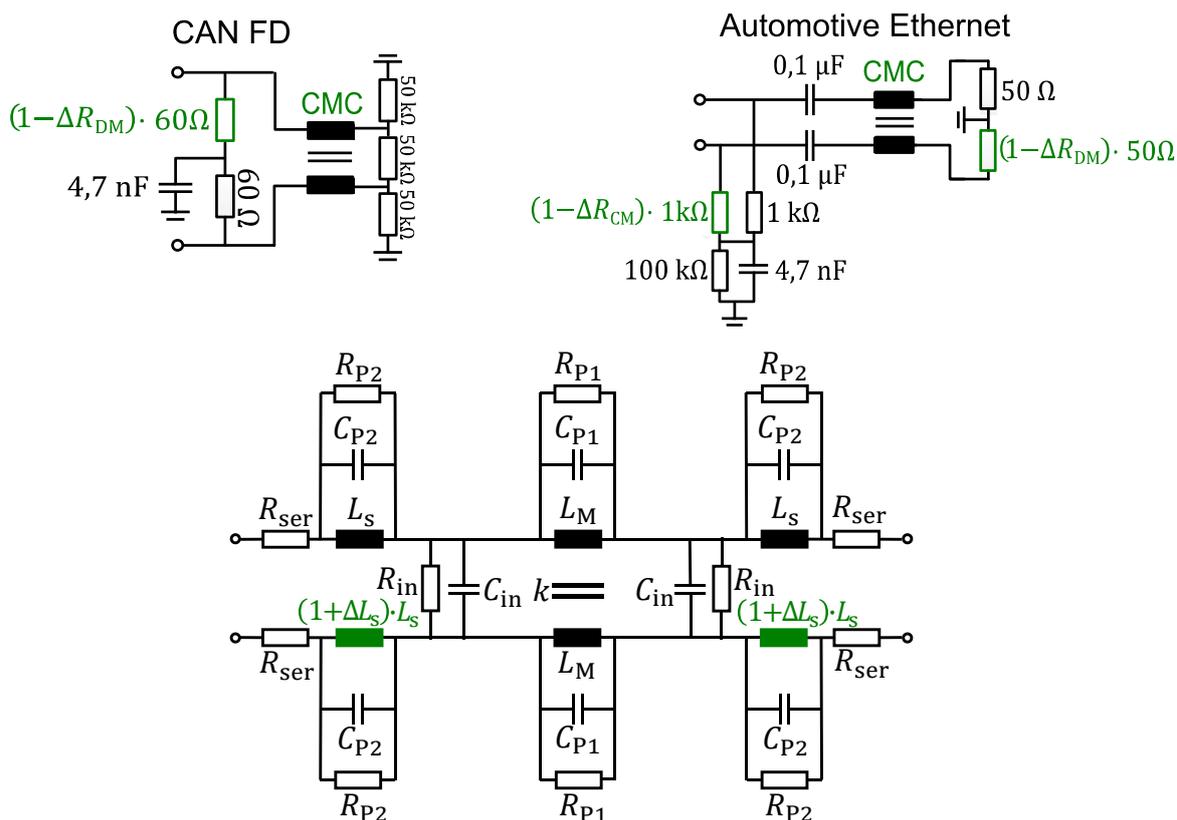


Abbildung 6.16: Simulationsmodelle zur Untersuchung von Asymmetrien in Terminierungsnetzwerken von CAN FD (links), Automotive Ethernet (rechts) und der CMC (unten)

Die Nachbildung der Synthese von Datensignalen wird in diesen Modellen nicht verwendet. Es werden ausschließlich die passiven Komponenten der Terminierungsnetzwerke betrachtet und die IC-Eingänge mit hochohmigen Widerständen modelliert. Alle

mit Abweichungen behaftete Komponenten sind in den ESBs grün dargestellt. Es werden zum einen die Widerstände der DM-Terminierung variiert und die Abweichung ist mit ΔR_{DM} prozentual angegeben. Im CAN FD-Terminierungsnetzwerk wird dazu einer der $60\ \Omega$ -Widerstände der T-Terminierung variiert. In den Automotive-Ethernet-Systemen ist dies ein Widerstand der differentiellen Terminierung mit einem nominalen Wert von $50\ \Omega$. Es werden in den Automotive-Ethernet-Systemen ebenfalls die Abweichungen von einem der $1\ \text{k}\Omega$ -Widerstände der CM-Terminierung (ΔR_{CM}) untersucht. Neben den Terminierungswiderständen kann die CMC zu Asymmetrien in den Bussystemen führen. Die Hauptursache für diese Asymmetrie ist die Streuinduktivität [90], deren Abweichung im Ersatzschaltbild durch ΔL_s nachgebildet wird.

6.4.1 Messtechnische Untersuchung des Einflusses von Asymmetrien in einer Leitungskopplungskonfiguration

Eine erste Analyse der Modenkonzersion erfolgt mit einer Messung, die zur Validierung der angepassten Transceivermodelle genutzt wird. Das Ziel ist die Untersuchung der Modenkonzersion im Zeitbereich (vgl. [92]). Dazu wird die Überkopplung von trapezförmigen Pulsen mit Messung und Simulation analysiert. Der Messaufbau einer Leitungskopplung mit einem asymmetrischen Bussystem ist in Abbildung 6.17 dargestellt. Es wird eine Punkt-zu-Punkt-Verbindung eines CAN FD-Systems untersucht. Die Koppelstrecke besteht aus einem verdrehten Leitungspaar und einer einfachen Leitung mit einer Länge von 1,6 m. Die Leitungen haben einen Abstand von 10 mm und befinden sich in einer Höhe von 50 mm über der Massefläche. Der Störkreis bildet ein einfaches leistungselektronisches System nach. Die Nachbildung erfolgt mit einem Pulsgenerator (TLP-3010C) und einer ohmschen Last von $50\ \Omega$. Die Kommunikationsknoten bestehen aus Evaluationboards ohne Bustransceiver, sodass ausschließlich der Einfluss der Terminierungsnetzwerke untersucht werden kann. Die ICs werden durch zwei ohmsche Widerstände mit dem Wert von $1\ \text{M}\Omega$ ersetzt. In der Messung wird ausschließlich ein Widerstand im Terminierungsnetzwerk eines Teilnehmers (in der Abbildung links dargestellt) um 5 bzw. 8 % variiert. Es wird eine ausreichend große Asymmetrie gewählt, um die Bauteilungenauigkeiten vernachlässigen zu können. Die Terminierungswiderstände des zweiten Evaluationboards werden nicht variiert und weisen aufgrund der Bauteilungenauigkeiten eine Asymmetrie von 0,2 % auf. Die Spannungen nach dem Terminierungsnetzwerk auf CANH und CANL werden mit zwei aktiven Tastköpfen (ZS1000, Teledyne LeCroy) und einem Oszilloskop (HDO6104A,

Teledyne LeCroy) gemessen, sodass die DM-Spannung ausgewertet werden kann. Im unteren Teil von Abbildung 6.17 ist der Aufbau der Simulation schematisch dargestellt, der für die Validierung der adaptierten Modellansätze genutzt wird. Dieser Aufbau zeigt noch einmal, dass nur eines der Terminierungsnetzwerke in der Punkt-zu-Punkt-Verbindung asymmetrisch aufgebaut wird. Für die Leitungskopplung wird ein Modell mit SACAMOS erstellt (Parameter entsprechend Tabelle 6.3 und Abbildung 6.17).

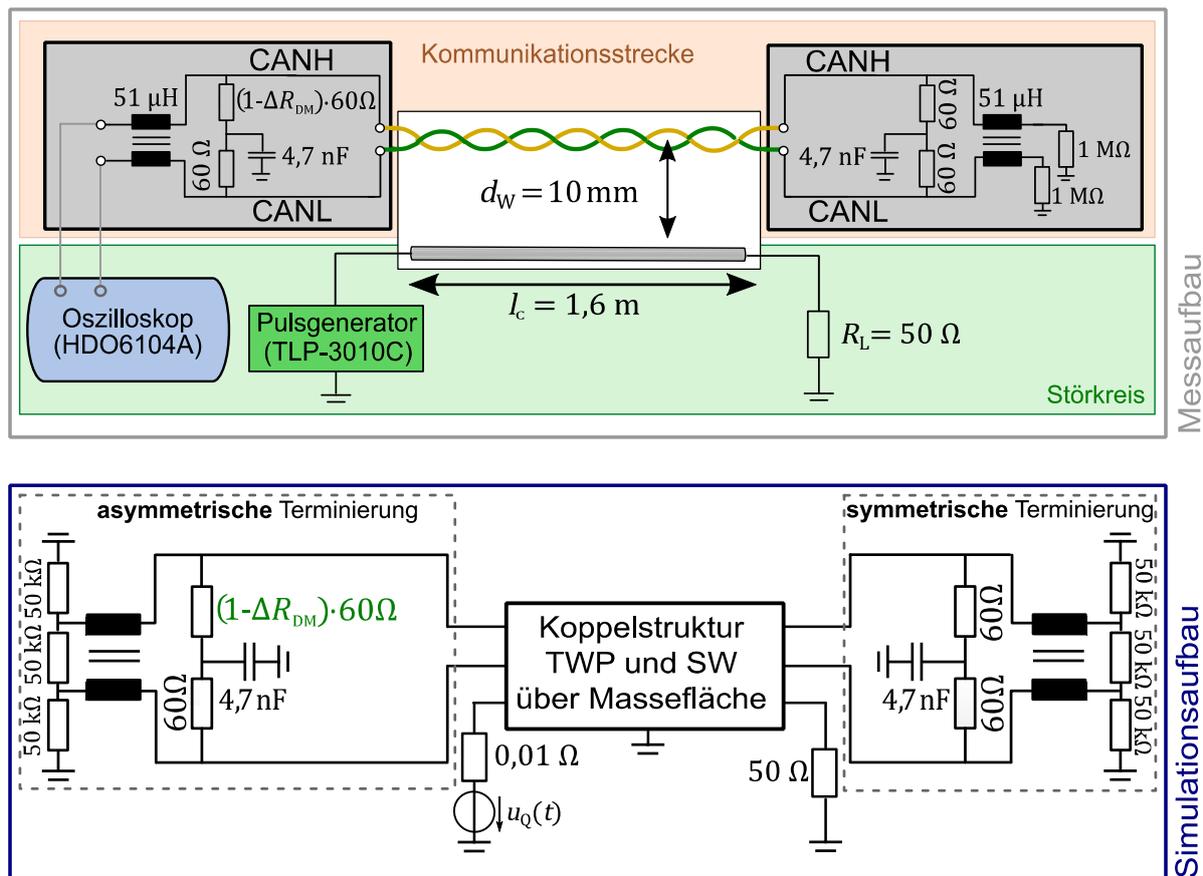


Abbildung 6.17: Mess- und Simulationssetup zur Analyse des Effekts von Asymmetrien in einer Leitungskopplungskonfiguration

Der Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen der eingekoppelten differentiellen Spannung nach der Terminierung $u_{DM,IC}(t) = u_{CANH,IC}(t) - u_{CANL,IC}(t)$ ist in Abbildung 6.18 dargestellt. Es werden Messungen mit drei verschiedenen trapezförmigen Pulsen im Störkreis durchgeführt. Die maximale Amplitude U_S des Pulses wird mit 30 V, 50 V und 80 V variiert, während eine konstante Anstiegszeit von 5 ns verwendet wird. Die pulsförmigen Spannungen auf der einfachen Leitung verursachen im Bereich der Flanken einen Anstieg der DM-Spannung im verdrehten Leitungspaar. Dies wird durch die Modenkonzersion der eingekoppelten CM-Spannung verursacht. Die maximale Differenzspannung $|U_{DM,max}|$ steigt mit zunehmender Amplitude U_S und

zunehmender Asymmetrie ΔR_{DM} . Die DM-Spannungen in der untersuchten Konfiguration erreichen maximale Werte von 250 mV, die nicht im Bereich der Signalpegel einer CAN/CAN FD-Übertragung liegen. Das in Kapitel 5.2.1 ermittelte DM-Kriterium für eine fehlerhafte Datenübertragung wird somit nicht erfüllt.

Neben den Messergebnissen sind in Abbildung 6.18 auch die Simulationsergebnisse der DM-Spannung dargestellt. Anhand dieser beispielhaften asymmetrischen Koppelstrukturen wird gezeigt, dass die DM-Spannungsverläufe in Abhängigkeit vom trapezförmigen Störimpuls mit dem vorgestellten Simulationsmodell korrekt nachgebildet werden. Die Abweichungen können durch die unvollständige Nachbildung aller Bauteilabweichungen im gesamten Kommunikationssystem inklusive der Übertragungsleitung erklärt werden, die alle einen Einfluss auf die Modenkonversion haben.

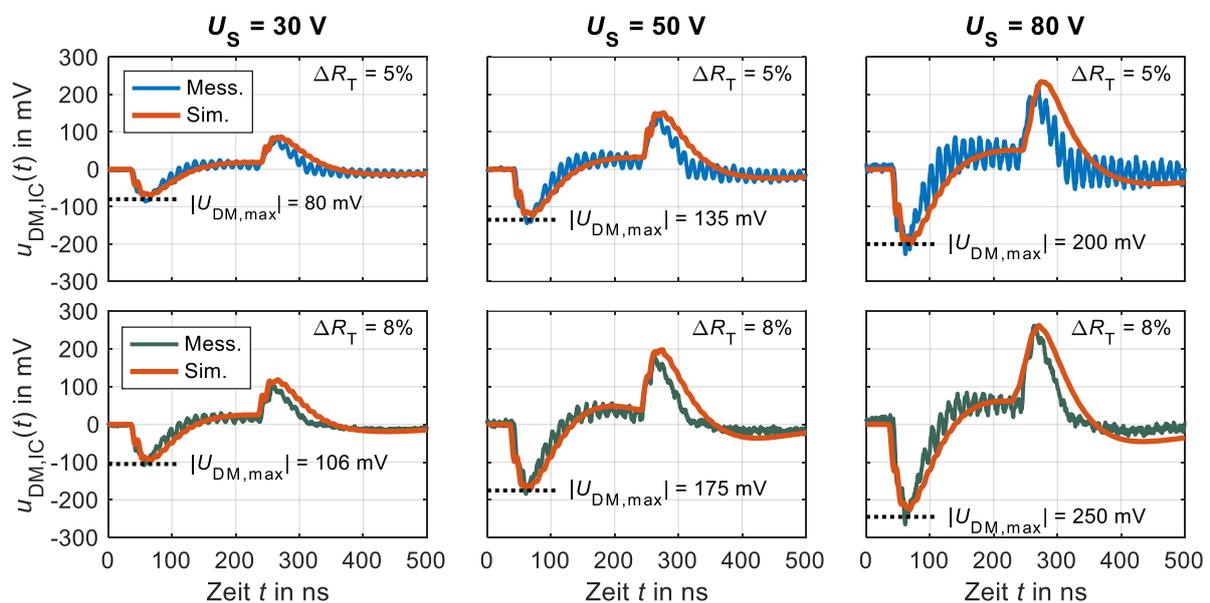


Abbildung 6.18: Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen einer Leitungskopplung mit asymmetrisch terminierter CAN FD-Kommunikationsstrecke ($l_c = 1,6$ m, $h_g = 50$ mm, $R_L = 50 \Omega$, $d_w = 10$ mm)

6.4.2 Simulative Untersuchung des Einflusses von Asymmetrien in einer Leitungskopplungskonfiguration

Im Folgenden soll die durch Asymmetrie hervorgerufene DM-Spannung in einer Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke mittels Simulationen weiter untersucht werden. Dazu werden die Parameter ΔR_{DM} , ΔR_{CM} und ΔL_S des Terminierungsnetzwerks eines Teilnehmers variiert und die Auswirkungen analysiert. Die Simulationen werden für die Kommunikationssysteme CAN FD, 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 durchgeführt und die Ergebnisse verglichen.

In allen Untersuchungen wird die Konfiguration entsprechend Abbildung 6.17 und ein

Koppelpfad aus einfacher Leitung und verdrehtem Leitungspaar (siehe Abbildung 6.8) verwendet. Die Länge der Koppelstrecke beträgt $l_c = 1$ m, der Abstand der Leitungen $d_W = 1,5$ mm, die Höhe über der Massefläche $h_g = 50$ mm und der Lastwiderstand des Störkreises $R_L = 0,5 \Omega$. In der Simulation wird ein geringerer Lastwiderstand verwendet als in der Messung, sodass ein höherer Stromfluss und damit eine größere induktive Kopplung untersucht werden kann. Die Parameter der trapezförmigen Pulsquelle sind eine variable Amplitude U_S und eine Anstiegszeit von $t_r = 3$ ns. In Abbildung 6.19 sind die Ergebnisse der maximalen Amplituden der DM-Spannungen $|U_{DM,max}|$ am IC in Abhängigkeit der Parameter der Asymmetrien dargestellt. Als Referenz sind die kritischen Pegel einer DM-Spannung mit einer gestrichelten Linie eingezeichnet, die die Fehlinterpretation eines Bits oder Symbols verursachen können (vgl. Tabelle 5.1). In der ersten Zeile von Abbildung 6.19 wird die Asymmetrie der Streuinduktivität betrachtet. Die maximale Amplitude steigt mit zunehmender Asymmetrie ΔL_S , jedoch werden in keiner der analysierten Konfigurationen die kritische DM-Spannungspegel erreicht. Die größten DM-Spannungen entstehen im 100BASE-T1-System.

Die zweite Zeile von Abbildung 6.19 zeigt den Einfluss der Abweichungen der DM-Terminierungswiderstände ΔR_{DM} . Diese Widerstände dienen der wellenwiderstandsrichtigen Terminierung der TWP mit 100Ω bzw. 120Ω , können jedoch durch die Ausführung als Split-Terminierung zur Asymmetrie der Terminierung beitragen. In den Ergebnissen zeigen sich große Amplituden $|U_{DM,max}|$ im CAN FD-System, die für $U_S = 400$ V die kritischen DM-Störschwellen (vgl. Tabelle 5.1) überschreiten. Im Vergleich der Automotive-Ethernet-Systeme zeigt sich eine größere DM-Spannung im 1000BASE-T1-System. Die Abweichung $\Delta R_{DM} = 1\%$ bzw. 8% führt in einer 1000BASE-T1-Übertragungsstrecke bei einer Amplitude von $U_S = 400$ V bzw. 48 V durch Modenkonzersion zu kritischen DM-Störspannungen. Dieses Bussystem ist damit besonders anfällig gegenüber Asymmetrien in der DM-Terminierung.

In den Automotive-Ethernet-Systemen können zusätzlich Asymmetrien in der CM-Terminierung (ΔR_{CM}) auftreten. Die Ergebnisse sind in der letzten Zeile der Abbildung 6.19 dargestellt. Die erreichten maximalen Amplituden unterschieden sich nur geringfügig für 100BASE-T1- und 1000BASE-T1-Systeme. Ausschließlich für $U_S = 400$ V ergeben sich kritische DM-Spannungsamplituden. Diese Ergebnisse zeigen ebenfalls eine größere Störfestigkeit des 100BASE-T1-Systems.

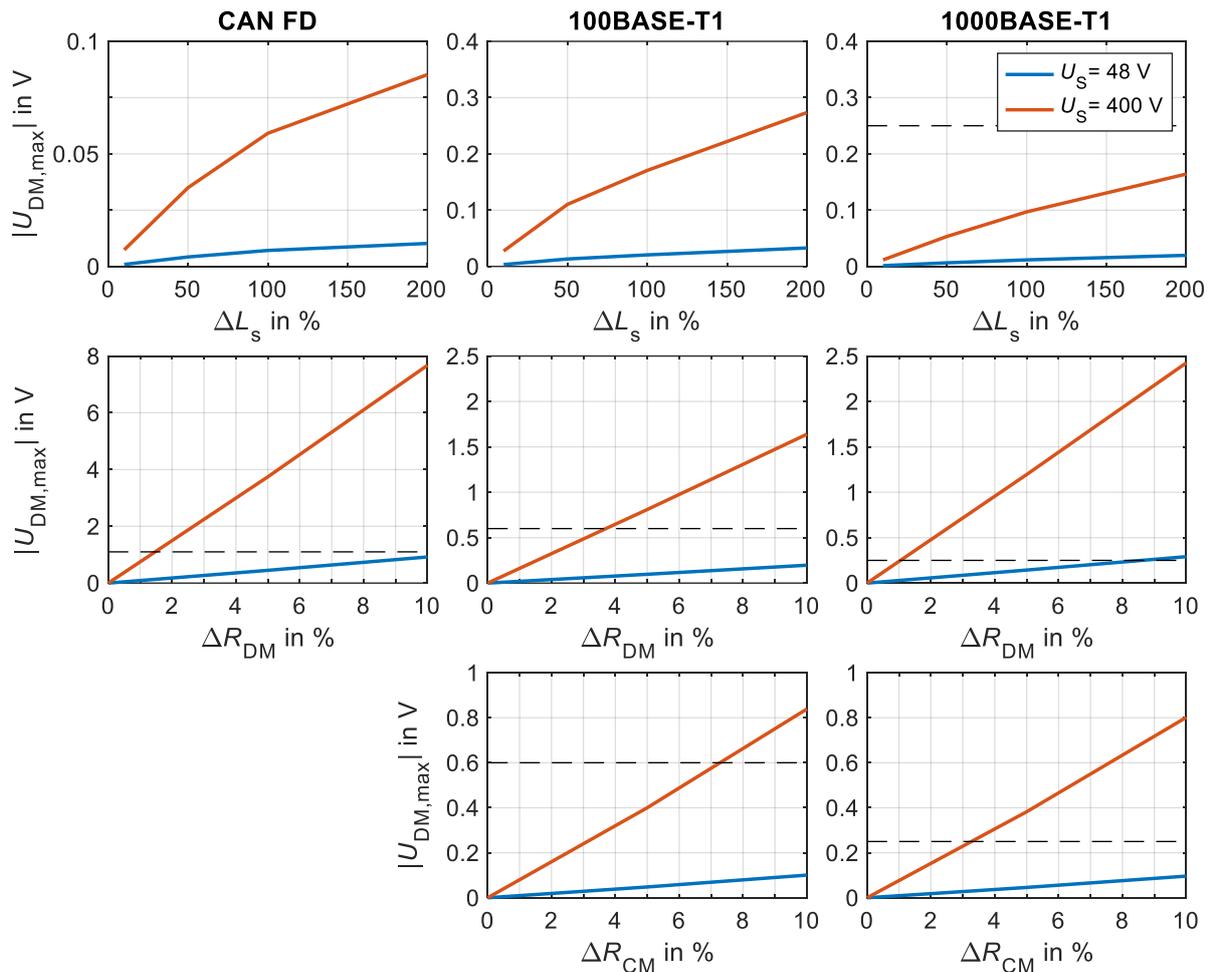


Abbildung 6.19: Simulationsergebnisse der DM-Spannung am Transceiver mit asymmetrischem Terminierungsnetzwerk in einer Leitungskopplungskonfiguration ($l_c = 1 \text{ m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$, $R_L = 0,5 \Omega$, $d_w = 1,5 \text{ mm}$)

Die Unterschiede in den Ergebnissen für die DM-Spannungen lassen sich durch eine zusätzliche Betrachtung der Mixed-Mode-S-Parameter der Terminierungsnetzwerke quantifizieren und bewerten. In Abbildung 6.20 sind die S_{dc12} -Parameter für die Terminierungsnetzwerke der verschiedenen Bussysteme dargestellt. Mit diesem Mixed-Mode-S-Parameter S_{dc} wird die Modenkonzersion von Common zu Differential Mode quantifiziert (vgl. A.3). Es wird der Einfluss der Parameter ΔR_{CM} , ΔR_{DM} und ΔL_s auf die Modenkonzersion analysiert. Die Variation von ΔR_{DM} führt zu den größten Werten der S_{dc12} -Parameter und damit zu einer stärkeren Modenkonzersion. Das bestätigt die Ergebnisse der zuvor gezeigten Simulationsergebnisse in Abbildung 6.19, in denen die DM-Spannungen für eine Asymmetrie der Widerstände R_{DM} am größten sind. Die Unterschiede zwischen 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 sind gering und auf die verwendeten CMCs zurückzuführen. In den Automotive-Ethernet-Systemen ist deutlich zu erkennen, dass eine Asymmetrie in der DM-Terminierung größere Auswirkungen auf die

Modenkonversion hat, als eine Asymmetrie der CM-Terminierung. Die Variation von ΔL_S führt in allen drei Systemen zu einer geringen Modenkonversion.

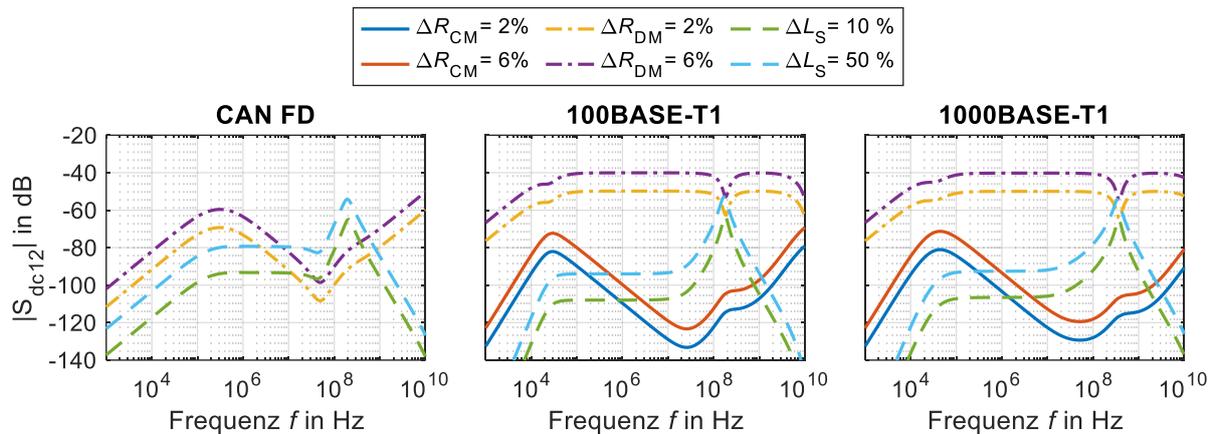


Abbildung 6.20: S_{dc12} -Parameter asymmetrischer Terminierungsnetzwerke

Das Kapitel 5.2.1 hat gezeigt, dass eine alleinige Betrachtung der Amplitude im Fall einer DM-Störspannung nicht ausreichend ist. Die Spannungsamplituden $U_{S,krit}$ der Quelle $u_Q(t)$, die zu einer Erfüllung des DM-Kriteriums (Störampplitude und Pulsbreite) in den verschiedenen Kommunikationssystemen führen, können simulativ ermittelt werden. Es wird dazu dieselbe Koppelstrecke ($l_c = 1$ m, $d_W = 1,5$ mm, $h_g = 50$ mm, $R_L = 0,5 \Omega$) verwendet, wie in den vorherigen Untersuchungen. Es werden für die Analyse die Zeitbereichssignale ausgewertet. Zwei exemplarische DM-Spannungen in einem 1000BASE-T1-System, hervorgerufen durch eine trapezförmige Spannung $u_Q(t)$ mit $U_S = 400$ V und $t_r = 3$ ns, sind im linken Teil von Abbildung 6.21 dargestellt. Es wird eine 5 %-ige Abweichung der Widerstände der CM- und DM-Terminierung verwendet. Es ist zu erkennen, dass sich sowohl die maximale Spannungsamplitude, als auch die Breite des Störpulses signifikant unterscheiden.

Im rechten Teil der Abbildung sind die Störschwellen $U_{S,krit}$ in Abhängigkeit von ΔR_{DM} und ΔR_{CM} dargestellt. Beim Erreichen der Spannungsamplitude $U_{S,krit}$ wird das Kriterium für ein falsch interpretiertes Bit bzw. Symbol in der DM-Spannung laut Tabelle 5.1 erfüllt. Es ist zu erkennen, dass die Störfestigkeit von 100BASE-T1 deutlich über der der beiden anderen Systeme liegt. Die geringsten Störschwellen besitzt das 1000BASE-T1-System und die Störpegel liegen für $\Delta R_{DM} > 9\%$ unter 48 V.

Neben der Untersuchung der Auswirkungen der Asymmetrien einer DM-Terminierung werden auch die Störpegel für Konfigurationen mit Asymmetrien in der CM-Terminierung der Automotive-Ethernet-Systeme analysiert. Es sind in der Abbildung abschließend die Ergebnisse für 1000BASE-T1 dargestellt, da es in dem betrachteten

Parameterbereich zu keinen kritischen DM-Spannungen im 100BASE-T1-System kommt. Das liegt an der Pulsbreite, die zur Erfüllung des DM-Kriteriums notwendig ist und die für 100BASE-T1 in den betrachteten Konfigurationen nicht erreicht wird.

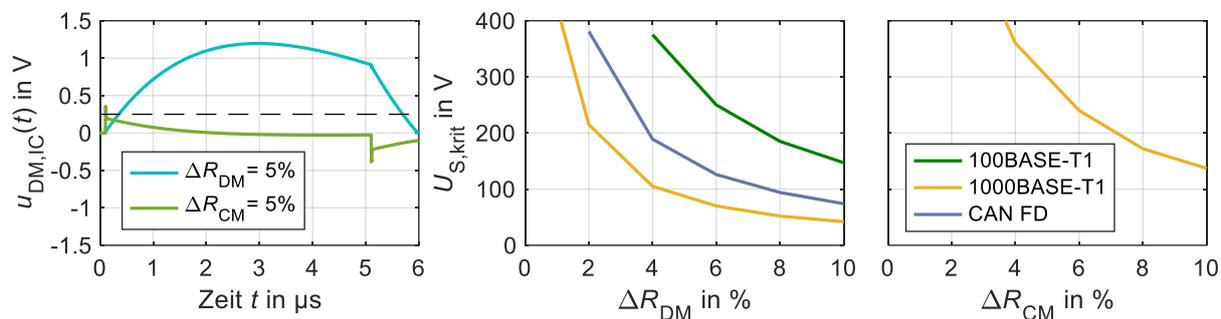


Abbildung 6.21: Exemplarische Spannungsverläufe der DM-Spannung in einer asymmetrischen 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke (links); Störschwellen entsprechend des DM-Kriteriums in Abhängigkeit der Asymmetrien der Terminierungsnetzwerke (Mitte und rechts)

7 Untersuchung der Störfestigkeit von komplexen Bustopologien

In vielen Anwendungen werden Kommunikationssysteme mit einer großen Anzahl von Teilnehmern und großen Leitungslängen benötigt. Eine Bustechnologie, die dieses ermöglicht, ist CAN bzw. CAN FD. Die folgenden Untersuchungen werden exemplarisch an CAN FD vorgenommen, jedoch kann die Methodik auch auf andere Bussysteme angewendet werden, die den Aufbau ausgedehnter Topologien ohne aktive Komponenten (z.B. Switch) unterstützen. Aufgrund des begrenzten Platzes im Fahrzeug, führen große Netzwerke zu einer hohen Wahrscheinlichkeit für die räumliche Nähe von Kommunikationsnetzwerken und leistungselektronischen Systemen. Die Einkopplung in eine einzelne Leitung kann Auswirkungen auf die Signalintegrität aller Knoten im Netzwerk haben. Im Folgenden werden die Ergebnisse einer systematischen Untersuchung des Einflusses von Parametern der Topologie (z.B. Leitungslängen) und der Störeinkopplung dargestellt (vgl. [93]). Es wird zwischen einer Störung durch Leitungskopplung und der Einkopplung einer ebenen Welle unterschieden und die Auswirkungen auf die Datenübertragung bewertet. Alle nachfolgenden Ergebnisse basieren auf Simulationen in LTSpice und den in Kapitel 4 vorgestellten Modellen für CAN FD-Transceiver und Kommunikationsleitungen. In den gezeigten Untersuchungen werden die Spannungen nach dem Terminierungsnetzwerk am Transceiver-IC des betrachteten Kommunikationsteilnehmers ausgewertet (vgl. Abbildung 6.13).

7.1 Analyse von Sterntopologien

Es wird zunächst die in Abbildung 7.1 dargestellte Sterntopologie mit m Teilnehmern analysiert. Alle Teilnehmer sind über einen passiven Sternpunkt miteinander verbunden.

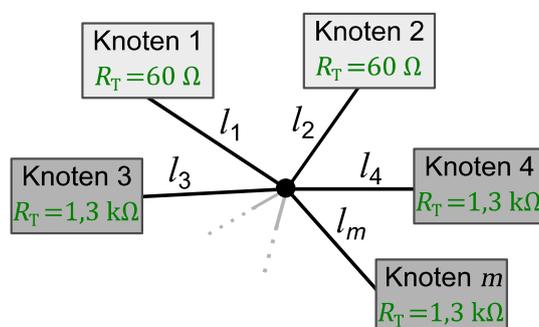


Abbildung 7.1: Untersuchte Sterntopologie

Die Knoten 1 und 2 werden wellenwiderstandsrichtig (120Ω bzw. $R_T = 60 \Omega$, vgl. Kapitel 2.1.1) und alle weiteren Knoten 3 bis m hochohmig terminiert. Die hochohmige

Terminierung erfolgt mit $R_T = 1,3 \text{ k}\Omega$. Es werden zunächst symmetrische Netzwerke betrachtet, bei denen alle Leitungslängen l_1 bis l_m identisch sind.

7.1.1 Einkopplung einer ebenen Welle in eine Leitung

Bevor der Einfluss der Netzwerkparameter betrachtet wird, werden analog zu Kapitel 6.3 verschiedene Ausbreitungsrichtungen der einkoppelnden ebenen Welle untersucht. Es werden dabei die drei Orientierungen der ebenen Welle verwendet, wie in der Untersuchung der Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke in Kapitel 6.3. Das verwendete Koordinatensystem zur Beschreibung der Störeinkopplung in eine TWP kann Abbildung 6.13 (rechts) entnommen werden. In den ersten Analysen wird angenommen, dass die Feldeinkopplung ausschließlich an einer Leitung auftritt und an allen anderen Leitungen kein externes Feld anliegt. Es wird zunächst ein symmetrisches Netzwerk mit 4 Teilnehmern analysiert, in dem alle Leitungen eine Länge von 3 m besitzen. In Abbildung 7.2 sind die Simulationsergebnisse der Frequenzbereichsanalyse dargestellt. Die Symmetrie des Netzwerks führt dazu, dass ausschließlich zwei verschiedene Positionen der Störeinkopplung simuliert werden müssen, um die Störfestigkeit des Netzwerks vollständig zu analysieren. In der oberen Zeile der Abbildung sind die Simulationsergebnisse zur Störeinkopplung mit $E = 200 \text{ V/m}$ an Leitung 2 dargestellt, an der der wellenwiderstandsrichtig terminierte Knoten 2 angeschlossen ist (vgl. Abbildung 7.1). Die CM-Spannungen an den beiden Teilnehmern 1 und 2 sind in einem ähnlichen Wertebereich und sind maximal für E_z und H_x . Die Spannungen an den hochohmigen Knoten 3 und 4 sind aufgrund der Symmetrie identisch, weshalb nur ein Plot dargestellt ist. Die Spannung ist für die betrachteten Orientierungen der ebenen Welle an den hochohmigen Teilnehmern am größten. Die Störeinkopplung an Leitung 3 wird ebenfalls simuliert und ist in der unteren Zeile von Abbildung 7.2 dargestellt. Die CM-Spannung an den beiden niederohmigen Knoten ist identisch und deutlich geringer als an den hochohmigen Teilnehmern. Die Spektren der CM-Spannungen an den beiden hochohmigen Teilnehmern 3 und 4 unterscheiden sich deutlich für die untersuchten Orientierungen der ebenen Welle. Eine ebene Welle mit E_z und H_x zeigt an beiden Positionen der Einkopplung (Leitung 2 und 3) maximale Amplituden an einem hochohmigen Teilnehmer (Knoten 3) und wird daher für die Worst-Case-Abschätzungen in den folgenden Untersuchungen verwendet.

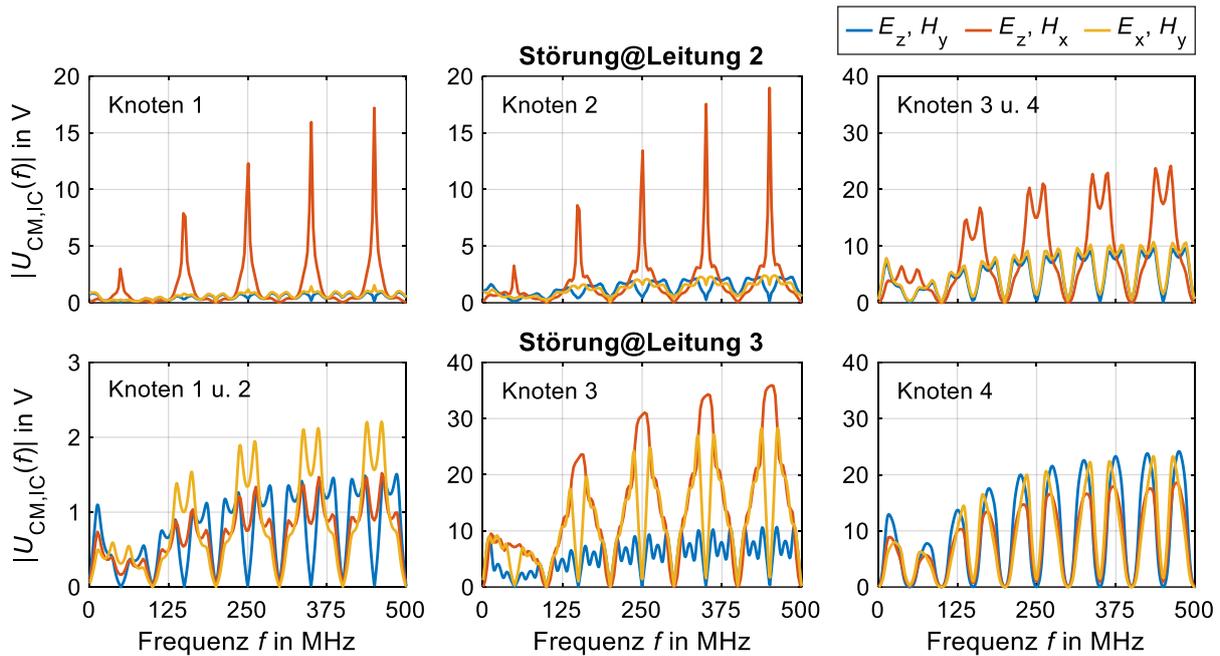


Abbildung 7.2: Simulationsergebnisse für die Einkopplung verschiedener Orientierungen der ebenen Welle in eine Leitung einer Sterntopologie mit 4 Teilnehmern ($l = 3 \text{ m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$ und $E = 200 \text{ V/m}$)

Die Frequenzen mit maximalen Amplituden sind maßgeblich von den verwendeten Leitungslängen im Netzwerk abhängig. Wie Simulationen gezeigt haben, wird die maximale Spannungsamplitude am IC bei den analysierten Orientierungen der ebenen Welle jedoch durch die Variation der Leitungslänge von 2 m bis 4 m nicht verändert. Ein wichtiger Parameter einer Topologie ist die Anzahl der Teilnehmer m , der ebenfalls mit Simulationen untersucht wird. Es werden dazu verschiedene Topologien im Frequenzbereich (bis 500 MHz) simuliert und der Betrag der maximalen Amplitude der CM-Spannungen an allen Teilnehmern bestimmt. Im linken Teil von Abbildung 7.3 sind die Ergebnisse für die Einkopplung mit $E = 200 \text{ V/m}$ in Leitung 2 (vgl. Abbildung 7.1) dargestellt. Die maximale Spannung an den hochohmigen Knoten 3 bis m sinkt mit zunehmender Anzahl an Teilnehmern. Die Symmetrie führt dazu, dass sich die Störspannung an den hochohmigen Teilnehmern aufteilt. Im rechten Teil von Abbildung 7.3 sind die Ergebnisse für die Störeinkopplung in Leitung 3 dargestellt. Die Spannung ist maximal an dem Teilnehmer, an dem die ebene Welle eingekoppelt wird (Knoten 3). Als Kriterium für eine kritische CM-Spannung wird ein Wert von 50 V angenommen (vgl. Tabelle 5.2). Dieser Wert wird bei einer Einkopplung mit $E = 200 \text{ V/m}$ in eine einzelne Leitung des Netzwerks nicht erreicht. Es sind jedoch für die verschiedenen Topologien deutliche Unterschiede in den Amplituden zu erkennen und die Simulation ermöglicht eine Quantifizierung der Störfestigkeit der Netzwerke.

Es zeigt sich, dass bei symmetrischen Topologien eine größere Anzahl der Knoten die Störfestigkeit erhöht, wenn die Störung an einem niederohmigen Teilnehmer auftritt. Die Störung an einem hochohmigen Teilnehmer ist speziell für diesen kritisch. Die Störfestigkeit ist damit maßgeblich von dem Ort der Einkopplung und der Terminierung (R_T) der Teilnehmer abhängig.

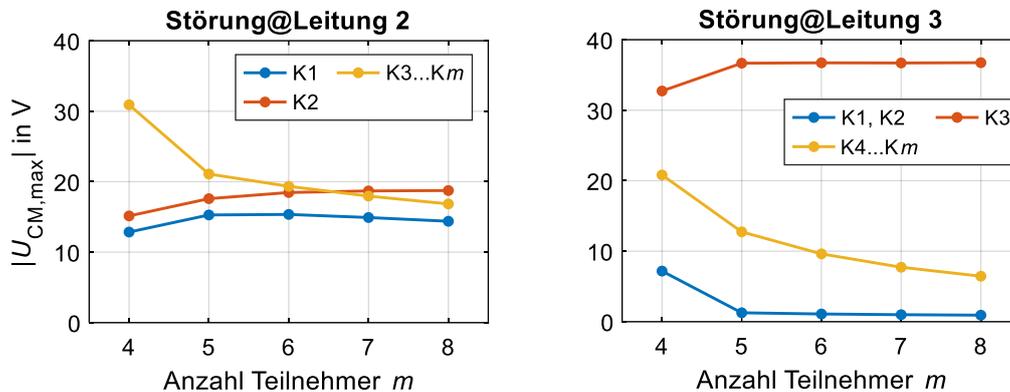


Abbildung 7.3: Simulationsergebnisse der maximalen CM-Spannungen in einer symmetrischen Sterntopologie in Abhängigkeit von der Anzahl der Teilnehmer bei der Einkopplung einer ebenen Welle in eine Leitung ($l = 3 \text{ m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$ und $E = 200 \text{ V/m}$)

In realen Anwendungen sind asymmetrische Netzwerktopologien eher typisch, da die Kommunikationsleitungen entsprechend der Abmessungen im Fahrzeug gewählt werden müssen. Die unterschiedlichen Leitungslängen haben Einfluss auf das Verhalten des Netzwerks gegenüber Störgrößen. Dies wird anhand einer asymmetrischen Sterntopologie untersucht. In der Simulation wird in einem Netzwerk aus 4 Teilnehmern die Länge einer Leitung variiert, während alle anderen Leitungen eine Länge von 4 m besitzen. Die Benennung von Teilnehmern und Leitungen sowie die Werte der Terminierungswiderstände R_T der Kommunikationsknoten sind dem linken Teil von Abbildung 7.4 zu entnehmen. Analog zu den Untersuchungen des symmetrischen Netzwerks wird eine Ausbreitungsrichtung der ebenen Welle mit E_z und H_x verwendet (Koordinatensystem entsprechend Abbildung 6.13 (rechts)). Mithilfe der Simulationen wird die Feldstärke E_{krit} bestimmt, die zu einer CM-Spannung von 50 V (Kriterium aus Kapitel 5.2.3) an einem der Bustransceiver im Netzwerk führt. Es wird dazu mittels Simulation die CM-Spannung an allen Teilnehmern im Netzwerk in einem Frequenzbereich bis 500 MHz ausgewertet. Die Längen der Leitungen 1 (l_1) und 4 (l_4) werden variiert, die unterschiedlich terminierte Kommunikationsknoten mit dem Sternpunkt verbinden (vgl. Abbildung 7.4). Im Fall der Einkopplung einer ebenen Welle in Leitung 2 ergibt sich die größte Störfestigkeit für ein vollständig symmetrisches Netzwerk ($l_1 = l_4 = 4 \text{ m}$). Eine kürzere oder längere Leitung an einem der Teilnehmer führt in beiden Fällen zu einer

deutlichen Reduktion der Störfestigkeit. Es ist zu erkennen, dass sowohl die Variationen von l_1 und l_4 zu einem ähnlichen Verhalten führt. Die Störeinkopplung in Leitung 3 zeigt sowohl bei der Variation von l_1 als auch von l_4 ein von der Asymmetrie unabhängiges Verhalten. Die maximale Störspannung fällt in diesen Konfigurationen am hochohmigen Teilnehmer 3 ab. In allen durchgeführten Simulationen führen ausschließlich Feldstärken größer 250 V/m zu Fehlern in den Kommunikationssystemen. Dies zeigt die hohe Störfestigkeit der Netzwerke.

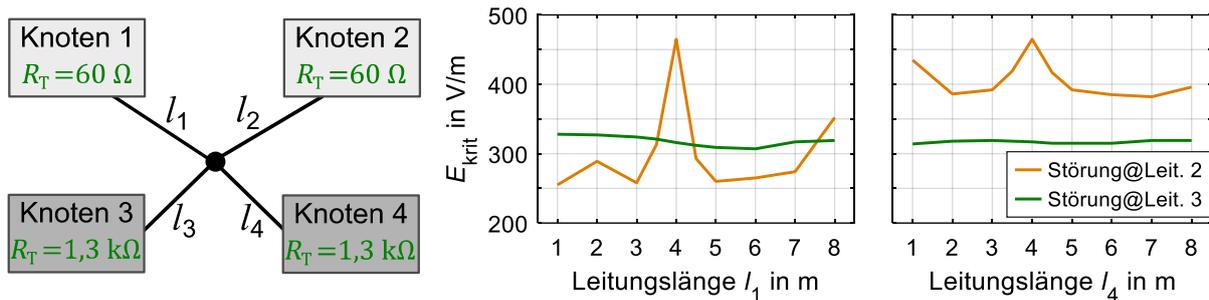


Abbildung 7.4: Untersuchte asymmetrische Sterntopologie (links); Simulationsergebnisse der kritischen elektrischen Feldstärke E_{krit} (rechts)

7.1.2 Einkopplung einer ebenen Welle in mehrere Leitungen

In einem Fahrzeug ist es kaum möglich, dass ein Störfeld ausschließlich in eine einzelne Leitung des Kommunikationsnetzwerks einkoppelt. Die vorgestellte Simulationemethodik ermöglicht auch die Untersuchung von Störfeldern an mehreren Leitungen. Es wird dazu eine exemplarische Konfiguration gewählt, in der Leitungen des Kommunikationsnetzwerks parallel geführt werden. Abschnittsweise parallele Leitungen im Kabelbaum sind durch die eingeschränkten Verlegewege im Fahrzeug nicht auszuschließen. Es wird angenommen, dass durch eine parallele Verlegung der Leitungen die ebene Welle in derselben Orientierung in die Leitungen einkoppelt. Um den Einfluss der Einkopplung in mehrere Leitungen des Kommunikationsnetzwerks zu untersuchen, werden verschiedene Konfigurationen einer Sterntopologie mit 5 Teilnehmern und identischen Leitungen mit einer Länge von 3 m betrachtet. In den analysierten Konfigurationen wird die Position der Anregung variiert, wie in Tabelle 7.1 angegeben. In Konfiguration I bis III werden zwei Leitungen angeregt. Eine Anregung von drei Leitungen wird mit den Konfigurationen IV und V untersucht. Es wird als Anregung, wie in den vorherigen Untersuchungen, eine ebene Welle mit einem E -Feld in z -Richtung und H -Feld in x -Richtung (Koordinatensystem entsprechend Abbildung 6.13 (rechts)) angenommen. Eine Verkopplung der Leitungen untereinander wird in dieser Untersuchung nicht berücksichtigt.

Tabelle 7.1: Übersicht der Konfigurationen zur Untersuchung der Auswirkungen der Einkopplung einer ebenen Welle in mehrere Leitungen einer Sterntopologie ($l = 3 \text{ m}$)

Konfiguration	Positionen der Einkopplung einer ebenen Welle				
	Leitung 1	Leitung 2	Leitung 3	Leitung 4	Leitung 5
I	x	x			
II		x	x		
III			x	x	
IV		x	x	x	
V	x	x	x		

Die simulierten Spektren der CM-Spannungen an den Knoten 1 bis 5 sind für die 5 Konfigurationen aus Tabelle 7.1 in Abbildung 7.5 dargestellt. Die Einkopplung der ebenen Welle erfolgt mit $E = 200 \text{ V/m}$.

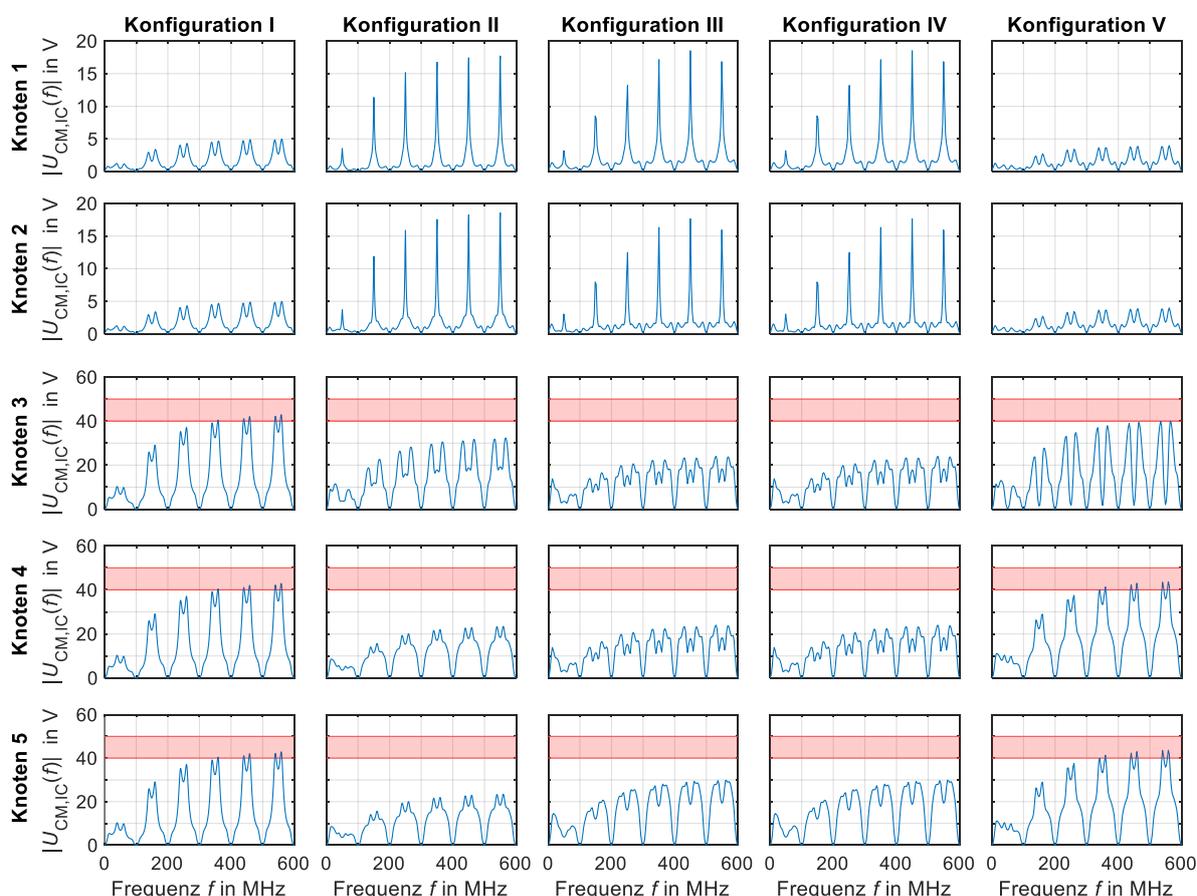


Abbildung 7.5: Simulationsergebnisse der Einkopplung einer ebenen Welle in mehrere Leitungen einer symmetrischen Sterntopologie ($l = 3 \text{ m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$ und $E = 200 \text{ V/m}$) mit 5 Teilnehmern (Konfigurationen vgl. Tabelle 7.1)

In den Ergebnissen der Konfiguration I zeigt sich, dass sich besonders große Amplituden an den hochohmigen Teilnehmern ergeben. Wie in Kapitel 5.2.3 beschrieben, liegen die maximal zulässigen CM-Spannungen abhängig vom betrachteten Transceiver-Typ im Bereich zwischen 40 V und 50 V. Dieser Bereich ist in der Abbildung rot markiert. Die Ergebnisse zeigen, dass in Konfiguration I an den hochohmigen Teilnehmern

ein kritischer Wert von 40 V für einzelne Frequenzen überschritten wird. Die Konfigurationen IV und V beschreiben die Anregung von drei Leitungen des Netzwerks. Auch in Konfiguration V können die Spannungsamplituden an den hochohmigen Teilnehmern Amplituden im kritischen Bereich annehmen. Allen Konfigurationen ist gemein, dass die Spannungen an den wellenwiderstandsrichtig terminierten Teilnehmern (1 und 2) deutlich geringer sind, als an den hochohmigen Teilnehmern (3 bis 5). Die Anregung an beiden wellenwiderstandsrichtigen Teilnehmern führt zu einer Überhöhung der Amplituden an den Teilnehmern 3 bis 5 und somit kann für die Konfigurationen I und V eine erhöhte Störempfindlichkeit ermittelt werden.

In einer weiterführenden Untersuchung wird der Einfluss der Teilnehmeranzahl m bei der Einkopplung in mehrere Leitungen einer symmetrischen Sterntopologie ($l = 3$ m) analysiert. Es wird eine ebene Welle ($E = 200$ V/m) in zwei Leitungen (Konfiguration I und II) eingekoppelt. Die maximalen Amplituden an den verschiedenen Transceiver-ICs werden in einem Frequenzbereich bis 600 MHz ausgewertet. Die Ergebnisse sind in Abbildung 7.6 dargestellt. Die maximalen CM-Spannungen für eine Anregung von Leitung 1 und 2 (Konfiguration I) sind jeweils an den hochohmigen Knoten 3 bis m und den wellenwiderstandsrichtig terminierten Teilnehmern 1 und 2 identisch. Die Spannungen an den hochohmigen Teilnehmern sind deutlich höher und auch hier ist zu erkennen, dass die maximalen Spannungen mit zunehmender Anzahl an Teilnehmern abnehmen (vgl. Abbildung 7.3). In einem Netzwerk mit 4 Teilnehmern wird der Wert von 50 V erreicht. Eine Anregung an den Leitungen 2 und 3 (Abbildung 7.6 (Mitte)) zeigt vor allem eine erhöhte Spannung an Knoten 3. Es werden jedoch in diesen Konfigurationen keine kritischen Amplituden erreicht. Das zeigt die deutlichen Unterschiede der Störfestigkeit in Abhängigkeit des Orts der Einkopplung.

In den vorangegangenen Untersuchungen wird für alle hochohmigen Teilnehmer ein Wert von $R_T = 1,3$ k Ω angenommen. Da es keine eindeutige Spezifikation für die Terminierung der hochohmigen Teilnehmer in einem CAN FD-Netzwerk gibt, und die Impedanzverhältnisse im Netzwerk einen großen Einfluss auf die Störeinkopplung haben, wird dies in einer weiteren Untersuchung analysiert. Es wird dazu ebenfalls eine Topologie mit 5 Teilnehmern und Leitungslängen von 3 m verwendet, sowie eine Einkopplung an Leitung 2 und 3 ($E = 200$ V/m). Die Ergebnisse sind im rechten Teil von Abbildung 7.6 dargestellt. Die Erhöhung der Terminierungswiderstände bedeutet eine Vergrößerung des Spannungsabfalls an den hochohmigen Teilnehmern und vergrößert damit das Störpotential.

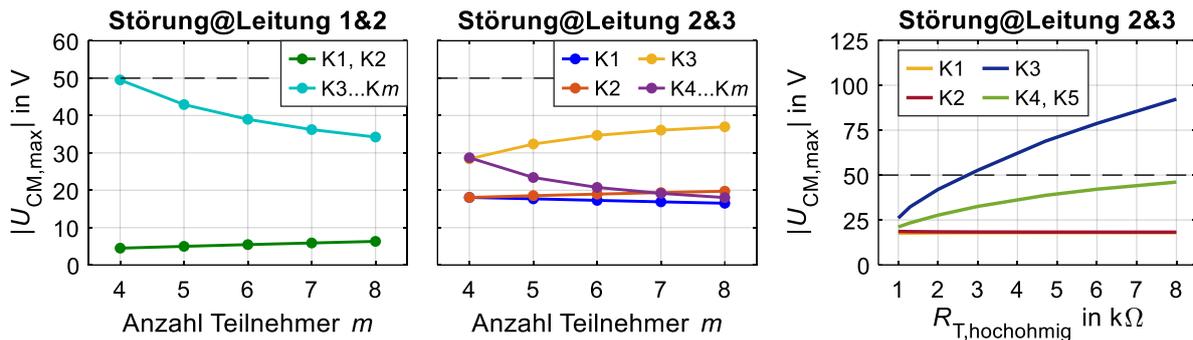


Abbildung 7.6: Simulationsergebnisse bei der Störeinkopplung an zwei Leitungen einer Sterntopologie mit 5 Teilnehmern ($l = 3 \text{ m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$ und $E = 200 \text{ V/m}$) bei Variation der Anzahl der Teilnehmer (Mitte und links) und Variation der hochohmigen Terminierung (rechts)

Im Worst Case führt eine Feldeinkopplung an verschiedenen Positionen im Netzwerk zu einer Erhöhung der Spannungen an den Transceivern, die in Abhängigkeit von Konfigurationen und Leitungslängen (vgl. Abbildung 7.5) für einzelne Frequenzen kritische Werte annehmen können. Sind die Störfelder an verschiedenen Stellen im Fahrzeug bekannt, können die Anregungen der Leitungen im simulierten Netzwerk entsprechend gewählt werden. Mit dem eingeführten Simulationssetup können dann die Spannungen an den verschiedenen Transceivern simulativ ermittelt und die Störfestigkeit für konkrete Anwendungsfälle quantifiziert werden.

7.1.3 Leitungskopplung

Die symmetrische Sterntopologie wird auch hinsichtlich der Immunität gegenüber Leitungskopplung untersucht. Im Gegensatz zur Analyse der Einkopplung einer ebenen Welle erfolgt hier die Untersuchung im Zeitbereich. Die Störeinkopplung erfolgt entsprechend der im rechten Teil von Abbildung 7.8 dargestellten Konfiguration in Anlehnung an die Analyse einer Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke. Im Störkreis liegt eine periodische trapezförmige Spannung $u_Q(t)$ mit maximaler Amplitude U_S , einer Anstiegszeit t_r von 3 ns und einer Wiederholfrequenz von 50 kHz vor. Die Last in diesem Kreis ist ohmsch mit einem Wert von $R_L = 0,5 \Omega$. Die Koppelstrecke l_c hat eine Länge von 1 m und der Abstand zwischen der TWP und der einfachen Leitung d_w beträgt 1,5 mm (Leiterkonfiguration siehe Abbildung 6.8).

Exemplarische Simulationsergebnisse der CM-Spannung am IC $u_{CM,IC}(t)$ für ein Netzwerk mit 4 Teilnehmern, die alle über eine Leitung der Länge 3 m mit dem Sternpunkt verbunden sind, sind in Abbildung 7.7 dargestellt. Die obere Zeile zeigt die Ergebnisse für eine Einkopplung in Leitung 2 ($U_S = 48 \text{ V}$), an der ein wellenwiderstandsrichtig ter-

minierter Teilnehmer angeschlossen ist. Die Spannungen an Knoten 2, 3 und 4 erreichen eine maximale Amplitude von ca. 25 V. Die Spannung an Knoten 1 erreicht eine leicht geringere Amplitude. In der unteren Zeile von Abbildung 7.7 sind die Ergebnisse für eine Störeinkopplung in Leitung 3 dargestellt. Es sind deutliche Unterschiede in den Spannungsverläufen zu erkennen. Die Spannungen an den beiden wellenwiderstandsrichtig terminierten Teilnehmern 1 und 2 sind identisch. Die CM-Spannung an Knoten 3 ist deutlich höher als an den anderen Kommunikationsknoten des Netzwerks. Für beide Orte der Einkopplung ergibt sich die maximale Spannung an dem Teilnehmer, an dem auch die Störeinkopplung erfolgt.

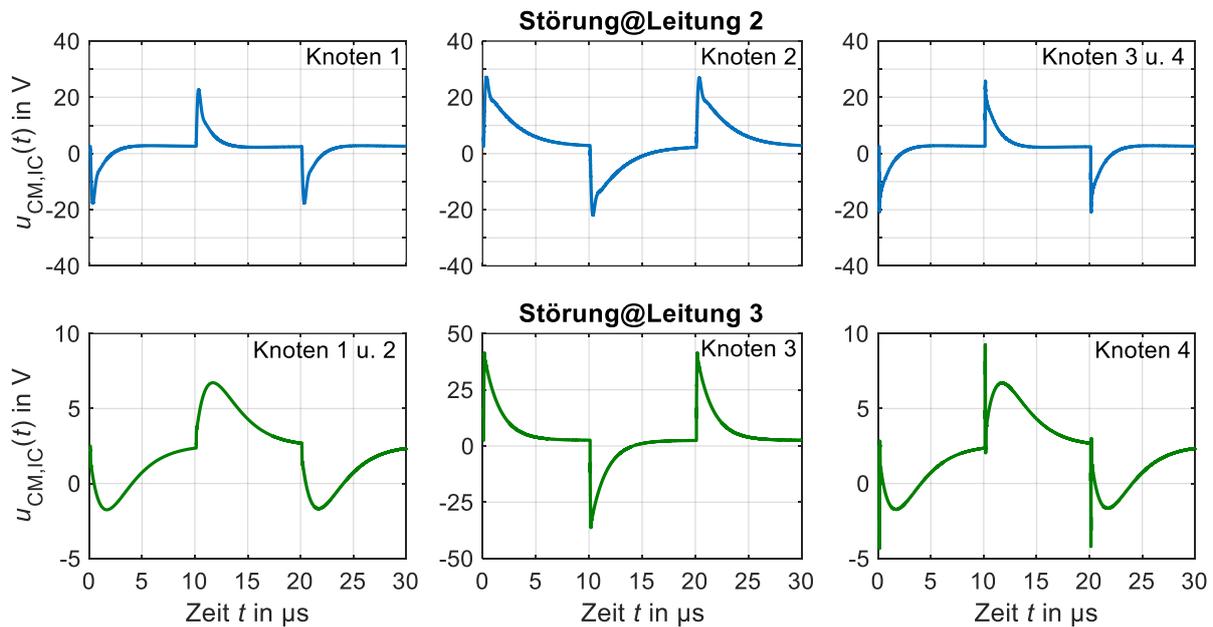


Abbildung 7.7: Simulationsergebnisse der Leitungskopplung in einer Sterntopologie ($l = 3$ m, $U_S = 48$ V, $t_r = 3$ ns, $d_W = 1,5$ mm, $l_c = 1$ m, $f_P = 500$ kHz, $h_g = 50$ mm) an Leitung 2 (obere Zeile) und Leitung 3 (untere Zeile)

Mit einer simulativen Untersuchung kann die kritische Amplitude $U_{S,krit}$ der Spannungsquelle $u_Q(t)$ ermittelt werden, die das Kriterium für eine CM-Spannung von 50 V an einem der Teilnehmer im Netzwerk erfüllt. Die Ergebnisse für zwei verschiedene Orte der Einkopplung und eine unterschiedliche Anzahl von Teilnehmern m sind im linken Teil von Abbildung 7.8 dargestellt. Die Parameter der Koppelstrecke werden nicht verändert. Wird die Störung in die Leitung eines hochohmigen Teilnehmers (hier Knoten 3) eingekoppelt, liegt die kritische Amplitude $U_{S,krit}$ unabhängig von der Anzahl der Teilnehmer bei ca. 60 V. Die Störeinkopplung an Leitung 2 führt zu einer höheren Störfestigkeit des Netzwerks. Diese Unterschiede für die Positionen der Einkopplung sind auch in den zuvor gezeigten Ergebnissen (Abbildung 7.7) der Zeitbereichssignale zu erkennen. Die Störfestigkeit nimmt mit zunehmender Anzahl von Teilnehmern ab.

Alle kritischen Spannungspegel befinden sich unterhalb eines Wertes von 100 V, was zeigt, dass Leitungskopplung in einem Hochvoltssystem zu deutlichen Problemen der Störfestigkeit führen kann.

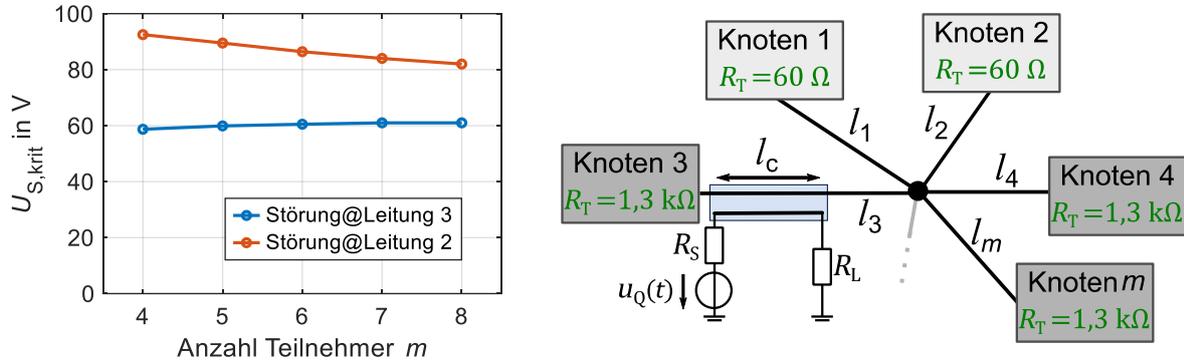


Abbildung 7.8: Simulationsergebnisse für kritische Spannungen $U_{S,krit}$ ($l = 3 \text{ m}$, $t_r = 3 \text{ ns}$, $d_w = 1,5 \text{ mm}$, $l_c = 1 \text{ m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$) (links) und untersuchte Sterntopologie (rechts)

7.2 Analyse von Linientopologien

Neben der Sterntopologie ist eine Linientopologie eine häufige Realisierung eines CAN FD-Netzwerks. Die Benennung der Leitungen und die Nummerierung der Teilnehmer sind in Abbildung 7.9 für ein Netzwerk mit 5 Kommunikationsteilnehmern dargestellt. Die Teilnehmer 1 und 2 werden wellenwiderstandsrichtig mit 120Ω terminiert. Die hochohmigen Knoten werden mit Stichleitungen (l_3, l_4 und l_5) mit derselben Länge von 25 cm angeschlossen. Dieses Netzwerk wird im Folgenden mit Zeit- und Frequenzbereichssimulationen untersucht.

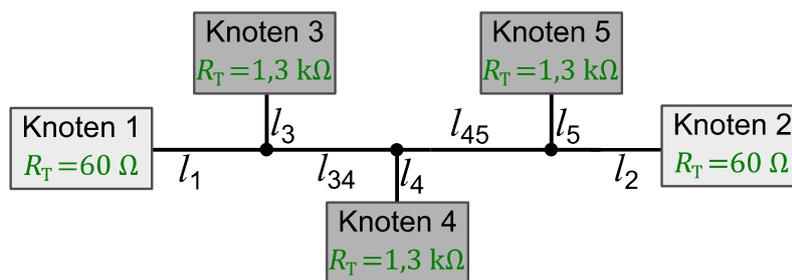


Abbildung 7.9: Untersuchte Linientopologie

7.2.1 Einkopplung einer ebenen Welle in eine Leitung

Es wird zunächst die Einkopplung einer ebenen Welle in eine der Leitungen des Netzwerks untersucht. Die verschiedenen Orte der Einkopplung werden mit den Konfigurationen I bis IV entsprechend Tabelle 7.2 beschrieben. Durch die Wahl der Leitungslängen in der Konfiguration müssen nur vier Simulationen durchgeführt

werden, um das System vollständig zu analysieren. Die Leitungslängen können ebenfalls Tabelle 7.2 entnommen werden. Es soll in einer ersten Untersuchung eine Übersicht über die entstehenden Störspannungen in Abhängigkeit der Position der Einkopplung erstellt werden. In der Simulation wird die Einkopplung einer ebenen Welle mit $E = 200 \text{ V/m}$ und einer Orientierung von E_z und H_x verwendet (Koordinatensystem entsprechend Abbildung 6.13 (rechts)).

Tabelle 7.2: Übersicht der Konfigurationen zur Untersuchung der Auswirkungen der Einkopplung einer ebenen Welle in eine Leitung einer Linientopologie

Konfiguration	Position der Einkopplung						
	Leitung 1 $l_1 = 2 \text{ m}$	Leitung 2 $l_2 = 2 \text{ m}$	Leitung 3 $l_3 = 25 \text{ cm}$	Leitung 4 $l_4 = 25 \text{ cm}$	Leitung 5 $l_5 = 25 \text{ cm}$	Leitung zw. K3 u. K4 $l_{34} = 2 \text{ m}$	Leitung zw. K4 u. K5 $l_{45} = 2 \text{ m}$
I	x						
II						x	
III			x				
IV				x			

Die Simulationsergebnisse der CM-Spannungen in Abhängigkeit der Frequenz an allen 5 Kommunikationsknoten sind in Abbildung 7.10 dargestellt. Aufgrund der Topologie unterscheiden sich die Störspannungen an allen Teilnehmern im Netzwerk. In Konfiguration I wird Leitung 1 mit einer ebenen Welle angeregt und die maximale Amplitude der CM-Spannung fällt an Knoten 3 ab. In allen Spektren treten Frequenzen auf, für die die Amplitude besonders hoch ist und die von der Länge der Leitungen abhängen. In Konfiguration II wird eine ebene Welle in eine Leitung eingekoppelt, die nicht direkt an einem Kommunikationsteilnehmer angeschlossen ist. Die Unterschiede zwischen Konfiguration I und II sind gering, jedoch wird an Knoten 3 eine kleinere Spannungsamplitude erreicht. In den Konfigurationen III und IV koppelt die ebene Welle in eine der Stichleitungen ein. Die Störampplitude ist an dem Teilnehmer maximal, der mit der angeregten Stichleitung verbunden ist. An allen anderen Teilnehmern ist die auftretende Störampplitude deutlich geringer. In keiner der betrachteten Konfigurationen wird eine Spannung über 40 V erreicht, jedoch ist auch in dieser Topologie zu erkennen, dass die CM-Störspannung an den hochohmigen Teilnehmern erhöht ist und damit ein höheres Störpotential vorliegt.

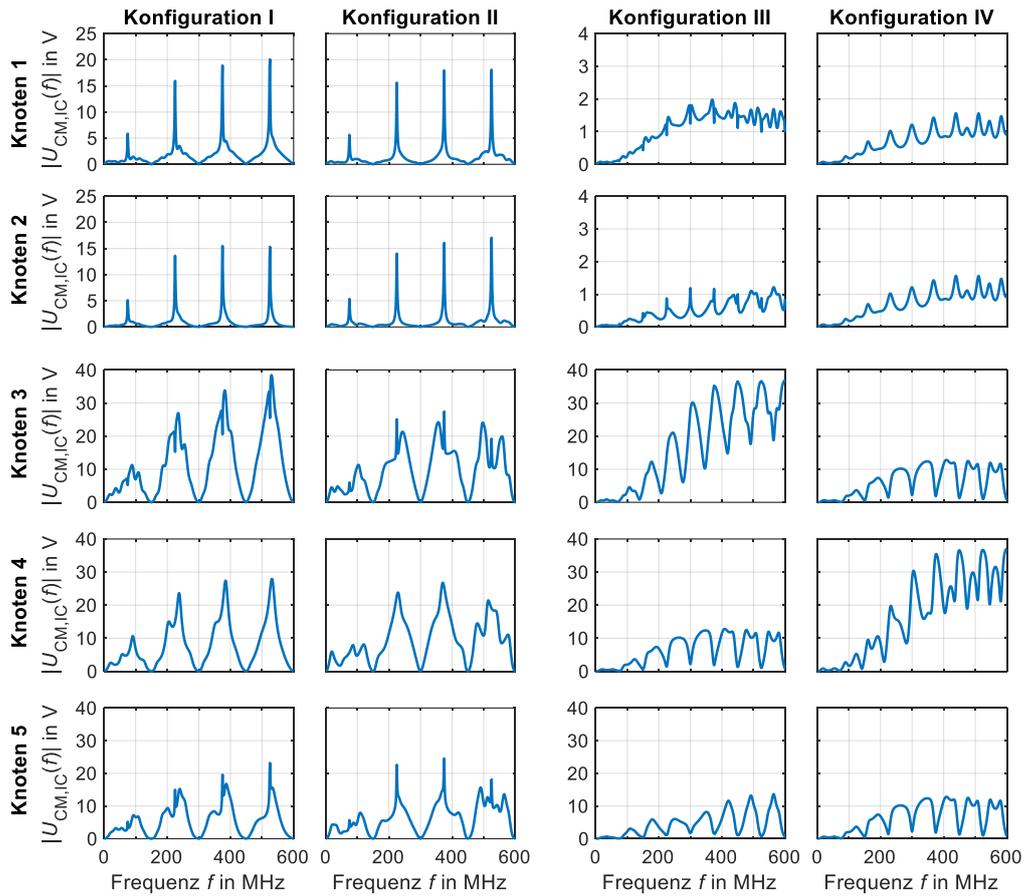


Abbildung 7.10: Simulationsergebnisse der Störeinkopplung einer ebenen Welle in eine Leitung einer Linientopologie ($h_g = 50 \text{ mm}$, $E = 200 \text{ V/m}$) mit 5 Teilnehmern (Leitungslängen und Konfigurationen vgl. Tabelle 7.2)

7.2.2 Leitungskopplung

Es werden ebenfalls die Auswirkungen von Leitungskopplungen in einer Linientopologie betrachtet. Wie in den zuvor gezeigten Analysen an einer Sterntopologie wird eine Leitungskopplung zwischen einer Leitung des Bussystems und einer störenden Leitung analysiert. Die Topologie und die Leitungskopplung sind in Abbildung 7.11 dargestellt.

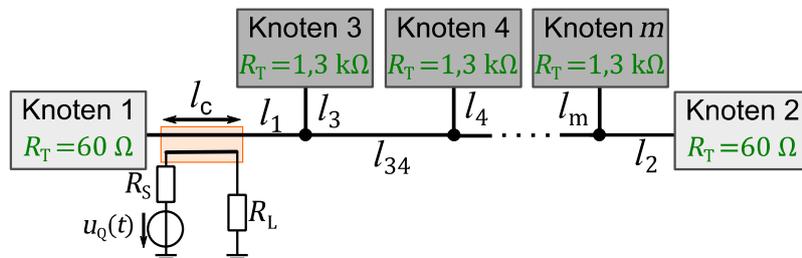


Abbildung 7.11: Leitungskopplung in einer Linientopologie

Es wird zunächst eine Topologie mit 5 Teilnehmern analysiert. In dem untersuchten Netzwerk wird für l_1, l_2, l_{34} und l_{45} eine identische Länge verwendet und diese wird im

Folgenden mit l_L bezeichnet und beträgt 2 m. Alle Stichleitungen haben eine Länge von 25 cm. Die Parameter der Koppelstrecke sind $l_c = 1$ m, $h_g = 50$ mm, $d_W = 1,5$ mm und $R_L = 0,5 \Omega$. Für die trapezförmige Pulsquelle $u_Q(t)$ wird $U_S = 48$ V, $t_r = 3$ ns und $f_p = 500$ kHz angenommen.

In Abbildung 7.12 sind die Spannungen $u_{CM,IC}(t)$ an allen Knoten einer Linientopologie mit 5 Teilnehmern dargestellt, die mit Zeitbereichssimulationen ermittelt wurden. In der oberen Zeile erfolgt eine Leitungskopplung mit Leitung 1 entsprechend der Konfiguration I (vgl. Tabelle 7.2). Die Spannung ist an Knoten 1 maximal. Der Störspannungspuls läuft durch das Netzwerk und die Spannung teilt sich an den verschiedenen Kommunikationsknoten auf. In der unteren Zeile sind die Ergebnisse für eine Leitungskopplung mit Leitung l_{34} dargestellt. Auch bei dieser Konfiguration ist die Spannung am Teilnehmer 1 maximal, jedoch unterscheiden sich die Spannungsverläufe an den Teilnehmern für die verschiedenen Konfigurationen.

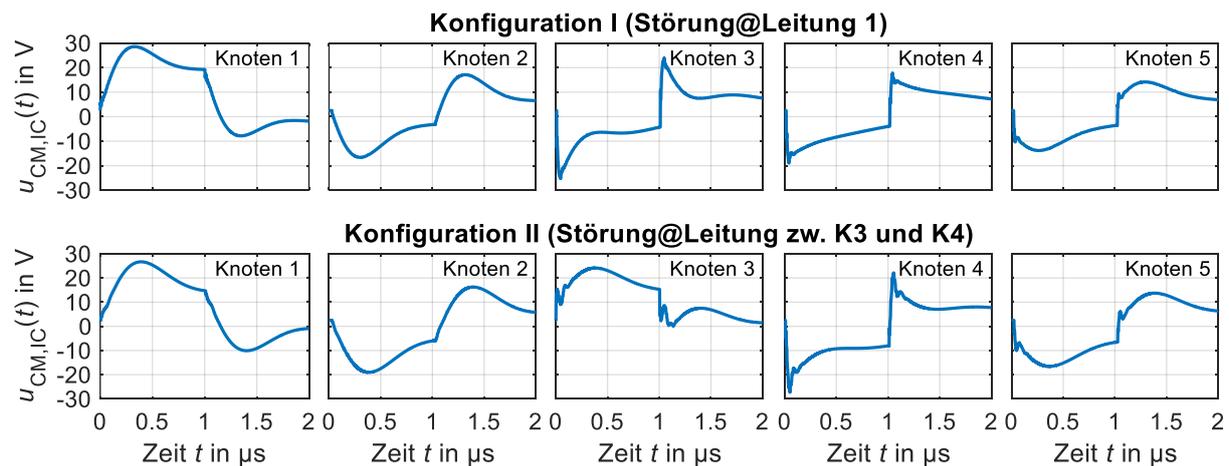


Abbildung 7.12: Simulationsergebnisse der Leitungskopplung ($U_S = 48$ V, $t_r = 3$ ns, $d_W = 1,5$ mm, $l_c = 1$ m, $l_L = 2$ m, $R_L = 0,5 \Omega$, $h_g = 50$ mm) für Konfiguration I und II (vgl. Tabelle 7.2)

Um die Störfestigkeit zu quantifizieren, werden in Parameterstudien die Auswirkungen der Anzahl der Teilnehmer und der Leitungslängen zwischen den Teilnehmern untersucht. Werden Teilnehmer im Netzwerk hinzugefügt, erfolgt dies über Stichleitungen und die Leitungslänge zwischen den Teilnehmern bleibt konstant mit l_L . Es wird analog zu den Untersuchungen von Sterntopologien die Spannungsamplitude $U_{S,krit}$ ermittelt, die zu einer CM-Spannungsamplitude von 50 V an einem der Transceiver führt. In den Untersuchungen werden zwei Konfigurationen entsprechend Tabelle 7.2 analysiert. In Konfiguration I wird an Leitung 1 (l_1) und in Konfiguration II an der Leitung zwischen Teilnehmer 3 und 4 (l_{34}) durch eine Leitungskopplung eine Störspannung eingekoppelt. Die Topologie und die Einkopplung entsprechend Konfiguration I ist in Abbildung

7.11 schematisch dargestellt. Die Simulationsergebnisse der beiden Konfigurationen können für eine unterschiedliche Anzahl von Teilnehmern m Abbildung 7.13 entnommen werden. Die Simulationen werden für zwei verschiedene Leitungslängen l_L durchgeführt. Bei der Variation der Länge l_L wird jedoch die Länge der Koppelstrecke l_c nicht verändert. Die Störfestigkeit beider Konfigurationen nimmt mit zunehmender Anzahl der Teilnehmer ab. Die Vergrößerung der Leitungslänge l_L senkt die Amplitude $U_{S,krit}$, die zu Störungen im Netzwerk führen kann. Der Vergleich der Konfigurationen zeigt, dass der Ort der Einkopplung zu verschiedenen Störschwellen führt. Die Störfestigkeit steigt deutlich an, wenn die Einkopplung an einer Leitung erfolgt, die nicht direkt mit einem Kommunikationsteilnehmer verbunden ist.

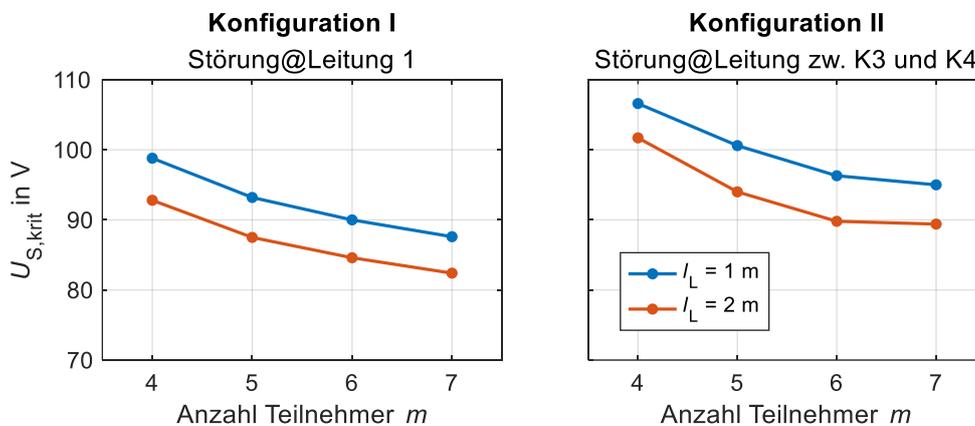


Abbildung 7.13: Simulationsergebnisse für die kritische Amplitude $U_{S,krit}$ für die Variation der Anzahl der Teilnehmer und der Leitungslänge l_L ($t_r = 3$ ns, $d_w = 1,5$ mm, $l_c = 1$ m, $R_L = 0,5$ Ω , $h_g = 50$ mm)

7.3 Vergleich der Störfestigkeit verschiedener Netzwerktopologien

In den vorherigen Kapiteln werden verschiedene Topologien analysiert und Parameterstudien durchgeführt. In diesem Kapitel soll anhand einer festgelegten Teilnehmeranzahl ein direkter Vergleich der Störfestigkeit von zwei Topologien gezeigt werden. Es werden dazu eine Linientopologie und eine Sterntopologie mit vier Teilnehmern analysiert, die in Abbildung 7.14 dargestellt sind. Die Benennung der Leitungslängen erfolgt für die Linientopologie mit l_{Ln} zwischen Knoten n und dem Hauptstrang bzw. l_{Lnq} für die Leitung zwischen den Knoten n und q (Abbildung 7.14 (links)). Die hochohmigen Teilnehmer 3 und 4 werden in der Linientopologie ohne Stichleitungen mit dem Netzwerk verbunden. In der Sterntopologie werden die Leitungslängen mit l_{Sn} bezeichnet. Dabei verbindet die n -te Leitung den Knoten n mit dem Sternpunkt. Alle verwendeten Leitungen in den beiden Topologien besitzen eine Länge von 2 m. Aufgrund der Topologie ist die Gesamtlänge der Leitungen in einer Sterntopologie größer.

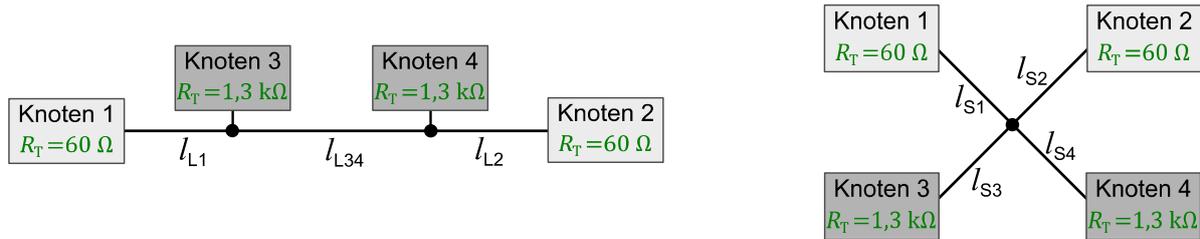


Abbildung 7.14: Linien- und Sterntopologie mit vier Teilnehmern

Es werden zunächst die Spektren der CM-Spannung bei der Einkopplung einer ebenen Welle in eine Leitung der untersuchten Topologien betrachtet. Es wird als Position der Einkopplung die Leitung 1 (l_{L1} bzw. l_{S1}) gewählt, die in den jeweiligen Topologien den wellenwiderstandsrichtig terminierten Teilnehmer 1 mit dem Netzwerk verbindet (vgl. Abbildung 7.14). Es wird eine elektrische Feldstärke von 200 V/m verwendet. Die Ergebnisse sind in Abbildung 7.15 für alle Knoten im Netzwerk dargestellt. Es zeigt sich auch hier, dass sich die Spektren in einer Linientopologie an allen Teilnehmern unterscheiden und an dem hochohmigen Teilnehmer, der der Störeinkopplung am nächsten ist (Knoten 3), ist die erreichte CM-Spannung am größten. In der Sterntopologie sind die erreichten maximalen Spannungen geringer und die Spannungen an allen hochohmigen Teilnehmern sind identisch.

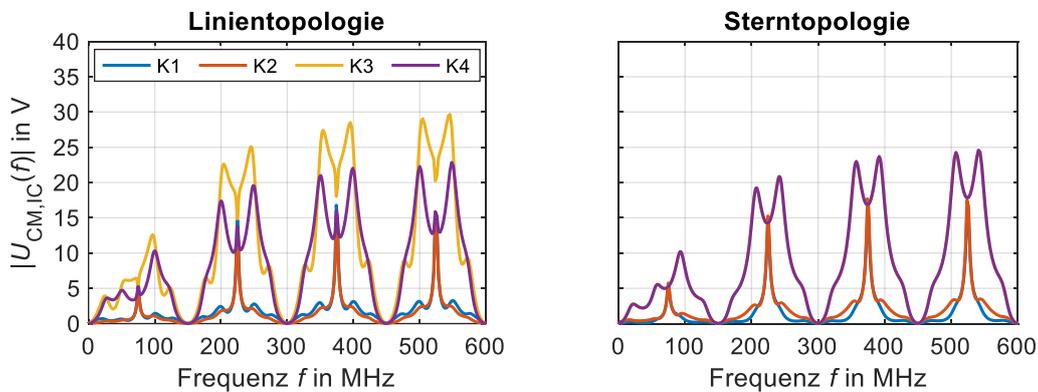


Abbildung 7.15: Simulationsergebnisse für die CM-Spannung bei der Einkopplung einer ebenen Welle (Orientierung E_z, H_x) in Leitung 1 (l_{L1} bzw. l_{S1} , $h_g = 50$ mm) mit $E = 200$ V/m

Des Weiteren wird für die beiden Topologien die Leitungskopplung mit einer Leitung des Netzwerks untersucht. Es wird eine Koppelstrecke analog zu Abbildung 7.8 bzw. Abbildung 7.11 betrachtet. Die Parameter der Koppelstrecke sind die Länge von $l_c = 1$ m, ein Abstand der Leitungen von $d_w = 1,5$ mm und eine Höhe über der Maschenfläche von $h_g = 50$ mm. Die Kopplung erfolgt für beide Topologien mit Leitung 1 (l_{L1} bzw. l_{S1}). Die Quelle $u_Q(t)$ generiert eine trapezförmige Pulsfolge mit der Anstiegszeit 3 ns ($f_p = 500$ kHz). Der Störkreis ist mit einem ohmschen Widerstand $R_L = 0,5 \Omega$

terminiert. Im linken Teil von Abbildung 7.16 sind exemplarische Zeitbereichsergebnisse der CM-Spannung $u_{CM,IC}(t)$ für alle Teilnehmer ($U_S = 100 \text{ V}$) dargestellt. In beiden Topologien werden die maximalen Spannungsamplituden an Teilnehmer 1 erreicht, der am Nahende der Koppelstrecke angeschlossen ist. Die Spannungsverläufe am Knoten der Einkopplung unterscheiden sich nur geringfügig für die beiden Topologien und es wird in beiden Fällen die maximale Amplitude von 50 V überschritten. Für alle weiteren Teilnehmer werden in einer Linientopologie höhere maximale CM-Amplituden erreicht als in der untersuchten Sterntopologie.

Im rechten Teil von Abbildung 7.16 sind die kritischen Spannungsamplituden $U_{S,krit}$ für verschiedene Längen der Koppelstrecke l_c dargestellt, die zu einer CM-Spannung von 50 V an einem der Teilnehmer im Netzwerk führen. Es wird ausschließlich die Koppelstrecke l_c variiert und die Länge von Leitung 1 ist konstant mit 2 m . Die kritischen Störampplituden der Linientopologie liegen unterhalb der Störschwellen der Sterntopologie und die Differenz steigt mit zunehmender Koppellänge l_c an.

Die Zeit- als auch die Frequenzbereichsergebnisse der beiden Topologien zeigen, dass die Sterntopologie eine größere Störfestigkeit im Vergleich zur Linientopologie aufweist. Bei der Auswertung der Zeitbereichsergebnisse wird dies dadurch deutlich, dass die kritischen CM-Spannungsamplituden erst bei größeren Werten von $U_{S,krit}$ erreicht werden.

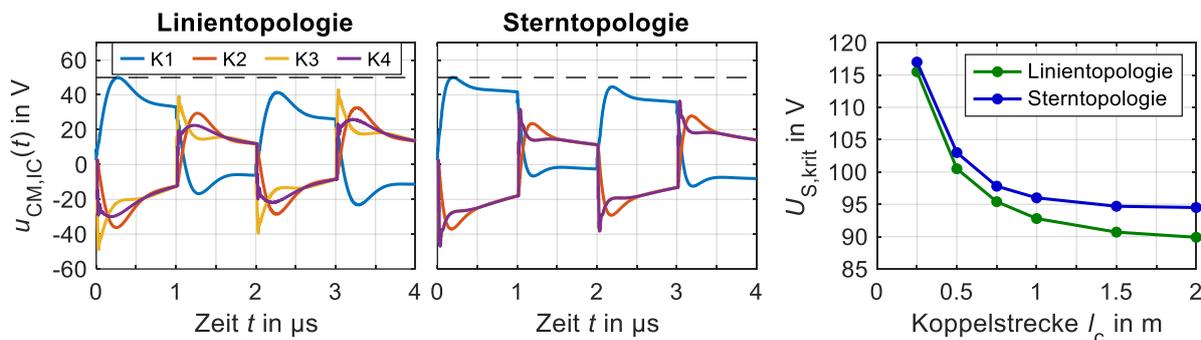


Abbildung 7.16: Simulationsergebnisse einer Leitungskopplung mit Leitung 1 der Linien- und Sterntopologie ($U_S = 100 \text{ V}$, $t_r = 3 \text{ ns}$, $d_W = 1,5 \text{ mm}$, $l_c = 1 \text{ m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$) (links und Mitte) und Vergleich der Simulationsergebnisse für die kritische Amplitude $U_{S,krit}$ (rechts)

7.4 Auswirkungen von Asymmetrien im Terminierungsnetzwerk auf die Störfestigkeit komplexer Bustopologien

Der Einfluss von Asymmetrien in Terminierungsnetzwerken wird bereits in Kapitel 6.4 mit Messungen und Zeitbereichssimulationen für eine Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke gezeigt. In diesem Kapitel werden Asymmetrien in einer Sterntopologie

analysiert und das Störpotential bei der Einkopplung einer ebenen Welle quantifiziert. Die direkte Verbindung aller Teilnehmer in einem CAN/CAN FD-Netzwerk über die CANH- bzw. CANL-Leitungen führt dazu, dass sich auftretende Asymmetrien im gesamten Netzwerk auswirken. Asymmetrien in Terminierungsnetzwerken und Leitungen verschiedener Teilnehmer verstärken den Effekt der Modenkonzersion und aus diesem Grund ist die Analyse in komplexen Netzwerken besonders wichtig.

Es wird hier ein simulationsbasiertes Vorgehen vorgestellt, um eine systematische Analyse des Einflusses von Asymmetrien auf die Störfestigkeit eines Netzwerks durchzuführen. Dieser Ansatz wird hier genutzt, um die Störfestigkeit einer Sterntopologie gegenüber einer Anregung durch eine ebene Welle zu bewerten. Das verwendete Vorgehen ist jedoch nicht auf diese Netzwerkkonfiguration beschränkt, sondern kann auf beliebige Topologien angewendet werden. Der schematische Ablauf der Untersuchungsmethodik ist in Abbildung 7.17 dargestellt.

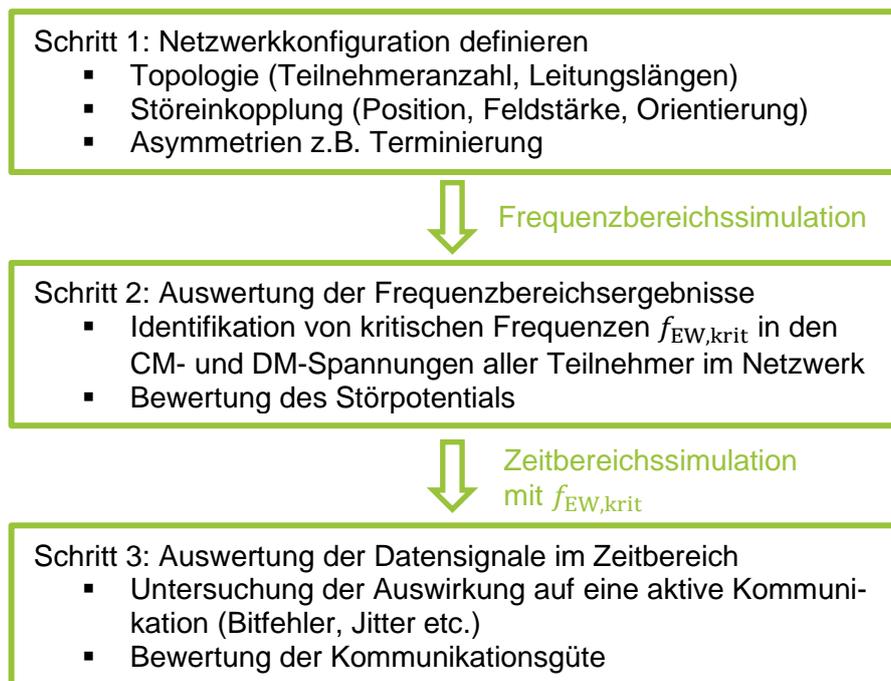


Abbildung 7.17: Vorgehensweise der simulationsbasierten Analyse von Asymmetrien in Bustopologien bei der Störeinkopplung durch eine ebene Welle

Im ersten Schritt werden die untersuchte Bustopologie und die Parameter der Störeinkopplung definiert. Die Netzwerkkonfiguration wird in Schritt 2 mithilfe einer Frequenzbereichssimulation analysiert und die Spektren der DM-Spannungen aller Teilnehmer ausgewertet. Es werden dabei die Frequenzen $f_{EW,krit}$ identifiziert, die zu einer erhöhten Amplitude in der DM-Spannung führen. Die Einkopplung einer ebenen Welle mit diesen Frequenzen kann in einem dritten Schritt mittels einer Zeitbereichsanalyse

weiterführend untersucht werden. Die Betrachtung im Zeitbereich ermöglicht es, potentielle Bitfehler im differentiellen Datensignal zu identifizieren und die Kommunikationsgüte zu quantifizieren. Aufgrund der hohen Anzahl der Einflussparameter und Permutationen für Netzwerktopologien ist eine umfassende Analyse nur mit sehr großem Aufwand möglich. Da die Abweichungen der verwendeten Komponenten und die damit entstehenden Asymmetrien bauteilabhängig sind, können in dem hier gezeigten Beispiel nur grundlegende Zusammenhänge analysiert werden. In den exemplarisch durchgeführten Untersuchungen wird der im rechten Teil von Abbildung 7.18 dargestellte Modellierungsansatz für eine asymmetrische CAN FD-Terminierung verwendet (vgl. Kapitel 6.4). Die auftretenden Asymmetrien werden durch die Variation eines Abschlusswiderstands R_T in der Terminierung modelliert. Die Abweichung vom nominalen Wert des Widerstands wird mit ΔR_{DM} angegeben.

In Abbildung 7.18 (links) sind die Simulationsergebnisse der CM- und DM-Spannungen aller Knoten einer Sterntopologie mit 4 Teilnehmern dargestellt (vgl. Abbildung 7.14), die alle über Leitungen der Länge 3 m ($h_g = 50$ mm) mit dem Sternpunkt verbunden sind. Die asymmetrischen Terminierungsnetzwerke werden mit $\Delta R_{DM} = 1\%$ modelliert. Die CM-Spannungen überschreiten an keinem Teilnehmer einen Wert von 50 V. Es ist jedoch zu erkennen, dass die größten Amplituden an Knoten 3 auftreten. Durch die Modenkonzersion kommt es neben der CM- auch zu einer DM-Störspannung an allen Teilnehmern. In den dargestellten Spektren der DM-Spannung zeigen sich Frequenzen, die an beiden hochohmigen Teilnehmern 3 und 4 zu erhöhten DM-Spannungsamplituden führen. Die maximale Amplitude tritt bei einer Frequenz von 67,1 MHz auf. An den mit $120\ \Omega$ terminierten Knoten 1 und 2 sind die Amplituden im betrachteten Frequenzbereich deutlich geringer und es gibt keine ausgeprägten Peaks im Spektrum. Um den Einfluss von Leitungslängen und Teilnehmerzahl zu untersuchen, sind die Spektren der Spannungen an Knoten 3 von zwei weiteren Netzwerkfigurationen dargestellt (Abbildung 7.18 (Mitte)). Der Ort der Störeinkopplung (Leitung 3) wird nicht verändert. Es wird zuerst ein weiterer Teilnehmer dem Netzwerk hinzugefügt ($m = 5, l = 3$ m). Dadurch ändern sich die Frequenzen der Peaks nicht, aber es treten höhere Amplituden auf. In einer zweiten Variation wird eine größere Leitungslänge von $l = 4$ m in einem Netzwerk mit 4 Teilnehmern betrachtet. Das führt zu keiner signifikanten Änderung der Amplituden, jedoch hat die geänderte Leitungslänge einen direkten Einfluss auf die Frequenzen, bei denen die maximalen Amplituden auftreten.

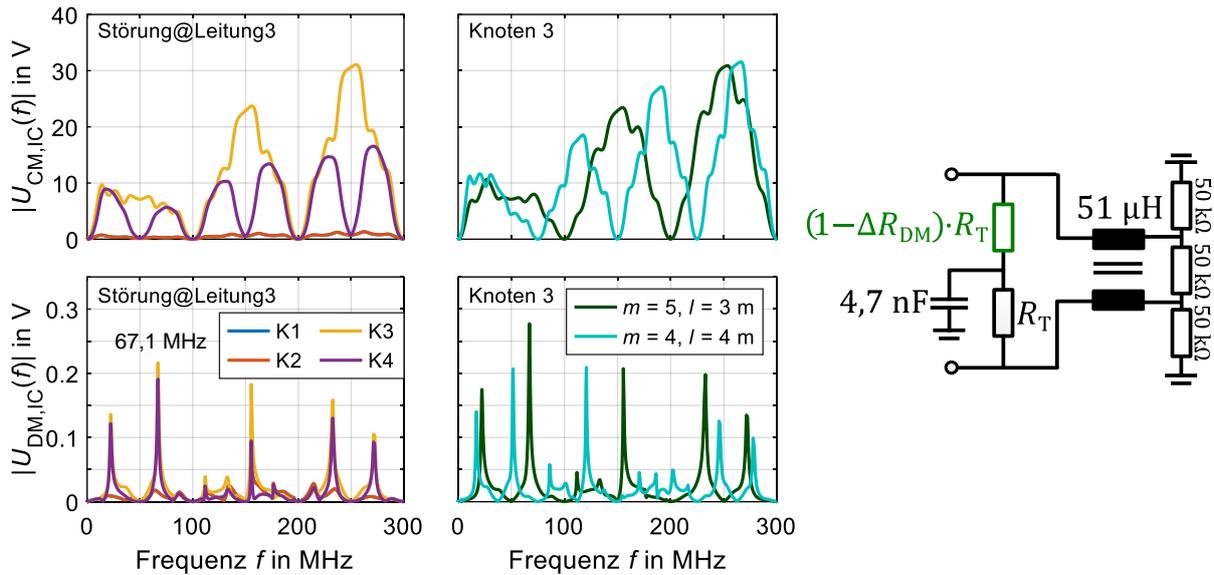


Abbildung 7.18: Simulationsergebnisse für die CM- und DM-Spannungen in einer Sterntopologie ($\Delta R_{DM} = 1\%$, $E = 200\text{ V/m}$, $h_g = 50\text{ mm}$, $l = 3\text{ m}$, $m = 4$) (links) und variierten Parametern m und l (Mitte); Ersatzschaltbild eines asymmetrischen Terminierungsnetzwerks (rechts)

Die identifizierten kritischen Frequenzen der DM-Störspannung können genutzt werden, um mit einer Zeitbereichssimulation den Einfluss auf das Kommunikationssignal zu analysieren. Dieses Vorgehen wird an einer symmetrischen Sterntopologie mit 5 Teilnehmern und Leitungen der Länge 3 m gezeigt (vgl. Abbildung 7.19 (rechts)). Die Störeinkopplung in Leitung 3 erfolgt mit $E = 200\text{ V/m}$ und einer Frequenz von $f_{EW,krit} = 67,1\text{ MHz}$, die aus den durchgeführten Simulationen im Frequenzbereich (Abbildung 7.18) ermittelt werden kann. Eine Simulation des CAN FD-Datensignals im Zeitbereich $u_{diff,K3}(t)$ ist in Abbildung 7.19 (links) dargestellt. Die Asymmetrie $\Delta R_{DM} = 1\%$ führt zu einer überlagerten Störung des analogen Kommunikationssignals und im Bereich der Flanken kommt es im Datensignal RxD $u_{RxD,K3}(t)$ trotz der Hysterese des Komparators zu mehrfacher Änderung des Pegels. Die DM-Störung ist jedoch nicht groß genug, um einen Bitfehler zu verursachen.

Die in Kapitel 5.2.1 dargestellten Messungen zeigen, dass es bei einem DM-Störpegel von 0,85 V zu einem Bitfehler kommen kann. Die Asymmetrie in einer Sterntopologie, die zu einer solchen DM-Störspannung führt, wird in einer abschließenden Untersuchung bestimmt. Die Ergebnisse sind ebenfalls in Abbildung 7.19 dargestellt. Die Anzahl der Teilnehmer und die Leitungslängen der Sterntopologie werden variiert. Mit zunehmender Teilnehmerzahl und zunehmender Leitungslänge sinkt die Toleranz des Netzwerks gegenüber Asymmetrien. Die ermittelten Werte für ΔR_{DM} zeigen, dass vor allem in großen Netzwerken die Modenkonzersion berücksichtigt werden sollte, da

auch fehlerhaftes Verhalten des Datensignals im Bereich der Flanken eine schnelle Übertragung beeinträchtigen kann. Hier wird ein Netzwerk mit gleichen Leitungslängen verwendet. Wie im Kapitel zuvor gezeigt, können unterschiedliche Leitungslängen die CM-Spannung an einzelnen Teilnehmern erhöhen und damit im Fall von Asymmetrien auch die Modenkonversion und die resultierende DM-Störspannung weiter vergrößern.

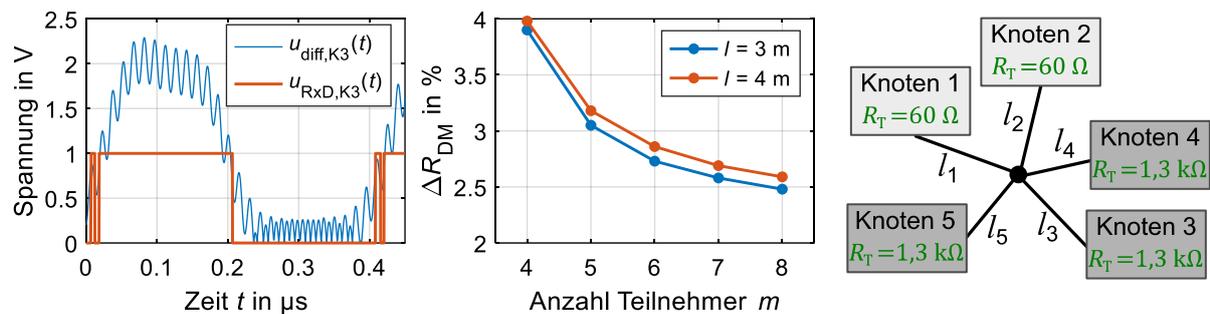


Abbildung 7.19: Simulationsergebnis Zeitbereichssignal einer aktiven Datenübertragung mit $\Delta R_{\text{DM}} = 1 \%$, $E = 200 \text{ V/m}$ und $f_{\text{EW,krit}} = 67,1 \text{ MHz}$ (links); Simulationsergebnisse kritischer Asymmetrien ($E = 200 \text{ V/m}$, $f_{\text{EW,krit}} = 67,1 \text{ MHz}$) (Mitte); Analyalisierte Sterntopologie (rechts)

8 Entstörung von Kommunikationssystemen durch kooperative Betriebsstrategien

In den vorherigen Kapiteln werden leistungselektronische Komponenten als Störquellen für Bussysteme analysiert und das Störpotential durch einzelne Schaltvorgänge und Leitungskopplung quantifiziert. Eine Eigenschaft von vielen leistungselektronischen Systemen ist jedoch, dass für den Betrieb wiederholte Schalthandlungen notwendig sind, die zu zeitlich begrenzten wiederkehrenden Störungen in der Kommunikation führen können (vgl. [35], [94]). Es ergibt sich damit die Problematik eines periodisch gestörten Übertragungskanals. In diesem Kapitel wird eine Gegenmaßnahme vorgestellt und untersucht, die die Störung und die Kommunikationsstrecke als Gesamtsystem betrachtet.

Das Problem eines teilweise gestörten Übertragungskanals ist in der drahtlosen Kommunikation gut bekannt. In diesen Systemen wird die Störung nicht verhindert, jedoch die Auswirkung auf die Datenübertragung im Kommunikationssystem reduziert. Um die Qualität der Übertragung zu erhalten, wird das übertragene Signal an die aktuellen Eigenschaften des Kanals angepasst, z.B. durch adaptive Frequenzwahl, Codierung oder Modulation (z.B. [95], [96]). Die grundlegende Idee dieser Ansätze soll auf die Kommunikation in einem leitungsgebundenen System übertragen werden. Ziel ist es, die Auswirkung von leistungselektronischen Störern durch einen gesteuerten synchronen Betrieb der Kommunikationsstrecke zu minimieren. Diese gesteuerte Kommunikation zur Reduktion der Störungen wird im Folgenden als kooperativer Betrieb bezeichnet. Die Untersuchungen zur Entstörung der Kommunikation werden hier basierend auf einer CAN FD-Datenübertragung durchgeführt. Die Konzepte gehen jedoch über die bisherige CAN/CAN FD-Spezifikation hinaus und für eine praktische Umsetzung sind deutliche Eingriffe in das Protokoll notwendig. Diese sind nicht Inhalt der hier vorgenommenen Betrachtungen. Die neu eingeführten Betriebsstrategien werden in einem Simulationssetup (MATLAB R2021b) analysiert und verglichen, um das Potential von möglichen Erweiterungen der Spezifikation zu diskutieren.

8.1 Setup zur Analyse von kooperativen Betriebsstrategien

Zur Untersuchung der Anwendbarkeit verschiedener Kommunikationskonzepte wird der Aufbau betrachtet, der in Abbildung 8.1 dargestellt ist. Es wird ein vereinfachtes Setup untersucht, um die Parameter der Kommunikationskonzepte analysieren zu können. Das Kommunikationssystem besteht aus einer Punkt-zu-Punkt-Verbindung

zwischen zwei Transceivern. Die Art der Störquelle und der Koppelpfad sind für die Untersuchungen der Konzepte nicht von zentraler Relevanz, solange eine genaue Kenntnis über Zeitpunkt und Dauer der Störung vorliegt. Werden während des Betriebs keine dynamische Änderung des Gesamtsystems und damit unveränderte Eigenschaften der Koppelstrecke angenommen, ist eine vorangehende Analyse der Störsignale im Kommunikationssystem (Zeitpunkte und Dauer) ausreichend. Es wird exemplarisch eine Leitungskopplung betrachtet. Die Störquelle basiert auf einer leistungselektronischen Komponente und einer ohmschen Last, die mit einer einfachen Leitung verbunden sind. Der zeitliche Verlauf eines exemplarischen Störsignals ist in der Graphik in Rot dargestellt. Ein Mess- und Simulationsergebnis der CM-Spannung in einer Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke einer solchen Konfiguration kann ebenfalls Abbildung 4.11 entnommen werden. Der kooperative Betrieb von Kommunikation und Leistungselektronik wird in den hier betrachteten Konzepten durch eine zentrale Ansteuerung der Systeme (grüne Box) realisiert. In dieser zentralen Steuereinheit werden die Informationen über die Störsignale (blau) ausgewertet und die Zeiten sowie Parameter für eine fehlerfreie Übertragung an die Kommunikationsknoten (grün) übertragen.

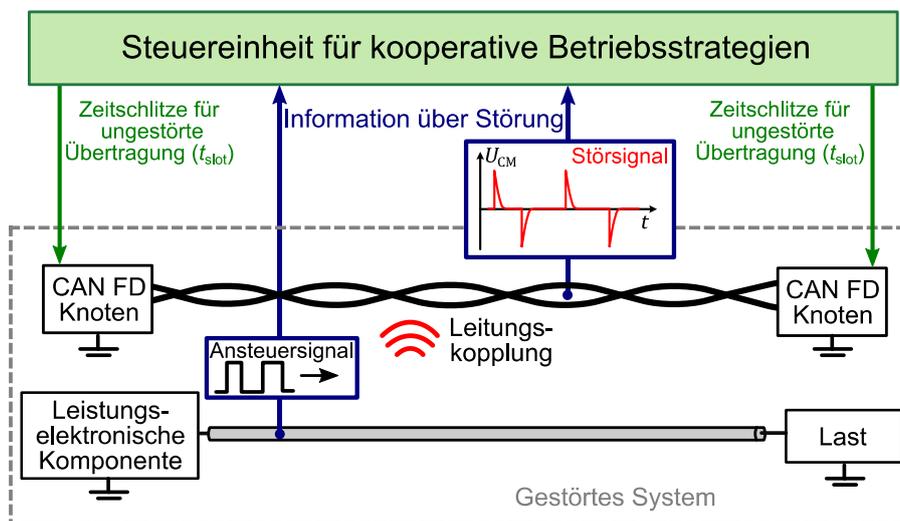


Abbildung 8.1: Schematische Darstellung des Setups zur Untersuchung kooperativer Betriebsstrategien

8.2 Beschreibung des gestörten Kommunikationskanals

In den hier analysierten kooperativen Kommunikationskonzepten wird von einem Störsignal ausgegangen, das zu diskreten Zeitpunkten auftritt und dem Analogsignal der Datenübertragung überlagert wird, sodass wiederkehrende Störungen in der Kommu-

nikation entstehen. Zur genauen Analyse und Implementierung der kooperativen Betriebsstrategien wird zunächst das untersuchte Störsignal definiert. Ein allgemeines Ansteuersignal einer leistungselektronischen Komponente besteht aus einer Abfolge von trapezförmigen Pulsen. Diese werden in der folgenden Betrachtung zur Vereinfachung der mathematischen Beschreibung als rechteckförmige Pulse angenommen. Ein allgemeines Ansteuersignal ist damit die zeitliche Abfolge von rechteckförmigen Einzelpulsen mit der Pulsbreite $\tau(q)$, die zu den Zeitpunkten $t_F(2q - 1)$ auftreten (siehe Abbildung 8.2). Dies kann entsprechend (8.1) mit einer Summe von Rechteckpulsen beschrieben werden. Die Gesamtanzahl der Pulse im betrachteten Zeitintervall wird mit N_{Pulse} angegeben.

$$u(t) = \sum_{q=1}^{N_{\text{Pulse}}} U_S \cdot \tau(q) \cdot \text{rect}_{\tau(q)} \left(t - \frac{\tau(q)}{2} - t_F(2q - 1) \right) \quad (8.1)$$

Es sind in Abbildung 8.2 auch die Zeitbereiche der Störungen T_S und der freien Zeitabschnitte t_{slot} markiert, die für die Entwicklung einer Methode zu störungssynchronen Datenübertragung von Bedeutung sind. Da von einer Leitungskopplung ausgegangen wird, verursachen die Schaltflanken Störpulse auf der Kommunikationsleitung (vgl. Kapitel 6.2). Diese Störpulse weisen abhängig von der Konfiguration hohe Amplituden auf, klingen aber schnell wieder ab, sodass Zeitintervalle ohne Störsignal im Kommunikationssystem entstehen.

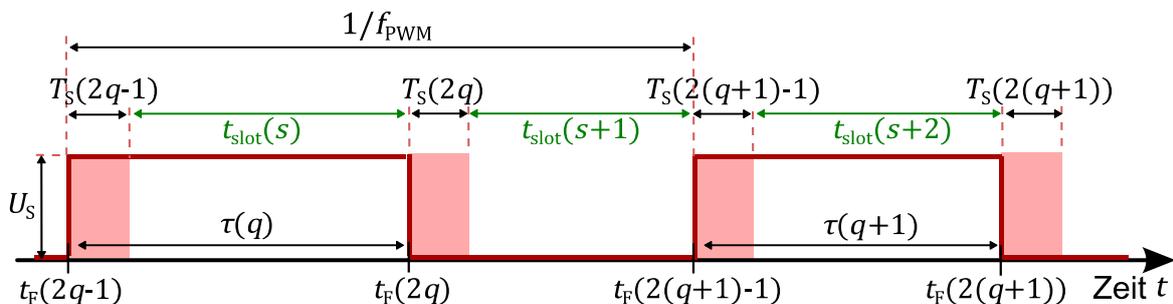


Abbildung 8.2: Schematische Darstellung eines allgemeinen Ansteuerungssignals

Ein klassisches Signal für die Ansteuerung in einem leistungselektronischen System ist ein pulswidenmoduliertes Signal (PWM-Signal). Aufgrund der Periodizität und der Vorhersagbarkeit der Zeitpunkte der Schaltflanken eignet sich dies für die Analyse eines kooperativen Betriebs. Es wird in den folgenden Untersuchungen eine Sinuspulswidenmodulation (SPWM) [97, S. 105] verwendet. Als zu modulierendes Signal wird ein Sinus mit der Amplitude U_{sin} und einer Frequenz von f_{sin} gewählt. Die Modulation erfolgt hier durch den Vergleich mit einem Sägezahnsignal mit Amplitude U_{saw} und

einer Frequenz f_{saw} . Das Verhältnis der Amplituden wird als Modulationsfaktor $a = U_{\text{sin}}/U_{\text{saw}}$ bezeichnet. Die Frequenz des PWM-Signals entspricht der Frequenz des verwendeten Sägezahnsignals und wird im Folgenden als f_{PWM} bezeichnet. Die ansteigenden Schaltflanken treten dabei mit einem Abstand von $1/f_{\text{PWM}}$ auf. Für die Beschreibung eines PWM-Signals $u_{\text{PWM}}(t)$ kann aus der Gleichung (8.1) unter Berücksichtigung der Modulation die mathematische Beschreibung (8.2) abgeleitet werden. Die Zeitpunkte der abfallenden Flanken und $\tau(q)$ hängen von der Modulation ab. Die Amplitude des PWM-Signals wird mit U_{PWM} bezeichnet und entspricht dem Spannungslevel des leistungselektronischen Systems.

$$u_{\text{PWM}}(t) = \sum_{q=1}^{N_{\text{Pulse}}} U_{\text{PWM}} \cdot \tau(q) \cdot \text{rect}_{\tau(q)} \left(t - \frac{\tau(q)}{2} - \frac{q-1}{f_{\text{PWM}}} \right) \quad (8.2)$$

Die Störungen korrelieren mit den Schaltflanken, sodass zur Beschreibung der Zeitabschnitte zwischen den Schaltflanken die Pulsbreiten des PWM-Signals $\tau(q)$ mathematisch beschrieben werden müssen. Die Pulsbreite kann mit (8.3) auf Basis der Parameter der Modulation berechnet werden. Die Anzahl der Pulse N_{Pulse} in einem betrachteten Zeitintervall hängt von den Frequenzen des Sinus- und des Sägezahnsignals, sowie der Anzahl der betrachteten Perioden N_{P} des zu modulierenden Sinus ab (8.4).

$$\tau(q) = \frac{1}{2 \cdot f_{\text{PWM}}} \left(1 + \frac{U_{\text{sin}}}{U_{\text{saw}}} \cdot \sin \left(2\pi \cdot f_{\text{sin}} \cdot \frac{q-1}{f_{\text{PWM}}} \right) \right) \quad (8.3)$$

$$N_{\text{Pulse}} = \left\lfloor f_{\text{PWM}} \cdot \frac{N_{\text{P}}}{f_{\text{sin}}} \right\rfloor \quad (8.4)$$

Die Zeitslots in denen keine Störung des Übertragungskanals vorliegt, können basierend auf den Zeitpunkten der Schaltflanken und der Modulation im Vektor \mathbf{t}_{slot} (8.5) zusammengefasst werden. Es wird für die Berechnung die Dauer der Störungen T_{S} (vgl. Abbildung 8.2) benötigt, die in der allgemeinen Beschreibung in Abhängigkeit von q angegeben sind. Im Fall einer unveränderten Koppelstrecke und Störquelle kann T_{S} als konstant angenommen werden, was die Berechnung von \mathbf{t}_{slot} vereinfacht (siehe (8.5)).

$$\begin{aligned} \mathbf{t}_{\text{slot}} &= [t_{\text{F}}(2q) - t_{\text{F}}(2q-1) - T_{\text{S}}(2q-1), t_{\text{F}}(2(q+1)+1) - t_{\text{F}}(2q) - T_{\text{S}}(2q)]_{q=1, \dots, N_{\text{Pulse}}}^{\text{T}} \\ &= [\tau(q) - T_{\text{S}}, 1/f_{\text{PWM}} - \tau(q) - T_{\text{S}}]_{q=1, \dots, N_{\text{Pulse}}}^{\text{T}} \end{aligned} \quad (8.5)$$

Der Einfluss verschiedener Parameter der Modulation auf die Zeitintervalle zwischen den Schaltflanken ist in Abbildung 8.3 dargestellt. Im linken Teil der Abbildung ist die Verteilung der Längen des Zeitslots \mathbf{t}_{slot} für eine Periode des Sinussignals

$(f_{\text{sin}} = 50 \text{ Hz})$, einer konstanten Modulationsfrequenz $f_{\text{PWM}} = 10 \text{ kHz}$ und einer Stördauer von $T_S = 1 \mu\text{s}$ dargestellt. Variiert wird der Modulationsfaktor $a \in (0,1)$. Es ist zu erkennen, dass die verfügbaren Zeitslots im μs -Bereich liegen und die Streuung der Dauer der Zeitslots mit größerem Modulationsfaktor a zunimmt. Eine größere Streuung bedeutet auch eine Vergrößerung der maximal erreichten Länge aller Zeitslots. Die maximale Länge $t_{\text{slot,max}}$ aller verfügbaren Zeitslots ist in Abhängigkeit von der Frequenz f_{PWM} im rechten Teil von Abbildung 8.3 dargestellt. Mit zunehmender Frequenz des Modulationssignals steigt die Anzahl der Schaltflanken. Dem entsprechend wird das betrachtete Zeitintervall häufiger durch Schaltflanken unterbrochen und es sinkt die maximale Zeitdauer der verfügbaren freien Zeitslots. Die Länge des maximalen Zeitslots kann auf Basis von (8.3) und (8.5) berechnet werden, wie in (8.6) dargestellt. Dies zeigt den Zusammenhang mit der PWM-Frequenz f_{PWM} und dem Modulationsfaktor a .

$$t_{\text{slot,max}} = \max(t_{\text{slot}}) = \max(\tau(q)) - T_S = \frac{(1+a)}{2 \cdot f_{\text{PWM}}} - T_S \quad (8.6)$$

Neben der maximalen Länge der Zeitslots ist im rechten Teil von Abbildung 8.3 die Gesamtanzahl der Slots dargestellt $N_{\text{slot,ges}} = 2 \cdot N_{\text{Pulse}}$, die basierend auf (8.4) berechnet werden kann. Die Länge der Zeitslots und die Anzahl der Störpulse haben Einfluss auf das Störsignal und damit auf die Anwendbarkeit kooperativer Betriebsstrategien. Dies wird im nächsten Kapitel weitergehend analysiert.

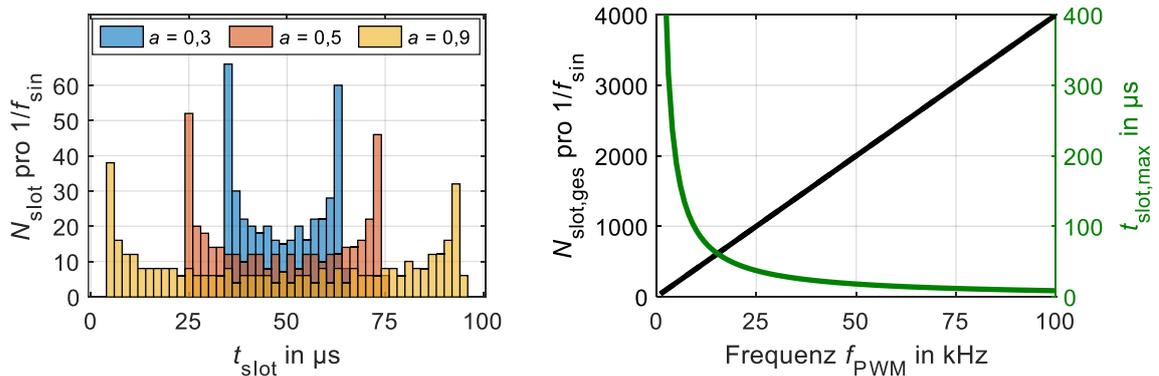


Abbildung 8.3: Histogramm der freien Zeitslots für verschiedene Modulationsfaktoren ($f_{\text{PWM}} = 10 \text{ kHz}$, $T_S = 1 \mu\text{s}$) (links); Gesamtanzahl der Zeitslots und maximale Länge der Zeitslots abhängig von der Modulationsfrequenz f_{PWM} ($a = 0,9$, $f_{\text{sin}} = 50 \text{ Hz}$, $T_S = 1 \mu\text{s}$) (rechts)

8.3 Übersicht der kooperativen Betriebsstrategien

Ein zeitgesteuertes Konzept für CAN (TTCAN [98]) mit dem Ziel von Echtzeitanwendungen wurden bereits entwickelt und ist in ISO 11898-4 [99] spezifiziert. Dieses Konzept wird im Hinblick auf Performance unter anderem in [100] und [101] untersucht.

Zur Realisierung dieses deterministischen Buszugriffsverfahrens ist eine globale Referenzzeit im System notwendig. Das zyklische Übertragungsschema wird mittels einer Referenznachricht vom Masterknoten mit allen Teilnehmern synchronisiert. Im TTCAN-Protokoll werden mit einem Basisschema statisch Zeitslots an die einzelnen Knoten vergeben, sodass ein Zugriff auf den Bus mittels TDMA (Time Division Multiple Access) möglich wird. Es können auch freie Zeitfenster zugeteilt werden, in denen keine Übertragung stattfindet. Dieses Konzept berücksichtigt keine Störungen des Übertragungskanals, jedoch bietet es die grundlegende Möglichkeit, Daten ausschließlich in definierten Zeitintervallen zu übertragen. Diese Grundidee wird im Folgenden weitergeführt und an den Anwendungsfall eines periodisch gestörten Übertragungskanals angepasst.

Auf Basis des in Kapitel 8.1 beschriebenen Setups werden im Folgenden die Funktionsweisen der unterschiedlichen kooperativen Betriebsstrategien dargestellt. In den Untersuchungen wird, solange nicht anders definiert, für die CAN FD-Übertragungsstrecke eine konstante Datenrate für Arbitrations- und Datenphase $b_a = b_d$ (vgl. Abbildung 2.3) angenommen. Diese wird im Folgenden als nominelle Datenrate b_n bezeichnet. Das klassische CAN- und CAN FD-Netzwerk nutzt eine eventbasierte Kommunikation (Event-Triggered, ET) und CSMA/CR (Carrier Sense Multiple Access/ Collision Resolution) für die Steuerung des Buszugriffs [3]. Kollisionen im Buszugriff mehrerer Teilnehmer werden über den bitweisen Vergleich des Nachrichtenidentifiers gelöst. Die eventbasierte Kommunikation dient in den folgenden Untersuchungen als Referenz. Eine Übertragung wird initialisiert, sobald ein Teilnehmer eine zu sendende Nachricht generiert. Das Bussystem ist somit unabhängig vom leistungselektronischen System und damit von der Störquelle. Der schematische Ablauf einer solchen Kommunikation kann Abbildung 8.4 (1) entnommen werden. Im linken Teil der Abbildung ist das Kommunikationsschema auf der Frameebene dargestellt. In den Zeitbereichen der Breite T_S ist keine erfolgreiche Kommunikation möglich. Die Übertragungsdauer der Frames ist schraffiert. Der erste Senderversuch des Frames scheitert, da das Sampling und die Störung zeitgleich auftreten. Dies ist schematisch in der Darstellung der Bitebene auf der rechten Seite der Abbildung für $T_{\text{Bit},n} > T_S$ zu erkennen. In einem CAN/CAN FD-System wird der gesamte Frame verworfen, wenn ein Bitfehler detektiert wird. Nach einem gescheiterten Senderversuch wird die Datenübertragung erneut initialisiert (vgl. Kapitel 2.1.2). In diesem Beispiel gelingt die Übertragung im dritten Senderversuch. Es entsteht dadurch eine sehr große Latenz zwischen dem ersten

Sendeversuch und der erfolgreichen Datenübertragung.

Es wurden zwei Methoden auf Basis eines Zeitmultiplex entwickelt. Die Zeitbasis für die Kommunikation wird durch die Schaltflanken des PWM-Signals definiert. In diesem Konzept treten Kommunikation und Störung nicht zeitgleich auf, da die Datenübertragung während der Stördauer unterbrochen wird. In dem in Zeile (2) dargestellten Konzept wird das Ende einer Störung als Beginn eines neuen Frames festgelegt. Die Kenntnis der Zeitslots zwischen den Störungen wird genutzt, um die Nutzdaten (Payload) und damit die Framelänge anzupassen. Dadurch wird eine effiziente Nutzung der Zeitschlitze zwischen den Störpulsen erreicht. Die Framelänge wird maßgeblich durch die Payload (p_{data}) des Frames bestimmt. Header und Trailer müssen in jedem Frame enthalten sein, jedoch kann das Datenfeld und der zugehörige CRC verändert werden (vgl. Kapitel 2.1.2). Die Payload kann zwischen 1 und 64 Byte in diskreten Werten variiert werden. Die minimale Framelänge mit 1 Byte Nutzdaten besteht demnach aus mindestens 82 Bits [3]. Die genaue Länge des Frames hängt von der Anzahl der notwendigen Stuffbits [1, S. 112] ab. In dem gezeigten Beispiel sind drei Frames bzw. Zeitslots notwendig, um die gesamten Daten zu übertragen. Diese störungssynchrone Kommunikation mit adaptierter Payload (engl. Disturbance-Synchronized communication with Adaptive Payload) wird im Folgenden mit DSAP abgekürzt. Eine Voraussetzung für die Anwendbarkeit dieses Konzepts ist, dass die ungestörten Zeitslots länger als die minimale Übertragungsdauer eines Frames sind.

Um der Beschränkung durch die minimale Framelänge entgegenzuwirken, wurde eine weitere kooperative Betriebsstrategie entwickelt. In diesem Konzept wird beim Auftreten einer Störung die Übertragung eines Frames unterbrochen und im nächsten freien Zeitslot fortgesetzt. Die Methode einer störungssynchronen Kommunikation mit Framepartitionierung (engl. Disturbance-Synchronized communication with Frame Partitioning, DSFP) ist in Abbildung 8.4 (3) dargestellt. Im gezeigten Beispielframe markieren die orangenen Pfeile die Zeitpunkte, an denen die Übertragung aufgrund der Störung pausiert wird. Der Vorteil des Konzepts DSFP ist die Möglichkeit einer hohen Buslast und einer hohen Nutzdatenrate. Dies wird dadurch ermöglicht, dass die Framelänge nur von den Sendeanforderungen der Teilnehmer im Netzwerk beeinflusst wird und die Übertragung nach Abklingen eines Störpulses fortgesetzt werden kann. Die Übertragungsdauer eines Frames wird durch die Unterbrechungen jedoch verlängert. Dies wird im nachfolgenden Kapitel 8.4.3 beschrieben und untersucht. Auf Bitebene gibt es keine Unterschiede zwischen den Konzepten DSAP und DSFP. Ein

weiterer Ansatz nutzt eine Adaption der Datenrate (engl. Disturbance-Synchronized communication with Addaptive Bit duration, DSAB) und ist in Zeile (4) von Abbildung 8.4 dargestellt. Die Übertragung wird während der Störung fortgesetzt, aber die Bitdauer wird verlängert, sodass das Sampling in einem ungestörten Bereich des Bits auftritt. Die reduzierte Bitrate b_{red} zur Verlängerung der Bitdauer während der Störung wird auf Basis der Dauer der Störung T_S und der Bitdauer der nominellen Datenrate $T_{Bit,n} = 1/b_n$ berechnet, wie in (8.7) dargestellt.

$$b_{red} = \frac{1}{(T_S + T_{Bit,n}) \cdot \delta_r} \tag{8.7}$$

Der Faktor δ_r wird so gewählt, dass die Störung nach dem Samplepunkt auftritt, der typischerweise bei 70 % bis 90 % der nominellen Bitdauer liegt (vgl. Abbildung 2.4). Auch in diesem Konzept gibt es keine Beschränkung der Framelänge.

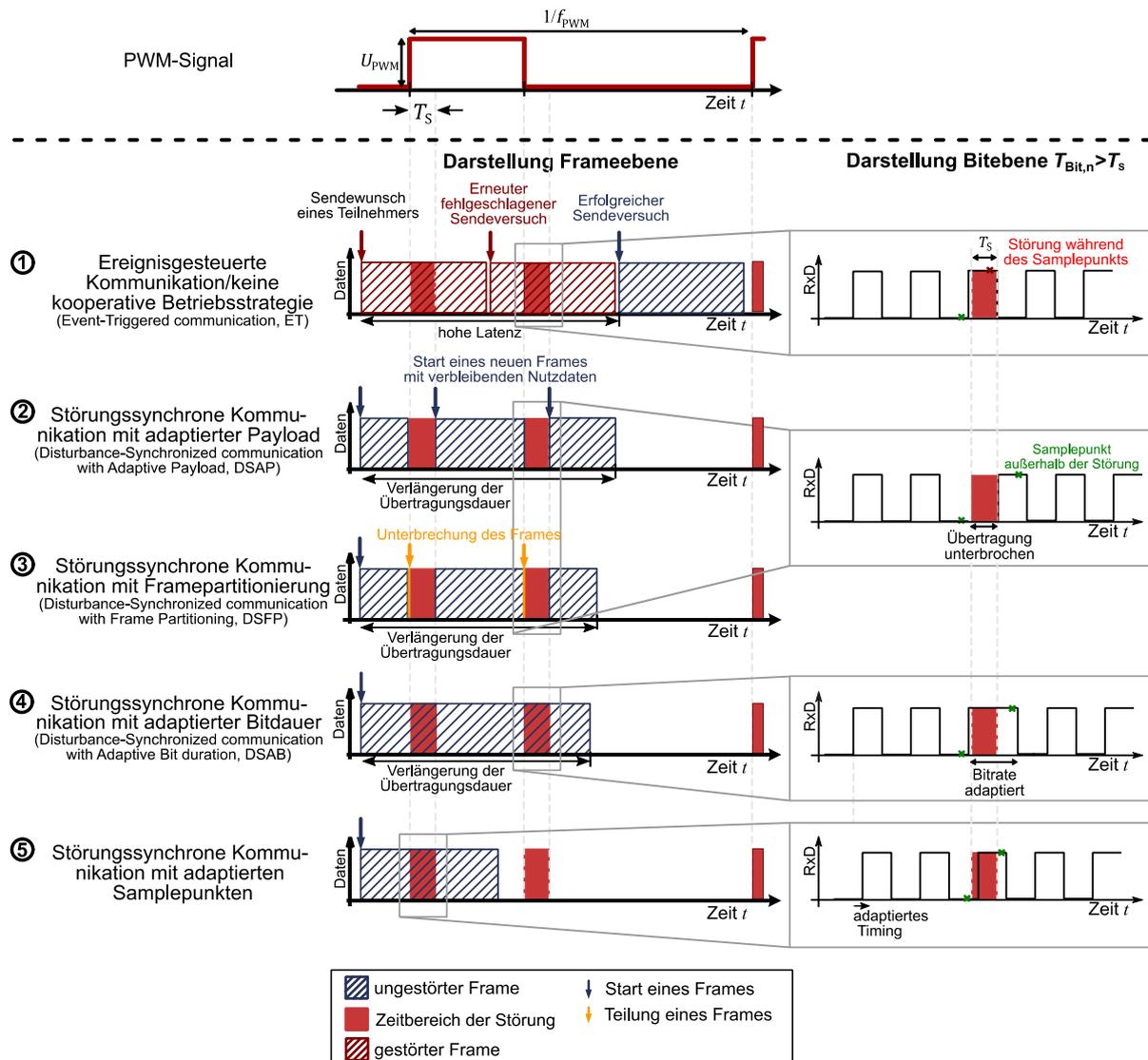


Abbildung 8.4: Übersicht der untersuchten kooperativen Betriebsstrategien

Ein in [102] und [103] beschriebener und untersuchter Ansatz einer kooperativen Betriebsstrategie ist als Vergleich in der untersten Zeile (5) der Abbildung 8.4 dargestellt. Dieser Ansatz basiert auf der Nutzung aktiver Gate-Treiber mit denen das Timing der Störquelle angepasst wird, sodass die Abtastung des Datensignals nur in Zeiten ohne Störung erfolgt. Untersuchungen [104] zeigen das große Potential einer zeitgesteuerten Kommunikation unter Berücksichtigung der Störquelle. Diese Realisierung setzt jedoch voraus, dass die Stördauer deutlich geringer ist als die Bitdauer ($T_S \ll T_{\text{Bit},n}$) und es wird eine hohe Anforderung an die Genauigkeit des Timings gestellt. Bei den neuen Konzepten DSAP, DSFP und DSAB gibt es keine Einschränkung der Anwendbarkeit durch das Verhältnis von $T_{\text{Bit},n}$ und T_S . Es wird das Ziel verfolgt, ein möglichst variabel einsetzbares Konzept zu entwickeln. Aus diesem Grund werden die Ansätze (2) bis (4) entsprechend Abbildung 8.4 im Folgenden genauer analysiert.

8.4 Analyse kooperativer Betriebsstrategien

Im folgenden Abschnitt werden die zuvor beschriebenen kooperativen Konzepte mittels Simulationen auf ihre Anwendbarkeit und hinsichtlich der Effizienz der Übertragung analysiert.

8.4.1 Analyse der Nettobitraten

In einer ersten Untersuchung wird die Dauer der Frames und die Verteilung der Zeitslots betrachtet. In Abbildung 8.5 ist eine Verteilung der freien Zeitslots durch ein PWM-Schaltmuster und den Parametern $a = 0,9$, $T_S = 1 \mu\text{s}$, $f_{\text{sin}} = 50 \text{ Hz}$ und $f_{\text{PWM}} = 10 \text{ kHz}$ dargestellt.

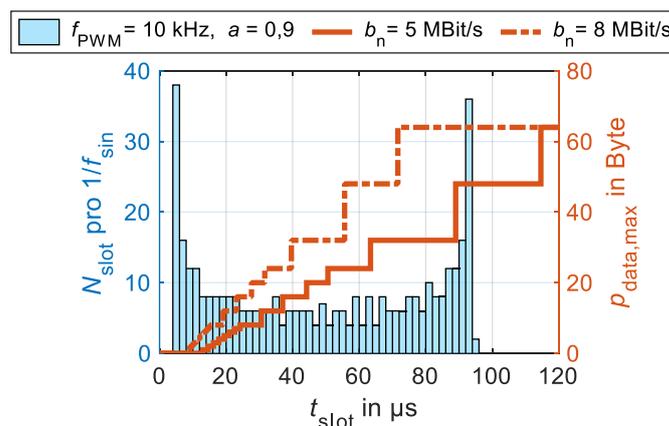


Abbildung 8.5: Verteilung der Zeitslots eines SPWM-Schaltmusters ($T_S = 1 \mu\text{s}$) und maximal übertragbare Nutzdaten $p_{\text{data,max}}$ in Abhängigkeit von der Dauer der freien Zeitslots

Auf der rechten y-Achse ist die maximal zu übertragene Anzahl der Nutzdaten (Payload) $p_{\text{data,max}}$ in Abhängigkeit der Länge eines Zeitslots t_{slot} aufgetragen. Es wird von

einer vollständigen Übertragung eines Frames pro Slot ausgegangen. Es ergibt sich eine Treppenfunktion in Abhängigkeit von der Bitrate. Bereits in dieser Betrachtung ist zu erkennen, dass für $b_n = 5 \text{ MBit/s}$ keiner der Zeitslots lang genug ist, um einen Frame mit 64 Byte zu übertragen.

Der Einfluss der Parameter der PWM auf die Kommunikationskonzepte wird im Folgenden genauer analysiert. Es wird dazu die erreichte Nettobitrate für verschiedene Kommunikationskonzepte in Abhängigkeit der PWM-Parameter bestimmt. Die Bewertung der Kommunikation und die Bestimmung der effektiven Bitrate erfolgt auf Basis der Auswertung der fehlerfrei übertragenen Frames. Neben der Nettobitrate wird der Mittelwert der Nutzdaten (Payload) untersucht, die in den fehlerfreien Frames übertragen werden können. Die Simulation wird für zwei verschiedene Werte des Modulationsfaktors $a = U_{\text{sin}}/U_{\text{saw}}$ durchgeführt, um den Einfluss der verfügbaren Zeitslots (vgl. Abbildung 8.3) zu untersuchen. Die gezeigten Ergebnisse werden für eine CAN FD-Übertragung mit einer nominellen Bitrate von 5 MBit/s und einer Dauer der Störung von $T_S = 1 \mu\text{s}$ ermittelt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 8.6 dargestellt.

Als Referenz für die kooperativen Konzepte werden hier die Ergebnisse für eine eventbasierte Datenübertragung (ET) berücksichtigt. Die Payload in einem Frame und die Zeiten zwischen den Sendeversuchen sind bei einer eventbasierten Kommunikation nicht prädiktierbar und werden mit einer stochastischen Verteilung modelliert. In den übertragenen Frames werden die Nutzdaten entsprechend einer Gleichverteilung gewählt, was bei einer ungestörten Kommunikation zu einem Mittelwert der Payload von 16,8 Byte führt. Die Zeit zwischen den Frames T_{IFS} ist ebenfalls gleichverteilt. Es werden Werte zwischen dem Minimalwert von 3 Bit und einem beispielhaft gewählten Maximalwert von 15 Bit verwendet, um eine hohe Buslast zu emulieren $T_{\text{IFS}} \in [3 \cdot T_{\text{Bit,n}}, 15 \cdot T_{\text{Bit,n}}]$. Entsprechend der CAN-Spezifikation wird der gesamte Frame verworfen, sollte ein Fehler während der Übertragung auftreten. Eine vollständige Fehlererkennung und das erneute Senden eines fehlerhaften Frames entsprechend dem CAN-Protokoll (siehe Kapitel 2.1.2) sind in dieser Untersuchung nicht implementiert, um eine Worst-Case-Abschätzung durchzuführen. Zur Bestimmung der erreichten Nettobitrate werden alle Frames ausgewertet, während deren Übertragungszeit keine Störung auftritt. Die Länge der verfügbaren Zeitslots sinkt mit zunehmender PWM-Frequenz und damit die Wahrscheinlichkeit einer fehlerfreien Übertragung eines vollständigen Frames. Ab einer Frequenz von 13 kHz sinkt bei einem Modulationsfaktor von $a_1 = 0,9$ die erreichte Nettobitrate unter die Datenrate vom

Standard-CAN mit 1 MBit/s. Der Mittelwert der erfolgreich übertragenen Nutzdaten pro Frame nimmt ebenfalls mit zunehmender Frequenz ab. Für $a_1 = 0,9$ und eine Frequenz von 70 kHz ist keine Übertragung mehr möglich, da die verfügbaren Zeitslots kleiner als die Übertragungsdauer eines Frames mit minimaler Payload sind. Der Vergleich der Ergebnisse für die unterschiedlichen Modulationsfaktoren zeigt, dass für $a_2 = 0,3$ die vollständige Unterbrechung der Kommunikation bereits bei einer Frequenz von 50 kHz auftritt, da die maximale Länge der verfügbare Zeitslots geringer ist (vgl. Abbildung 8.3).

Das Konzept der störungssynchronen Kommunikation mit adaptierter Payload (DSAP) führt zu deutlich größeren Nettobitraten. Der Mittelwert der erreichten Payload liegt höher als bei einer eventbasierten Kommunikation, da durch die Prädiktion die freien Zeitslots effizient genutzt werden können. Voraussetzung für die Anwendbarkeit dieses Konzepts ist die Übertragung eines vollständigen Frames (min. Payload 1 Byte). Daher ist wie bei der eventbasierten Kommunikation ab einer PWM-Frequenz von 70 kHz (a_1) bzw. 50 kHz (a_2) keine Übertragung mehr möglich.

Das Konzept mit Framepartitionierung (DSFP) zeigt im Vergleich zu den anderen Konzepten die höchste Nettobitrate für die betrachteten PWM-Frequenzen. Die ungestörten Zeitbereiche können effizient genutzt werden, da die mögliche Framelänge unabhängig von der PWM-Frequenz ist und an den Sendewunsch der Knoten angepasst werden kann. In der Simulation wird ausschließlich die maximale Anzahl von Nutzdatenbits pro Frame übertragen, womit gezeigt wird, dass diese Methode eine hohe Buslast mit einer hohen Nutzbitrate ermöglicht. Die Nettobitrate b_{net} wird ausschließlich dadurch reduziert, dass beim Auftreten der Störung keine Kommunikation stattfinden kann. Die Nettobitrate ist damit abhängig von der Anzahl der Störpulse im betrachteten Zeitintervall. Dieses Verhalten ist von der Verteilung der Zeitslots und deren Dauer unabhängig, wie beim Vergleich der Ergebnisse für a_1 und a_2 zu erkennen ist.

Die Methode mit adaptierter Bitdauer (DSAB) wird mit $\delta_r = 1,25$ (vgl. (8.7)) implementiert, sodass zwischen 80 % und 90 % der Bitdauer von b_{red} ein fehlerfreies Sampling in dieser Konfiguration möglich ist. Es werden nur leicht geringere Datenraten im Vergleich zu DSFP erreicht. Auch in diesem Fall kann die verwendete Payload entsprechend des Sendewunschs angepasst und optimiert werden, um die Anzahl der Nutzdaten in der Übertragung zu maximieren. Die Ergebnisse zeigen, dass die Effizienz des Konzepts DSAB von der Anzahl der Störungen abhängt und sich daher die Nettobitraten für verschiedene Modulationsfaktoren a nur geringfügig unterscheiden.

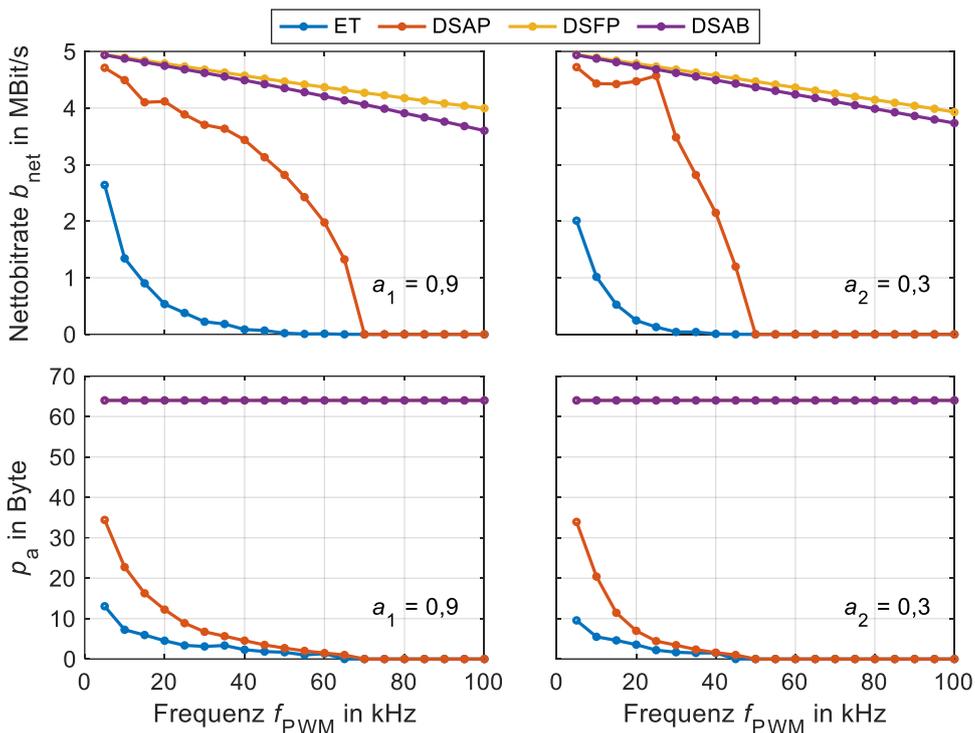


Abbildung 8.6: Vergleich der Nettobitrate b_{net} und des Mittelwerts der Nutzdaten der fehlerfrei übertragenen Frames ρ_a für unterschiedliche kooperative Betriebsstrategien ($T_S = 1 \mu s$, $f_{sin} = 50 \text{ Hz}$)

Die bisher diskutierten Ergebnisse basieren auf Simulationen mit konstanten Werten für b_n und T_S . Mit den Konzepten DSAB und DSFP werden die höchsten Bitraten erreicht. In den folgenden Untersuchungen wird der Einfluss der Parameter b_n und T_S auf diese beiden Konzepte betrachtet. Mit Simulationen wird dazu die prozentuale Abweichung der Datenrate Δb_n im Vergleich zur nominellen Datenrate b_n bestimmt.

$$\Delta b_n = \left(\frac{b_n - b_{net}}{b_n} \right) = 1 - \frac{b_{net}}{b_n} \tag{8.8}$$

Im linken Teil von Abbildung 8.7 sind die Ergebnisse einer Variation der nominellen Datenrate b_n bei konstanten Parametern $T_S = 1 \mu s$, $f_{PWM} = 50 \text{ kHz}$ und $a = 0,9$ visualisiert. Die Reduktion der Bitrate Δb_n sinkt leicht mit ansteigender nomineller Bitrate b_n , da durch die kürzeren Bitdauern die freien Zeitslots effizienter genutzt werden können. Der kooperative Betrieb mit DSFP führt im Vergleich mit DSAB zu einer geringeren Reduktion der Datenrate. Im rechten Teil der Abbildung sind die Ergebnisse für die Variation der Stördauer T_S bei einer konstanten Bitrate dargestellt. Die Ergebnisse sind in Abhängigkeit von $T_S/T_{Bit,n}$ aufgetragen. Die erreichbare Bitrate sinkt mit zunehmender Dauer der Störung, da der Anteil der ungestörten Zeitabschnitte im betrachteten Zeitintervall abnimmt. Für $T_S/T_{Bit,n} < 1$ zeigt die DSAB-Methode eine höhere Nettobitrate, während die DSFP-Methode für $T_S/T_{Bit,n} > 1$ zu einer geringeren Reduktion der

Bitrate führt. Es lässt sich damit ein von der Datenrate unabhängiger Grenzwert $T_S/T_{\text{Bit},n} = 1$ bestimmen. Wenn die Dauer der Störung und die genutzte Datenrate bekannt sind, kann auf Basis dieser Ergebnisse die richtige Methode für die jeweilige Anwendung ausgewählt werden.

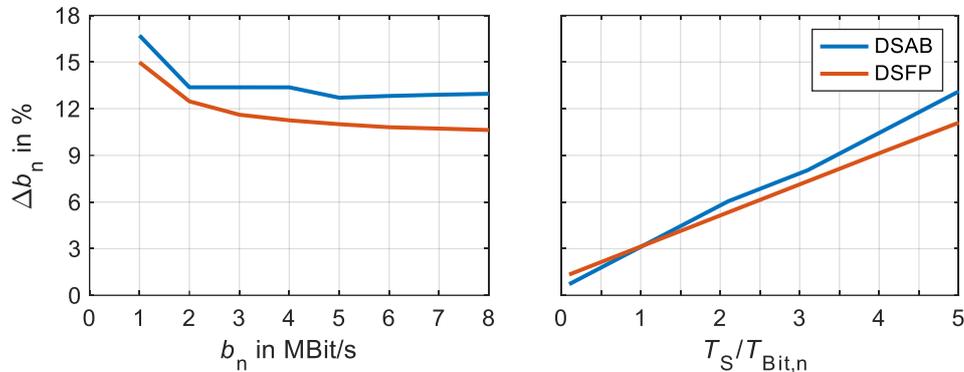


Abbildung 8.7: Vergleich der Bitratenreduktion in Abhängigkeit von der nominellen Datenrate ($T_S = 1 \mu\text{s}$, $f_{\text{PWM}} = 50 \text{ kHz}$, $a = 0,9$) (links) und Dauer der Störung ($f_{\text{PWM}} = 50 \text{ kHz}$, $a = 0,9$, $b_n = 5 \text{ MBit/s}$) (rechts)

8.4.2 Adaptionen des Konzepts mit Framepartitionierung (DSFP)

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die Methode mit einer Unterteilung des Frames zu einer geringen Reduktion der nominellen Bitrate führt. Im Folgenden werden simulativ Adaptionen dieser Methode untersucht, die Einfluss auf die Leistungsfähigkeit und Anwendbarkeit des Konzepts haben können. Die Berechnung der Zeitslots erfolgt für die folgenden Untersuchungen mit $a = 0,9$, $T_S = 1 \mu\text{s}$ und $f_{\text{sin}} = 50 \text{ Hz}$. In der Simulation wird die Reduktion der Bitrate gegenüber der nominellen Übertragung Δb_n bestimmt.

Ein wichtiger Aspekt einer störungssynchronen Kommunikation ist das Timing und die Resynchronisation der Kommunikationsteilnehmer. Die Verwendung von Stuffbits (vgl. Kap. 2.1.2) führt dazu, dass in einem Byte mindestens eine Flanke auftritt. Daraus lässt sich für die Übertragung innerhalb der Zeitslots die Bedingung ableiten, dass mindestens ein Byte pro Slot übertragen werden muss, um die Resynchronisation zu gewährleisten. Dies wird in Form einer Adaption des Konzepts DSFP umgesetzt. Ist ein Zeitslot nicht lang genug ($t_{\text{slot}} < 8 \cdot T_{\text{Bit},n}$) wird dieser nicht für die Datenübertragung verwendet. Dieses Konzept ist exemplarisch in Abbildung 8.8 dargestellt. Nach der ersten Unterbrechung des Frames wird ein Zeitslot nicht genutzt, da dieser die Bedingung $t_{\text{slot}} > 8 \cdot T_{\text{Bit},n}$ nicht erfüllt. Im nachfolgenden Zeitslot wird die Übertragung fortgeführt.

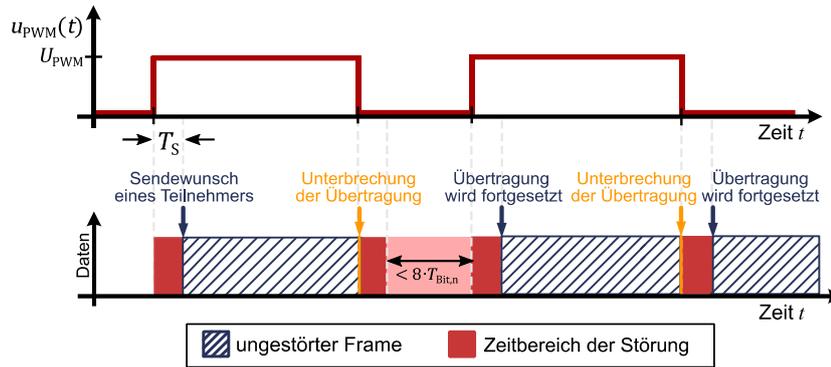


Abbildung 8.8: Schematische Darstellung der Adaption der Methode DSFP mit einer Mindestanzahl von Bits pro Slot

Die Simulationsergebnisse für die Bitratenreduktion unter dieser Prämisse ($p_{\min} = 1 \text{ Byte}$) sind im rechten Teil der Abbildung 8.9 dargestellt. Als Referenz sind im linken Teil der Abbildung die Ergebnisse für eine Simulation unter Verwendung aller Zeitslots mit $t_{\text{slot}} \geq T_{\text{Bit},n}$ dargestellt. Die Bitratenreduktion Δb_n ist für verschiedene nominelle Bitraten b_n dargestellt. Durch die Einführung einer minimalen Datenmenge pro Zeitslot p_{\min} steigt die Bitratenreduktion, da nicht alle Zeitslots genutzt werden können. Es zeigt sich, dass die Reduktion für kleine nominelle Bitraten b_n höher ist, da die Übertragungsdauer für 1 Bit bzw. 1 Byte länger ist und damit weniger Zeitslots für die Übertragung zur Verfügung stehen. Dies führt in beiden Fällen zu einer geringeren prozentualen Reduktion der effektiven Bitrate bei einer höheren nominellen Bitrate.

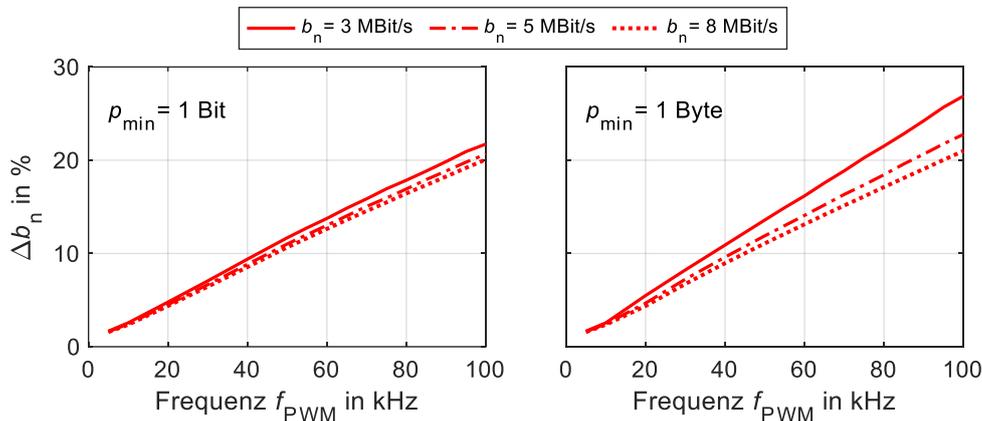


Abbildung 8.9: Simulationsergebnisse der Adaption der Methode DSFP mit einer Mindestanzahl von Bits pro Slot (p_{\min})

In der Spezifikation der CAN FD-Übertragung ist ein Bitratenwechsel vorgesehen, um die Kompatibilität mit CAN zu gewährleisten. Das bedeutet, dass die Daten in der Arbitrationsphase mit einer geringeren Übertragungsrate b_a als in der Datenphase (vgl. Abbildung 2.3) übertragen werden. Der Einfluss dieses Bitratenwechsels auf die Bitratenreduktion Δb_n ist in Abbildung 8.10 für zwei verschiedene nominelle Bitraten

$b_d = b_n$ dargestellt. Die Reduktion der effektiven Bitrate Δb_n nimmt mit einer geringeren Bitrate der Arbitrationsphase b_a zu. Die prozentuale Reduktion der Bitrate Δb_n ist umso größer, je höher die nominale Bitrate b_n (bzw. b_d) ist, da das Verhältnis b_a/b_d abnimmt. In jedem Fall führt diese Adaption der DSFP-Methode zu einer sehr hohen Reduktion der Bitrate und damit zu einer deutlichen Verringerung der Effizienz.

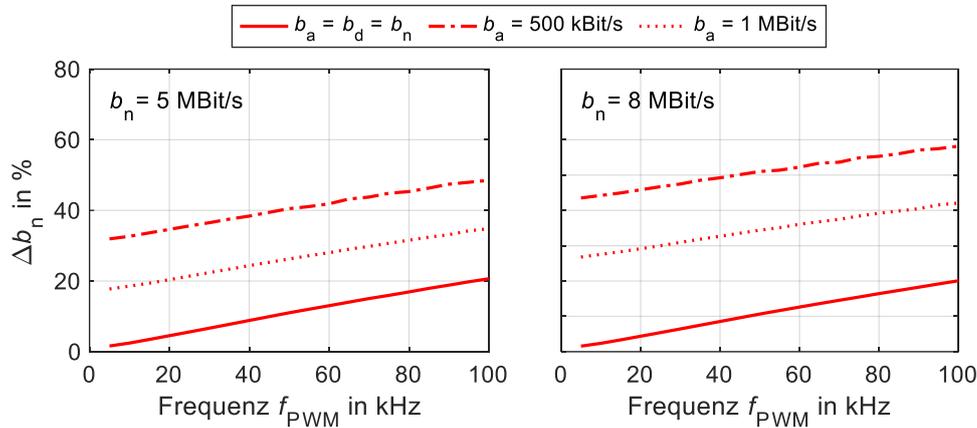


Abbildung 8.10: Simulationsergebnisse der Adaption der Methode DSFP mit Bitratenwechsel (BRS) zwischen Arbitrations- und Datenphase ($b_d = b_n$)

8.4.3 Analyse der Latenz und Verzögerungen der Datenübertragung

Ziel einer störungssynchronen Kommunikation ist neben einer hohen Datenrate eine möglichst latenzarme Datenübertragung. Die Latenz für eine eventbasierte Kommunikation und das Konzept einer störungssynchronen Kommunikation mit adaptierter Payload (DSAP) werden untersucht. Es wird eine nominelle Bitrate von $b_n = 5 \text{ MBit/s}$ für die Untersuchung angenommen. Es werden 100 Sendeversuche betrachtet, deren Startzeitpunkte in beiden Kommunikationskonzepten gleichverteilt in einer Periode des Modulationssignals ($1/f_{sin}$) gewählt werden. In einer eventbasierten Kommunikation wird im Fall einer zeitgleichen Übertragung von Störung und Datenübertragung der gesamte Frame verworfen und ein erneuter Sendeversuch gestartet. Ein erneuter Sendeversuch wird nach der Zeit für einen Error Frame (23 Bit) und der minimalen freien Zeit auf dem Bus (3 Bit) gestartet [1, S. 105]. In einer Übertragung mit DSAP entsteht eine Latenz in der Übertragung, wenn einige der verfügbaren Zeitslots zu kurz sind, um den gesamten Frame zu übertragen. Es muss ein Zeitintervall abgewartet werden, das die Übertragung des gesamten Frames ermöglicht. Im linken Teil von Abbildung 8.11 sind die Ergebnisse für die Latenz t_L von 100 Sendeversuchen für eine PWM-Frequenz von 30 kHz und einen Frame mit Payload von 4 Byte dargestellt. Es ist die deutliche Streuung der Latenzzeiten für beide Kommunikationskonzepte zu

erkennen, die durch die Abhängigkeit vom Startpunkt der Kommunikation erklärt werden kann. Der Mittelwert der Latenzzeiten für eine eventbasierte Kommunikation (grüne Linie) ist deutlich größer als für die Übertragung mit dem störungssynchrone Kommunikationskonzept DSAP (blaue Linie).

Der Einfluss der PWM-Frequenz und der Payload auf die Latenz sind im rechten Teil von Abbildung 8.11 dargestellt. Es werden für die untersuchten Parameter 100 Sendeversuche betrachtet und der Mittelwert der Latenzzeiten \bar{t}_L berechnet. Die größten mittleren Latenzzeiten \bar{t}_L treten in der eventbasierten Kommunikation auf. Die Latenzzeit ist abhängig von der Länge der Frames bzw. der Anzahl der übertragenen Nutzdaten. Die Latenz steigt mit zunehmender Framelänge und ab einer Frequenz von 70 kHz ist keine Übertragung mehr möglich (vgl. Abbildung 8.6). Dieses Verhalten ist auch für die störungssynchrone Kommunikation mit adaptierter Payload (DSAP) zu erkennen, jedoch sind die Latenzzeiten deutlich geringer als bei der eventbasierten Kommunikation. Mit zunehmender Frequenz und Payload bleiben viele Zeitslots ungenutzt, da diese zu kurz für die Übertragung des vollständigen Frames sind. Dies führt zu einer Vergrößerung der Latenz insbesondere für Frames mit großer Payload.

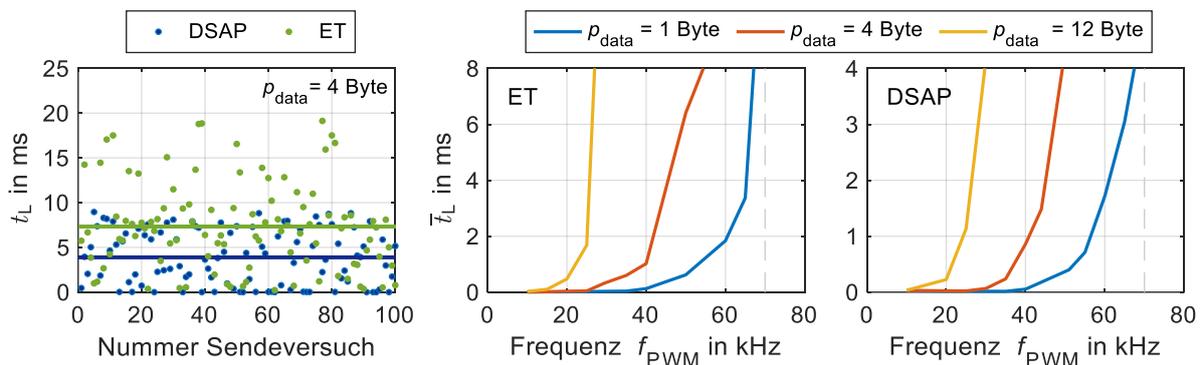


Abbildung 8.11: Latenz von 100 Sendeversuchen ($f_{PWM} = 30$ kHz, $p_{data} = 4$ Byte) (links) und mittlere Latenzzeiten für verschiedene PWM-Frequenzen und Payloads (Mitte und rechts) für eine Konfiguration mit $b_n = 5$ MBit/s, $a = 0,9$ und $T_s = 1$ µs

In den Methoden DSFP (ohne Adaptionen entsprechend Kapitel 8.4.2) und DSAB gibt es keine Latenz, da die Übertragung im nächsten freien Zeitslot begonnen werden kann. Der Nachteil ist die Verlängerung der Übertragungsdauer der einzelnen Frames, die durch das Pausieren bzw. die Änderung der Datenrate des Sendevorgangs entsteht. Die Verlängerung der Übertragungsdauer ist abhängig von der Modulationsfrequenz f_{PWM} , der Länge des Frames und der nominellen Bitrate. Je häufiger eine Störung während der Übertragung eines Frames auftritt, desto länger wird die Übertragungszeit im Vergleich zu der idealen Übertragungsdauer. Die Verlängerung der Übertragungszeit wird als prozentuale Abweichung Δt_n zwischen der idealen

Übertragungsdauer t_n des Frames und der Übertragungsdauer unter Anwendung des kooperativen Betriebs t_{DSFP} bzw. t_{DSAB} berechnet:

$$\Delta t_n = \left(\frac{t_{\text{DSFP}} - t_n}{t_n} \right) \cdot 100\% \quad (8.9)$$

Es werden auch in dieser Untersuchung 100 Sendeversuche gleichverteilt in einer Periode $1/f_{\text{sin}}$ ausgewertet und der Mittelwert der Abweichung der Übertragungsdauern $\overline{\Delta t_n}$ bestimmt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 8.12 in Abhängigkeit von der PWM-Frequenz dargestellt. In den Ergebnissen ist zu erkennen, dass die prozentuale Verlängerung der Übertragungsdauer nicht wesentlich von der Größe des Datenfelds (Payloads) der übertragenen Frames abhängt. Im rechten Teil der Abbildung wird die Bitrate b_n variiert und es ist ein nahezu linearer Verlauf zu erkennen. Die prozentuale Verlängerung der Übertragungszeit hängt nicht von der nominellen Bitrate ab. Im Vergleich der Kommunikationskonzepte DSFP und DSAB ist zu erkennen, dass DSFP zu besseren Ergebnissen führt, da die erreichten Übertragungsdauern geringer sind. Den Ergebnissen ist jedoch zu entnehmen, dass sich die Übertragungszeit bei hohen PWM-Frequenzen auch für DSFP um bis zu 25 % verlängert. Das muss beim Einsatz der Konzepte in Echtzeitanwendungen berücksichtigt werden.

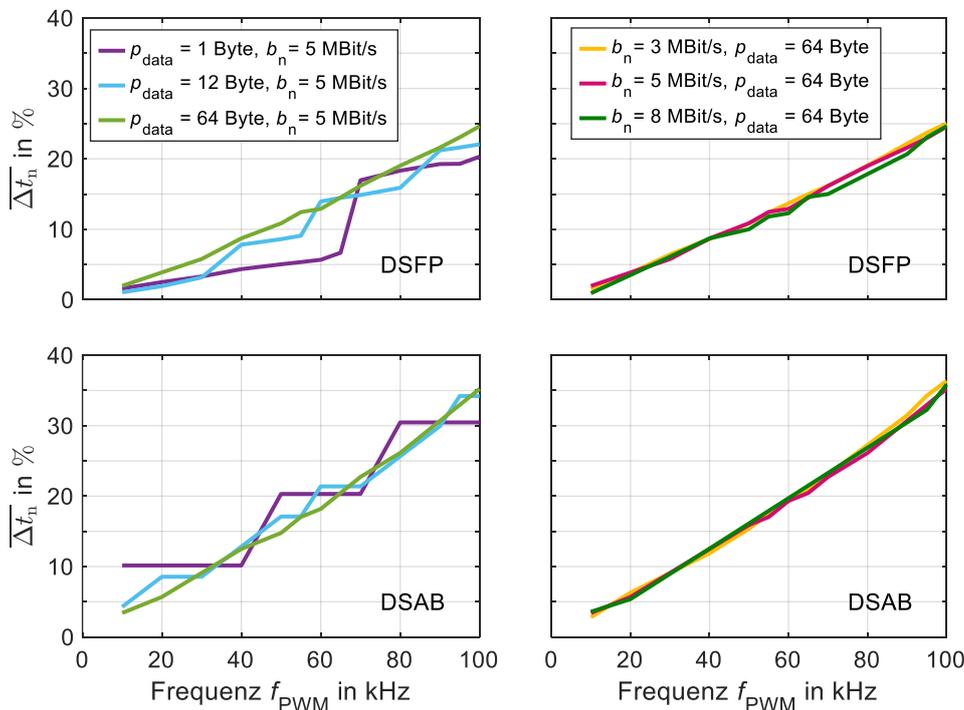


Abbildung 8.12: Simulationsergebnisse zur Verlängerung der Übertragungsdauer durch die Verwendung von kooperativen Betriebsstrategien DSFP und DSAB in Abhängigkeit von der Payload p_{data} (links) und der nominellen Bitrate b_n (rechts)

8.4.4 Untersuchung des Einflusses von Jitter

In synchronisierten Kommunikationskonzepten ist das Timing ein zentraler Aspekt und eine potentielle Fehlerquelle. Die Parameterstudien in den vorherigen Kapiteln basieren auf idealen Annahmen zur Bitdauer. In einer realen Übertragung sind jedoch die Bitdauern mit Ungenauigkeiten und Jitter behaftet, wie im linken Teil von Abbildung 8.13 schematisch dargestellt. In [105] und [106] wird gezeigt, dass der Jitter in einer Datenübertragung mit einer Normalverteilung modelliert werden kann. Die verwendete Normalverteilung beschreibt die stochastische Verteilung der Bitdauern $T_{\text{Bit}} \in \mathcal{N}(T_{\text{Bit},n}, \sigma_{\text{jitter}}^2)$. Im rechten Teil von Abbildung 8.13 ist die zugehörige Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (engl. Probability Density Function, PDF) $P_{\text{Bit}}(t)$ dargestellt. Der Mittelwert der verwendeten Normalverteilung ist der nominelle Wert der Bitdauer $T_{\text{Bit},n}$ und die Standardabweichung σ_{jitter} der Normalverteilung wird mit dem 2σ -Bereich definiert $2\sigma_{\text{jitter}} = \eta_j \cdot T_{\text{Bit},n}$.

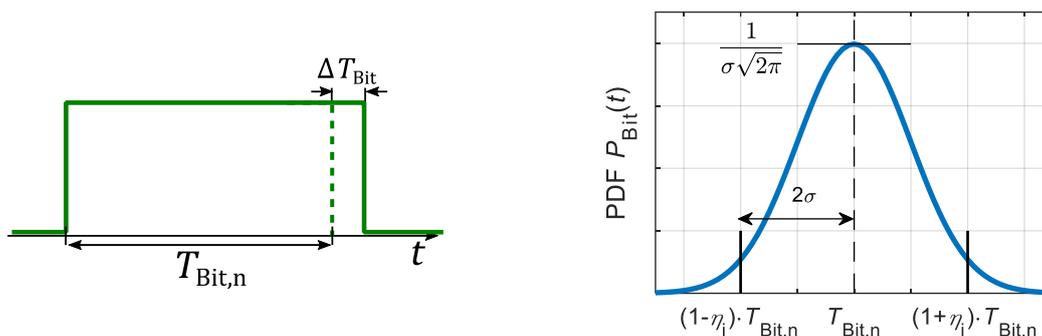


Abbildung 8.13: Schematische Darstellung der Abweichung der nominellen Bitdauer verursacht durch Jitter-Effekte (links); Modellierung des Jitters für eine CAN FD-Kommunikation mit einer Normalverteilung (rechts)

Der Jitter kann die Übertragungsdauer der Bits verlängern oder verkürzen, sodass in den störungssynchronen Kommunikationskonzepten die Übertragung nicht mehr ideal in den ungestörten Zeitslots erfolgt. Treten dadurch Datenübertragung und Störung zeitgleich auf, kann es zu Bitfehlern kommen. In einer Simulation wird die Bitfehlerrate bestimmt, die durch einen normalverteilten Jitter entsteht (vgl. Abbildung 8.13). In [25] wurde der kritische Jitter in einer CAN/CAN FD-Übertragung mit 10 % der Bitdauer bestimmt. Darauf basierend wird $\eta_j = 0,1$ gewählt, sodass 95,45 % der Bitdauern in der Übertragung in einem Bereich mit maximal 10 % Jitter liegen ($T_{\text{Bit}} \in [(1 - \eta_j) \cdot T_{\text{Bit},n}, (1 + \eta_j) \cdot T_{\text{Bit},n}]$) [107, S. 1488]. Das Jitter-Modell wird in die Simulation integriert, indem die Übertragungsdauer der Bits entsprechend der Normalverteilung variiert und die Bitfehlerrate mit (8.10) berechnet wird.

$$\text{Bitfehlerrate} = \frac{\text{Anzahl fehlerhaft übertragener Bits}}{\text{Summe aller übertragenen Bits}} \quad (8.10)$$

Der Einfluss des Jitters wird zunächst für die Methode DSFP ausgewertet. Die Ergebnisse der Bitfehlerraten mit verschiedenen nominellen Bitraten b_n und η_j sind im linken Plot von Abbildung 8.14 dargestellt. Für alle Kombinationen von b_n und η_j zeigt sich ein Anstieg der Bitfehlerrate mit zunehmender PWM-Frequenz, da mit dieser Frequenz die Anzahl der Zeitslots und damit die notwendigen Unterbrechungen in der Übertragung zunehmen. Es steigt durch den Jitter die Wahrscheinlichkeit, dass Datenübertragung und Störung zeitgleich auftreten. Mit höherer Datenrate b_n sinkt die Bitfehlerrate, da durch die kürzere Bitdauer mehr Bit pro Slot übertragen werden können und damit der Anteil der fehlerhaften Bits pro Slot in der gesamten Übertragung abnimmt.

Um Bitfehler aufgrund von Jitter zu vermeiden, kann bei der Bestimmung der Anzahl der zu übertragenden Bits für jeden Zeitschlitz das Jitter-Modell berücksichtigt werden. Es werden weniger Bit pro Slot übertragen und damit der Einfluss des potentiellen Jitters eliminiert. Im rechten Teil der Abbildung 8.14 ist die Reduktion der erreichten Bitrate (vgl. Gleichung (8.8)) für DSFP ohne Jitter ($\eta_j = 0$) und unter Berücksichtigung des Jitter-Modells für zwei Datenraten b_n dargestellt. Die Integration des Jitter-Modells führt in den Simulationen zu einer Bitfehlerrate von 0. Eine geringe Vergrößerung der Bitratenreduktion Δb_n reicht demnach aus, um die Bitfehlerrate signifikant zu senken und somit eine robuste Kommunikation zu gewährleisten.

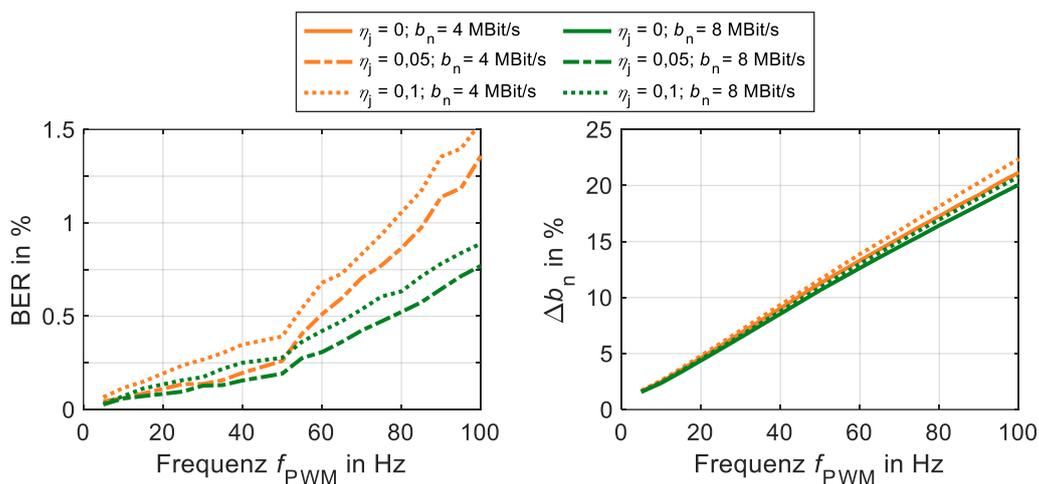


Abbildung 8.14: Bitfehlerrate des Konzepts DSFP ($T_s = 1 \mu\text{s}$, $a = 0,9$) mit normalverteiltem Jitter (links); Nettobitrate nach Berücksichtigung des Jitter-Modells im Kommunikationskonzept DSFP (BER = 0) (rechts)

8.5 Fazit und Vergleich der kooperativen Betriebsstrategien

Für einen abschließenden Vergleich der Kommunikationskonzepte wird die Entstörung

einer exemplarischen Koppelstrecke entsprechend Abbildung 8.1 betrachtet. Es werden konstante Parameter für die Störung des Übertragungskanals gewählt, die im linken Teil von Abbildung 8.15 zusammengefasst sind. Dort sind auch die benötigten Parameter für die verschiedenen Kommunikationskonzepte aufgeführt. Zunächst wird die Bitfehlerrate bei einem normalverteilten Jitter in der betrachteten Störumgebung für die verschiedenen Konzepte mittels einer Simulation bestimmt. Es werden dazu die in Kapitel 8.3 und 8.4.2 beschriebenen kooperativen Betriebsstrategien für die gegebene Störumgebung implementiert und die Ergebnisse sind im rechten Teil von Abbildung 8.15 dargestellt. Es zeigt sich, dass sich die größte Bitfehlerrate für die Methode DSAB ergibt und dieses Verfahren damit besonders anfällig gegenüber Timing-Problemen ist. Bei der Implementierung dieser Methode ist es deshalb von besonderer Bedeutung, ein Modell für den Jitter zu berücksichtigen, um eine effiziente Kommunikation aufzubauen. Die geringste Bitfehlerrate kann mit der Methode DSAP erreicht werden. Die verschiedenen Adaptionen der Methode DSFP (vgl. Kapitel 8.4.2) führen nur zu geringen Unterschieden in den Bitfehlerraten und diese liegen zwischen den Ergebnissen der Konzepte DSAP und DSAB. Insgesamt zeigen sich sehr hohe Werte für die Bitfehlerrate (vgl. [108]), was die Notwendigkeit der Betrachtung von Jitter-Effekten verdeutlicht.

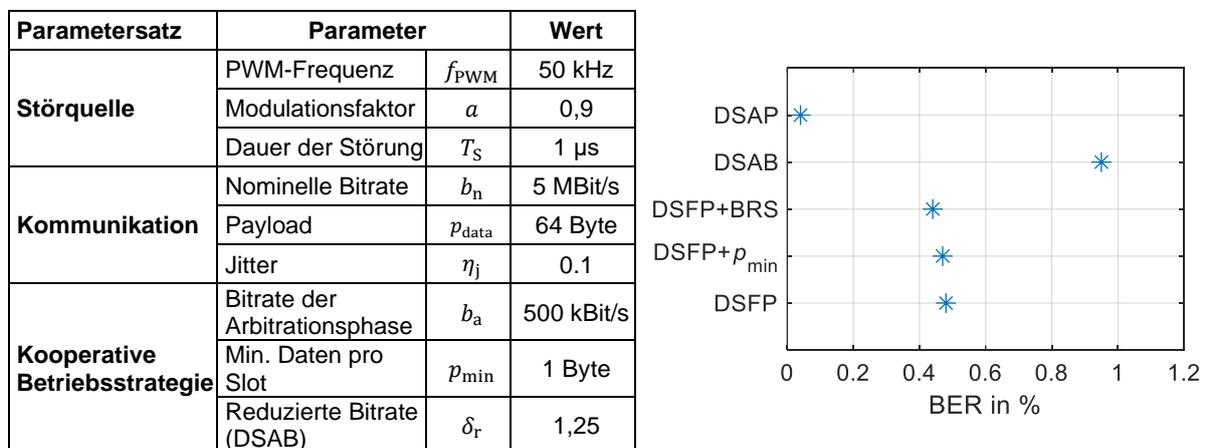


Abbildung 8.15: Parameter für den Vergleich der kooperativen Betriebsstrategien (links); Vergleich der Bitfehlerraten (rechts)

Die Ergebnisse für die Bitfehlerrate sind jedoch nicht ausreichend, um eine vollständige Bewertung der Kommunikationskonzepte vorzunehmen. Es werden dazu zusätzlich die Nettobitrate, die Latenz und die Verlängerung der Übertragungszeit ausgewertet. Zur Bestimmung der Latenz und Verlängerung der Übertragungszeit wird ein Senderversuch eines Frames mit einer Payload von 64 Byte betrachtet. Da dies neben dem Übertragungskonzept vom Zeitpunkt des Sendewunschs relativ zum Störsignal

abhängt, wird dies für 100 Frames mit gleichverteilten Startzeitpunkten berechnet und der Mittelwert gebildet. Alle Simulationsergebnisse sind in Tabelle 8.1 dargestellt.

Die Ergebnisse für DSAP zeigen die niedrigste effektive Bitrate und es kann kein Frame mit $p_{\text{data}} = 64$ Byte übertragen werden, da die verfügbaren freien Zeitslots zu kurz sind. Dies zeigt noch einmal die eingeschränkte Anwendbarkeit dieser Methode. Das Konzept DSFP erreicht die höchsten Nettobitrate. Bei der Adaption des Konzepts DSFP mit der Bedingung einer minimalen Datenmenge pro Slot von 1 Byte wird ebenfalls eine hohe Datenrate erreicht. Die Verwendung eines Bitratenwechsels in der Kommunikation führt, wie bereits in Kapitel 8.4.2 gezeigt, zu einer deutlich niedrigeren Nettobitrate und einer hohen Latenz. Die Latenzzeit in den Adaptionen des DSFP-Konzepts entsteht dadurch, dass trotz Partitionierung des Frames nicht alle Zeitslots in der Übertragung genutzt werden können und damit auch die Übertragung nicht direkt beim Zeitpunkt des Sendewunsches gestartet werden kann. Das Konzept DSAB führt zu einer etwas geringeren Bitrate im Vergleich zu DSFP, da in diesem Beispiel $T_S/T_{\text{Bit},n} < 1$ gilt (vgl. Abbildung 8.7). Die Verlängerung der Übertragungszeit unterscheidet sich für DSFP und DSAB ebenfalls nur geringfügig.

Die Ergebnisse zeigen die Vor- und Nachteile der verschiedenen Konzepte und verdeutlichen, dass vor der Auswahl des geeigneten Konzepts eine genaue Analyse der Anforderungen und Parameter der Störumgebung durchgeführt werden muss. In dem hier gezeigten Beispiel ermöglicht das Konzept DSFP aufgrund der hohen Nettobitrate bei geringer Bitfehlerrate die effektivste Übertragung.

Tabelle 8.1: Simulationsergebnisse für den Vergleich der verschiedenen kooperativen Betriebsstrategien

Parameter \ Konzept	DSAP	DSFP			DSAB
		BRS ($b_d = b_n$)	$p_{\min} = 1$ Byte	$p_{\min} = 1$ Bit	
Nettobitrate b_{net} in Mbit/s	2,82	2,99	4,42	4,47	4,35
Reduktion der Bitrate Δb_n in %	43,6	40,2	11,6	10,6	13,0
Mittlere Latenzzeit \bar{t}_L in μs für einen Frame mit $p_{\text{data}} = 64$ Byte	Keine Übertragung möglich	83,08	74,42	0,00	0,00
Mittlere Übertragungsdauer $\overline{\Delta t}_n$ für einen Frame mit $p_{\text{data}} = 64$ Byte	Keine Übertragung möglich	1,95	3,24	0,15	0,147
BER in % mit Jitter (vgl. Abbildung 8.15)	0,04	0,44	0,47	0,48	0,97

9 Diskussion der Ergebnisse zur Störfestigkeit und Auswahl von Entstörmaßnahmen

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse hinsichtlich der Störfestigkeit der verschiedenen Bussysteme und die möglichen Entstörmaßnahmen dargestellt und diskutiert. In Abbildung 9.1 sind die Einflussparameter auf die Störfestigkeit getrennt für Common und Differential Mode aufgeführt, die auf Basis der vorangegangenen Untersuchungen (Kapitel 5 bis 7) identifiziert werden können. Einfluss auf die Störfestigkeit von Bussystemen gegenüber CM-Störungen haben die Störschwellen der Transceiver-ICs und die Filterwirkung des Terminierungsnetzwerks. Da das Nutzsignal ein Differenzsignal ist, ist die Störfestigkeit gegenüber DM-Störungen maßgeblich abhängig vom verwendeten Analogsignal des betrachteten Bussystems. Kürzere Bit- bzw. Symbolauern und geringere Spannungspegel sind anfälliger gegenüber DM-Störungen. Die Signalverarbeitung im Receiver hat ebenfalls einen großen Einfluss auf die Störfestigkeit. Dies gilt aufgrund des komplexeren Physical Coding Sublayers besonders für Automotive-Ethernet-Systeme.

Im unteren Teil der Abbildung sind die Entstörmaßnahmen im Fall einer Leitungskopplung mit der Kommunikationsleitung dargestellt. Die möglichen Maßnahmen sind abhängig vom betrachteten Koppelpfad. Zunächst sind einige allgemeine Designregeln für die Koppelpfade aufgeführt. Für die Reduktion von CM- und DM-Störungen gilt grundsätzlich, dass die Koppellänge minimiert und der Abstand zur störenden Leitung maximiert werden soll. Bei einer DM-Einkopplung kann dies noch dahingehend erweitert werden, dass die durch die zwei Kommunikationsleitungen aufgespannte Schleife minimiert werden soll, um eine möglichst symmetrische Einkopplung zu realisieren. Ein symmetrischer Aufbau von TWP und Terminierungsnetzwerk führt dazu, dass ausschließlich CM-Störungen einkoppeln. Werden größere Kommunikationsnetze (hier CAN FD) betrachtet, lassen sich auch dort Maßnahmen für die Verringerung der Störfestigkeit finden. Grundsätzlich ist die Störeinkopplung für hochohmige Teilnehmer besonders kritisch. Im Vergleich verschiedener Topologien zeigen sich symmetrische Strukturen als besonders störfest, weshalb eine symmetrische Sterntopologie die größte Störfestigkeit besitzt. Die genauen Designregeln für spezielle Topologien und Bussysteme können mit den entwickelten Modellen für Bussysteme und Störeinkopplungen (Kapitel 4) quantifiziert werden. Ein Beispiel für die Auslegung einer Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke wird in Kapitel 9.1 gezeigt.

Sind Störeinkopplungen in einem System nicht zu vermeiden oder die Geometrie aufgrund anderer Restriktionen nicht zu verändern, können weitere Maßnahmen ergriffen werden. Es können die Terminierungsnetzwerke optimiert und weitere Filterstrukturen integriert werden. Dies wird im Folgenden für eine Automotive-Ethernet-Terminierung gezeigt (Kapitel 9.2). Eine weitere Methode zur Entstörung einer Kommunikationsstrecke können kooperativen Betriebsstrategien sein. Diese Maßnahme bedarf den größten Implementierungsaufwand, bietet jedoch eine zuverlässige Entstörung des Gesamtsystems, wie in Kapitel 8 gezeigt wurde. All diese Entstörkonzepte erfordern eine umfassende Kenntnis über das Systemverhalten, welches durch die simulativen Untersuchungen ermöglicht wird.

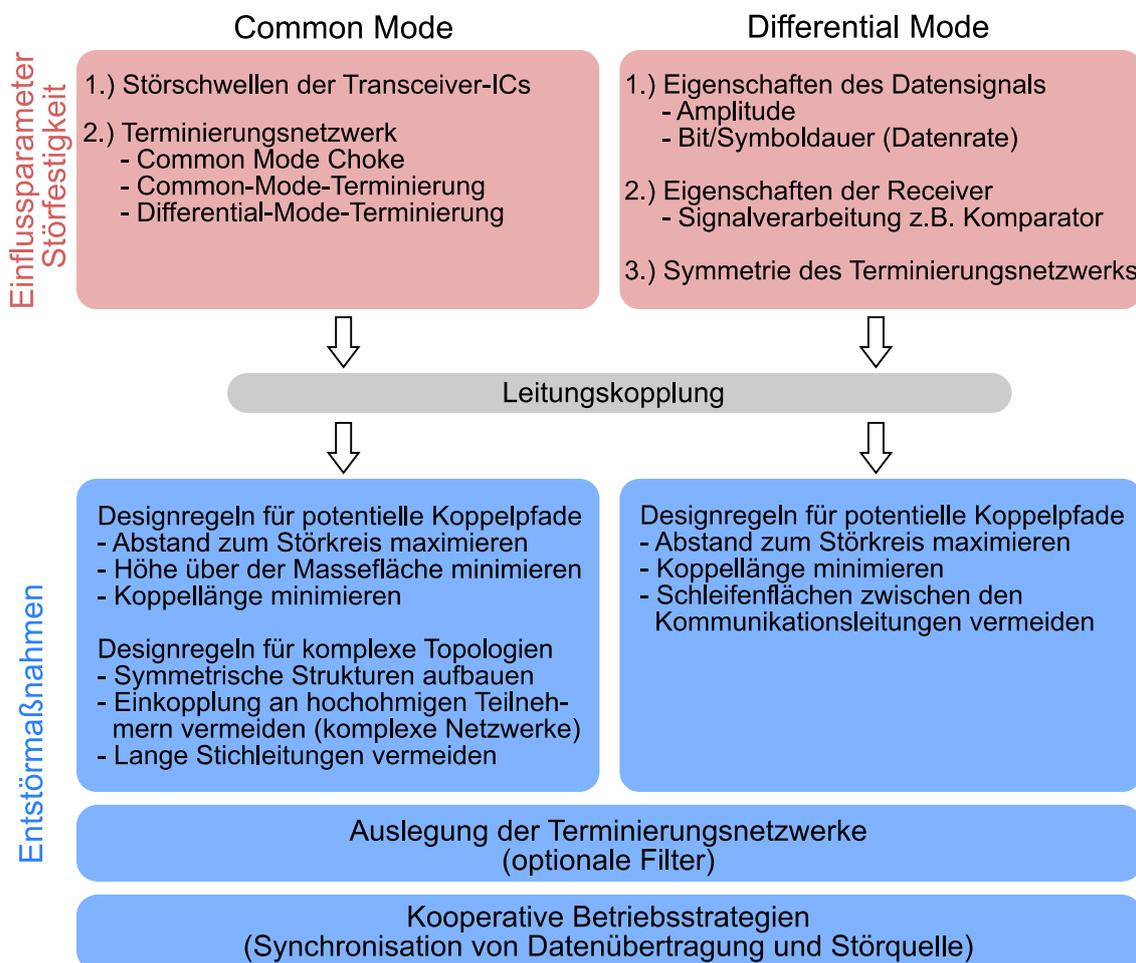


Abbildung 9.1: Übersicht der Einflussparameter auf die Störfestigkeit und mögliche Entstörmaßnahmen

9.1 Bewertung der Störfestigkeit und Auslegung einer Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke

Die Untersuchungen der Bussysteme in Kapitel 6 und 7 haben verschiedene Störschwellen in Abhängigkeit von der Koppelstrecke und der Kommunikations-

technologien gezeigt. Mit der Wahl der Geometrieparameter und der Auslegung der Koppelstrecke kann die Störfestigkeit reduziert werden. In diesem Abschnitt wird eine vergleichende Methodik für die Untersuchung kritischer CM-Störeinkopplungen vorgestellt. Aus einer solchen Betrachtung lässt sich ableiten, welche Spannungen im Störkreis bzw. Geometrieparameter für eine zuverlässige Datenübertragung zulässig sind und ob weitere Gegenmaßnahmen zur Erhöhung der Störfestigkeit ergriffen werden müssen. Dies wird exemplarisch anhand einer Leitungskopplungskonfiguration bestehend aus einer Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke und eines einfachen Störkreises, angelehnt an die Untersuchungen in Kapitel 6.2, durchgeführt. Die analysierte Konfiguration ist in Abbildung 9.2 (links) dargestellt. Zum Vergleich der Störfestigkeit der Bussysteme werden zunächst konstante Parameter für die Koppelstrecke ($l_c = 1 \text{ m}$, $d_w = 1,5 \text{ mm}$, $h_g = 50 \text{ mm}$) angenommen. Es wird die Überkopplung einer trapezförmigen Spannung $u_Q(t)$ analysiert und die kritischen Spannungsamplituden $U_{S,krit}$ ($t_r = 3 \text{ ns}$, $f_P = 100 \text{ kHz}$) für die verschiedenen Bussysteme ermittelt und im rechten Teil von in Abbildung 9.2 über der nominellen Datenrate aufgetragen. Die CM-Störfestigkeit ist unabhängig von der Datenrate und wird maßgeblich von den Eigenschaften des Transceiver-ICs und des Terminierungsnetzwerks bestimmt. Das führt dazu, dass sich für CAN FD im Bereich von 500 kBit/s bis 8 MBit/s eine konstante Störschwelle von $U_{S,krit} = 117 \text{ V}$ ergibt. Die kritischen Amplituden für 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 liegen mit 82 V und 51 V deutlich darunter. Dies zeigt, dass in der untersuchten Konfiguration Bussysteme mit höheren Datenraten eine geringere Störfestigkeit gegenüber CM-Störungen aufweisen.

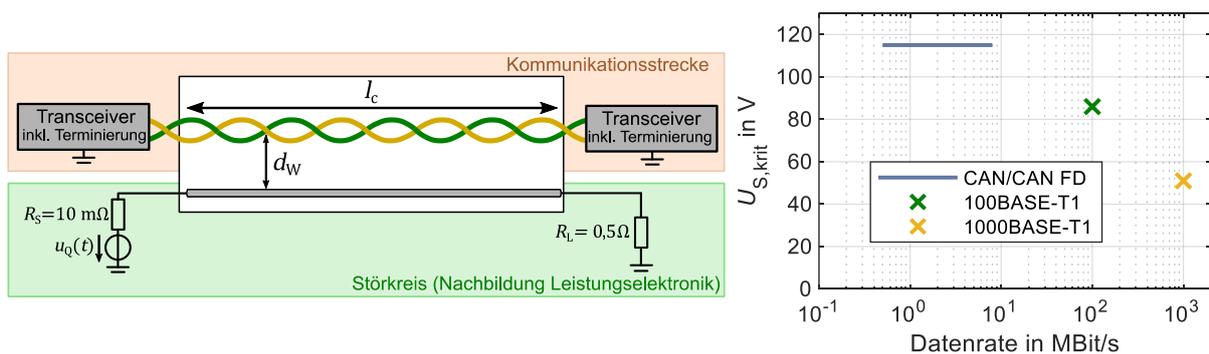


Abbildung 9.2: Leitungskopplungskonfiguration (links); Ergebnisse der kritischen Amplituden $U_{S,krit}$ für die verschiedenen Bussysteme ($l_c = 1 \text{ m}$, $d_w = 1,5 \text{ mm}$, $h_g = 50 \text{ mm}$) (rechts)

Eine Maßnahme zur Reduktion der Störung in der Kommunikationsstrecke ist, wie bereits beschrieben, die Veränderung der Parameter der Koppelstrecke. Die kritischen Parameter der Koppelstrecke (vgl. Abbildung 9.2) sind im linken Teil von Abbildung

9.3 in Abhängigkeit der maximalen Spannungsamplitude U_S ($t_r = 3 \text{ ns}$, $f_p = 100 \text{ kHz}$) dargestellt. Die Parameter, die zur Erfüllung der CM-Störschwellen entsprechend Tabelle 5.2 führen, werden für die unterschiedlichen Bussysteme ermittelt. Es sind der Abstand zwischen den Leitungen d_W und die Koppellänge l_c für verschiedene maximale Amplituden U_S dargestellt, während der jeweils andere Parameter ($l_c = 1 \text{ m}$, $d_W = 1,5 \text{ mm}$) konstant gehalten wird. Aus dieser Darstellung kann entnommen werden, welche Geometrieparameter notwendig sind, um die Störfestigkeit der Bussysteme zu gewährleisten. Der für eine Spannungsamplitude angegebene Abstand d_W sollte nicht unterschritten, wohingegen die Koppellänge nicht überschritten werden sollte. Es ist in dieser Abbildung die geringe Störfestigkeit der 1000BASE-T1-Kommunikation zu erkennen. Für CAN FD ist zu erkennen, dass es für Amplituden kleiner 100 V zu keinerlei Störungen kommt.

Im rechten Teil von Abbildung 9.3 sind die zulässigen Parameterkombinationen einer Koppelstrecke exemplarisch für die beiden Kommunikationssysteme 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 und $U_S = 100 \text{ V}$ dargestellt. Es sind farblich die Bereiche markiert, die eine störteste Kommunikation ermöglichen. Auch in dieser Darstellung ist die geringere Störfestigkeit für 1000BASE-T1 zu erkennen. Eine solche Analyse kann für jede beliebige Spannungsamplitude und weitere Eigenschaften der Konfiguration z.B. verschiedene Lasten im Störkreis oder Leiterradien durchgeführt werden. In dieser Untersuchung ist zu erkennen, dass typische Parameter in einem Kabelbaum durchaus eine Fehlerquelle darstellen, sodass weitere Maßnahmen zum Erhalt einer zuverlässigen Datenübertragung notwendig sind.

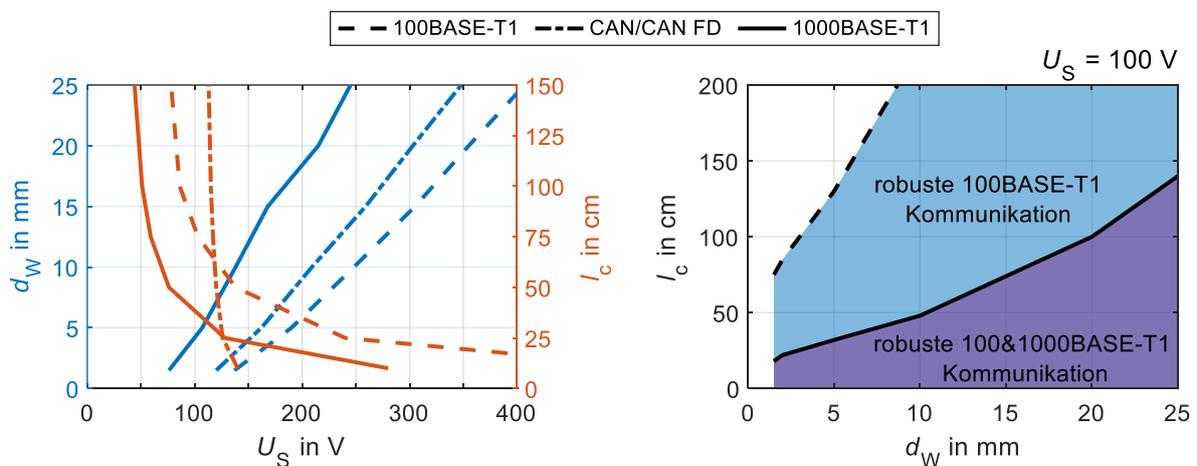


Abbildung 9.3: Kritische Geometrieparameter in Abhängigkeit von der maximalen Spannung U_S bei Variation von l_c ($d_W = 1,5 \text{ mm}$) und d_W ($l_c = 1 \text{ m}$) (links); Kritische Geometrieparameter der Automotive-Ethernet-Kommunikationsstrecken ($U_S = 100 \text{ V}$) (rechts)

9.2 Auslegung des Terminierungsnetzwerks für Automotive Ethernet

Die Untersuchungen von Automotive Ethernet wurden in dieser Arbeit mit der minimalen Terminierung (vgl. [1, S. 285]) durchgeführt. Da das Terminierungsnetzwerk eine zentrale Bedeutung für die Störspannung im Fall einer feldgebundenen Kopplung und das Potential zur Erhöhung der Störfestigkeit hat, werden in diesem Kapitel ausgewählte Eigenschaften des Terminierungsnetzwerks im Detail betrachtet und diskutiert.

9.2.1 Differential-Mode-Terminierung

Die Differential-Mode-Terminierung in Automotive-Ethernet-Terminierungsnetzwerken kann unterschiedlich ausgeführt werden. Wie im Grundlagenkapitel beschrieben, kann dies als konzentrierte differentielle $100\ \Omega$ -Terminierung oder als Split-Terminierung aufgebaut werden (vgl. Kapitel 2.2.1). Diese verschiedenen Ausführungen sind in Abbildung 9.4 dargestellt. Das rechte Ersatzschaltbild zeigt eine Split-Terminierung mit einer nicht idealen Masseanbindung, die durch eine Kapazität C_{DMT} und eine Induktivität L_{DMT} nachgebildet wird.

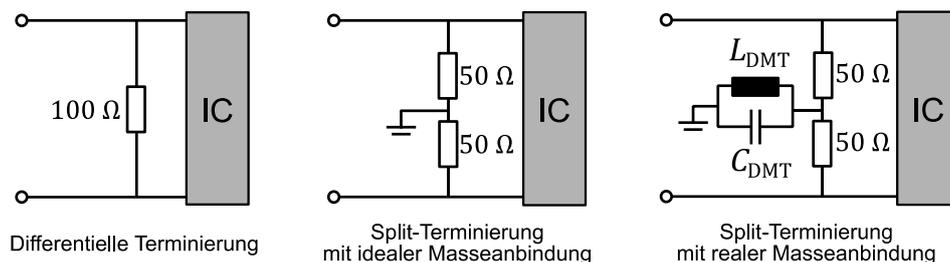


Abbildung 9.4: Ersatzschaltbilder verschiedener Ausführung und Modellierung der DM-Terminierung

Der Einfluss der verschiedenen Ausführungen auf die Störfestigkeit gegenüber CM-Störungen wird mit verschiedenen Simulationen untersucht. Zunächst werden die S_{cc12} -Parameter der Terminierungsnetzwerke für 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 bestimmt. Die Simulationen erfolgen mit Qucs analog zu den Untersuchungen in Kapitel 6.1.1. Die Ergebnisse sind in Abbildung 9.5 für die verschiedenen Ausführungen der DM-Terminierung dargestellt. Für die Modellierung der Masseanbindung wird $L_{DMT} = 0,5\ \mu\text{H}$ und $C_{DMT} = 100\ \text{pF}$ gewählt. In den Ergebnissen ist zu erkennen, dass eine Split-Terminierung eine Dämpfung über den gesamten Frequenzbereich ermöglicht. Die Induktivität und Kapazität der Masseverbindung führen zu einer Verringerung der Dämpfung in einem begrenzten Frequenzbereich abhängig von den Werten L_{DMT} und C_{DMT} . Die Ergebnisse für 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 unterschieden sich ausschließlich aufgrund der verwendeten CMC (vgl. Abbildung 6.10).

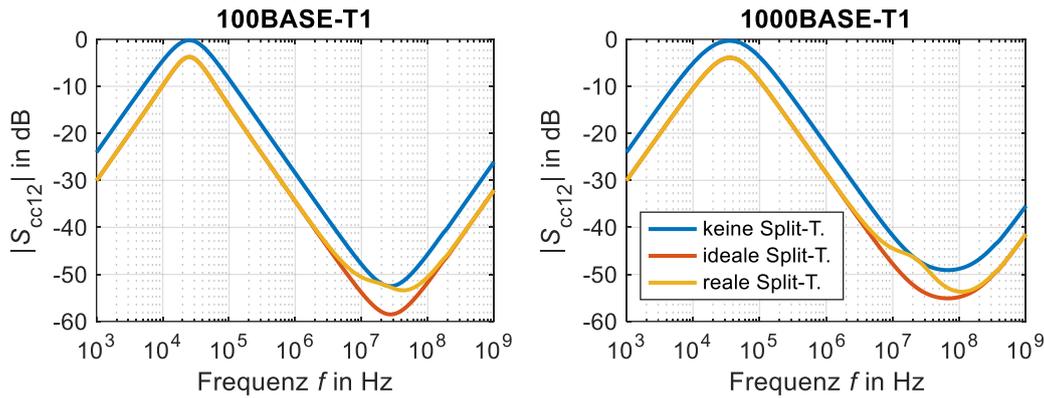


Abbildung 9.5: S_{cc12} -Parameter eines 100BASE-T1- und 1000BASE-T1-Terminierungsnetzwerks für verschiedene Ausführungen der DM-Terminierung

Die Auswirkungen der Auslegung der DM-Terminierung auf die Störeinkopplung wird im Folgenden anhand von zwei Koppelkonfigurationen analysiert. Zunächst wird die Einkopplung einer ebenen Welle betrachtet und eine Simulation im Frequenzbereich durchgeführt. Es wird dazu eine Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke ($l_{TWP} = 2 \text{ m}$) entsprechend Abbildung 6.13 untersucht. Die Orientierung der ebenen Welle, wird so gewählt, dass das E -Feld ($E = 200 \text{ V/m}$) in z -Richtung und das H -Feld in x -Richtung orientiert ist (Koordinatensystem entsprechend Abbildung 6.13 (rechts)). Die Ergebnisse sind in Abbildung 9.6 dargestellt. Entsprechend der S_{cc12} -Parameter zeigt sich zunächst ein deutlicher Unterschied zwischen den Ergebnissen mit und ohne Split-Terminierung. Im Fall einer realen Masseanbindung ist die geringe Dämpfung für eine Frequenz von 22 MHz zu erkennen, die von L_{DMT} und C_{DMT} abhängt.

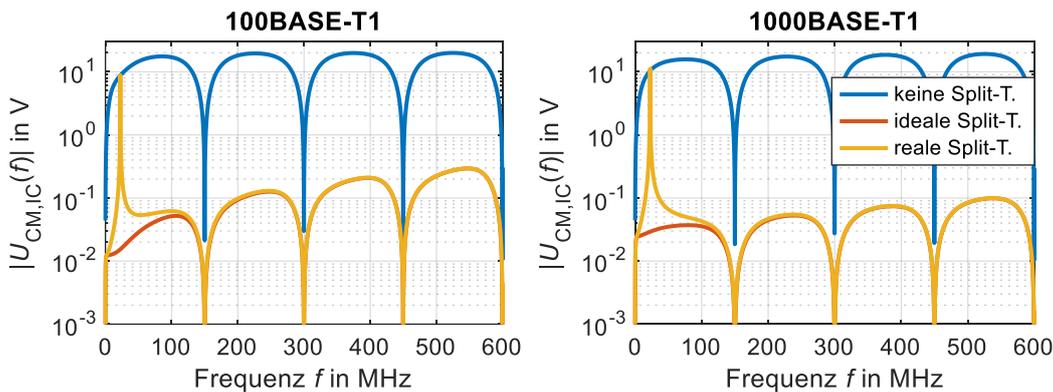


Abbildung 9.6: Ergebnisse der Einkopplung einer ebenen Welle ($E = 200 \text{ V/m}$) in eine Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke für verschiedene Ausführungen der DM-Terminierung

Der Einfluss der unterschiedlichen DM-Terminierung wird ebenfalls für eine Leitungskopplungskonfiguration im Zeitbereich untersucht. Es wird eine Punkt-zu-Punkt-Verbindung entsprechend Abbildung 9.2 mit einer Koppellänge von $l_c = 1 \text{ m}$ und einem Abstand der Leitungen von $d_w = 1,5 \text{ mm}$ verwendet (vgl. Abbildung 6.8). Die trapezförmige Spannung $u_Q(t)$ besitzt eine maximale Amplitude von $U_S = 48 \text{ V}$, eine

Anstiegszeit von $t_r = 3 \text{ ns}$ und eine Wiederholfrequenz von $f_p = 100 \text{ kHz}$. Die Zeitbereichsergebnisse der CM-Spannung am IC $u_{\text{CM,IC}}(t)$ sind in Abbildung 9.7 dargestellt. Auch hier zeigt sich die größere Dämpfung durch die Verwendung einer Split-Terminierung und es werden ohne Split-Terminierung für beide Bussysteme kritische Werte am Transceiver-IC (5 V) überschritten.

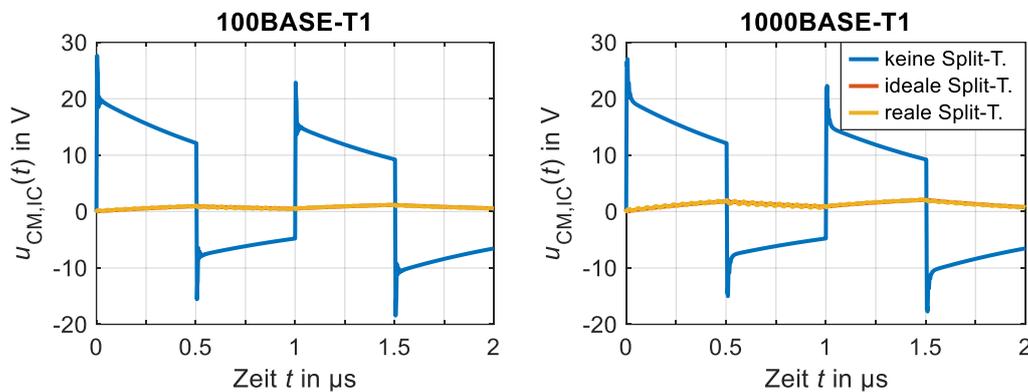


Abbildung 9.7: Ergebnisse einer Leitungskopplung ($l_s = 1 \text{ m}$, $d_w = 1,5 \text{ mm}$, $U_s = 48 \text{ V}$, $t_r = 3 \text{ ns}$, $R_L = 1 \Omega$) für verschiedene Ausführungen der DM-Terminierung

Die gezeigten Ergebnisse machen deutlich, dass eine Ausführung der DM-Terminierung als Split-Terminierung zu einer deutlichen Reduktion einer CM-Störspannung führt. Wie in Kapitel 7.4 diskutiert, kann eine Split-Terminierung jedoch auch zur Asymmetrie in der Terminierung beitragen. Beides muss bei der Auslegung der DM-Terminierung berücksichtigt werden.

9.2.2 Optionales Tiefpassfilter (100BASE-T1)

In eine Automotive-Ethernet-Terminierung kann ein zusätzliches Tiefpassfilter integriert werden, um die Störfestigkeit der Kommunikationsstrecke zu verbessern und hochfrequente Störungen zu reduzieren. In Abbildung 9.8 ist das erweiterte Terminierungsnetzwerk mit optionalem Tiefpassfilter entsprechend der Spezifikation [8] dargestellt.

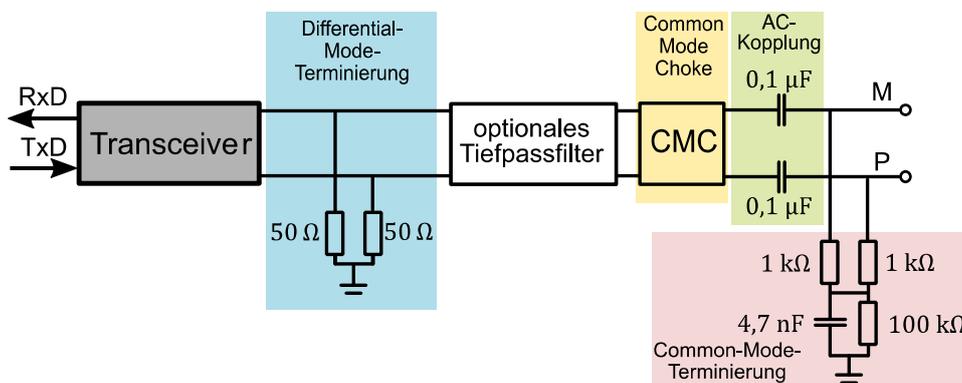


Abbildung 9.8: Automotive-Ethernet-Terminierungsnetzwerk mit optionalem Tiefpassfilter

Das Tiefpassfilter wird zwischen der CMC und der Differential-Mode-Terminierung in das Terminierungsnetzwerk integriert. Das Tiefpassfilter kann entsprechend der Anwendung und den Anforderungen an die Störfestigkeit des Bussystems ausgelegt werden. In [1, S. 285] und [40] werden Filter für eine 100BASE-T1-Kommunikation präsentiert und parametrisiert, deren Ersatzschaltbilder in Abbildung 9.9 dargestellt sind. Die Struktur des in [1, S. 285] gezeigten Filters wird auch in Datenblättern für 100BASE-T1-Transceivern vorgeschlagen (u.a. [70]). Im Folgenden wird der Einfluss dieser exemplarischen Tiefpassfilter auf die Einkopplung analysiert und diskutiert.

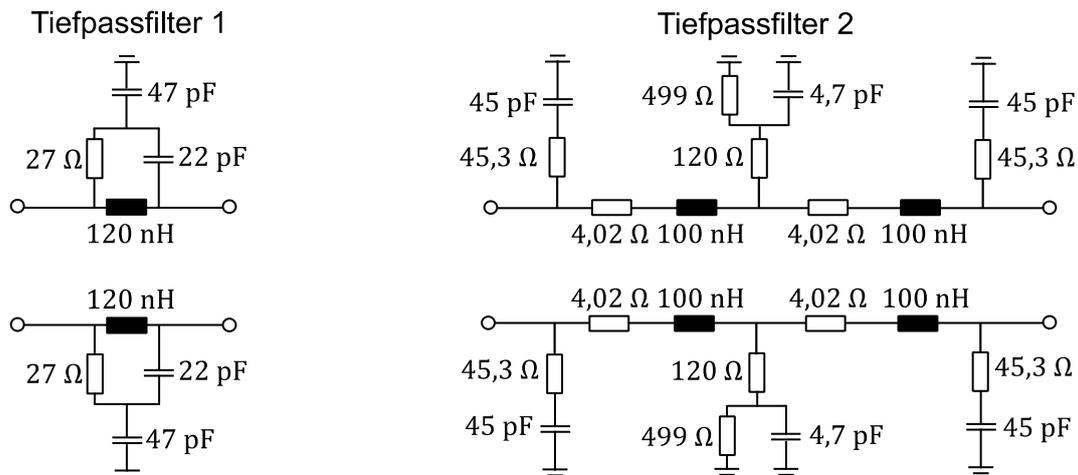


Abbildung 9.9: Ausführungen eines optionalen Tiefpassfilters für eine 100BASE-T1-Terminierung nach [1, S. 285] (links) und [40] (rechts)

Der Einfluss der beiden Filter auf das Verhalten des Terminierungsnetzwerks ist in Abbildung 9.10 mittels der Ergebnisse einer S-Parameter-Simulation dargestellt. Es wird die Übertragung von CM zu CM (S_{cc}) und DM zu DM (S_{dd}) des Terminierungsnetzwerks quantifiziert (vgl. Kapitel A.3). Durch den symmetrischen Aufbau ist in den betrachteten Netzwerken keine Modenkonzersion vorhanden.

In der Darstellung der S_{dd} - und S_{cc} -Parameter ist die stärkere Dämpfung der höheren Frequenzen durch die Tiefpassfilter zu erkennen. Es werden damit sowohl hochfrequente Störungen in der Übertragung von Common als auch Differential Mode reduziert. Das Tiefpassfilter 2 [40] führt zu einer deutlich stärkeren Reduktion der Übertragung von Frequenzen größer 50 MHz im Vergleich zur Terminierung ohne Filter.

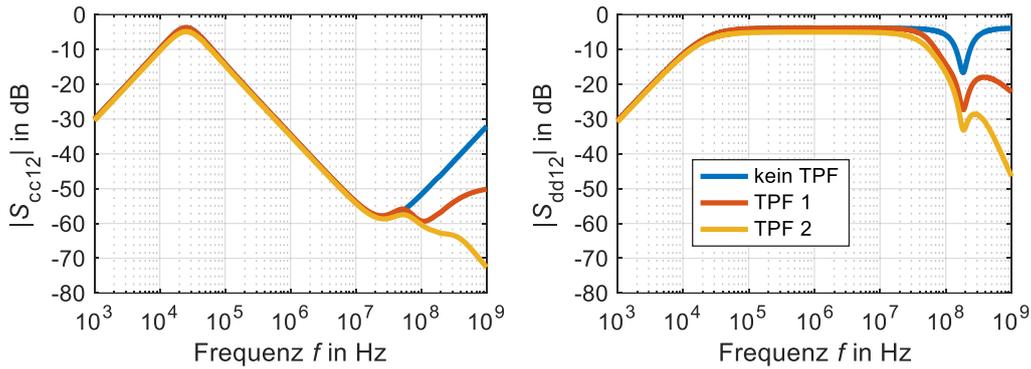


Abbildung 9.10: Mixed-Mode-S-Parameter eines 100BASE-T1-Terminierungsnetzwerks mit optionalen Tiefpassfiltern

Die Auswirkung der zusätzlichen Dämpfung durch das Filter auf die Einkopplung von Störungen wird durch weitere Simulationen untersucht. Es wird dazu eine Leitungskopplung mit einer Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke entsprechend Abbildung 9.2 mittels Zeitbereichssimulationen (LTspice) analysiert. Die Parameter der Koppelstrecke sind $d_W = 1,5 \text{ mm}$ und $l_c = 1 \text{ m}$ (vgl. Abbildung 6.8). Für die Spannungsquelle wird eine maximale Amplitude von $U_S = 48 \text{ V}$ und eine Anstiegszeit von $t_r = 3 \text{ ns}$ angenommen. In Abbildung 9.11 sind die Ergebnisse für zwei verschiedene Pulsbreiten äquivalent zu einer Schaltfrequenz von 1 MHz und 100 kHz (50 % Duty Cycle) dargestellt. In den Spannungsverläufen ist zu erkennen, dass das Tiefpassfilter 1 keinen signifikanten Einfluss auf die Störeinkopplung hat. Die Verwendung des Tiefpassfilters 2 führt zu einer Reduktion der maximalen Amplitude und damit zu einer Erhöhung der Störfestigkeit.

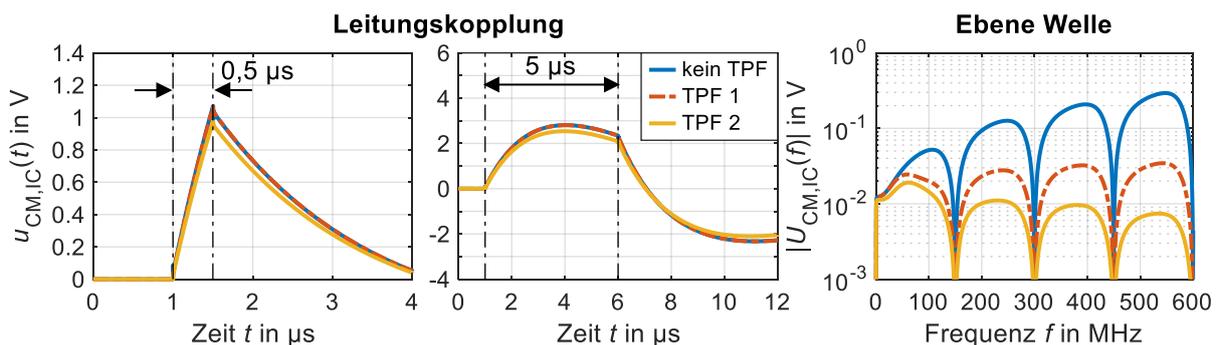


Abbildung 9.11: Simulationsergebnisse zum Vergleich der Einkopplung in eine 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke mit und ohne Tiefpassfilter: Leitungskopplung (links) und Einkopplung einer ebenen Welle mit $E = 200 \text{ V/m}$ (rechts)

Im rechten Teil von Abbildung 9.11 sind die Ergebnisse der Simulation der Einkopplung einer ebenen Welle ($E_z = 200 \text{ V/m}$, H_x) in eine Kommunikationsstrecke mit einer Leitungslänge von $l_{TWP} = 2 \text{ m}$ dargestellt (vgl. Abbildung 6.13). In diesen Ergebnissen ist der Einfluss beider Tiefpassfilter deutlich zu erkennen. In dem hier

gezeigten Anwendungsfall ist der Filter höherer Ordnung (Filter 2) effizienter und führt speziell im höheren Frequenzbereich zu einer größeren Dämpfung. Im Fall einer Leitungskopplung durch Pulse mit Anstiegszeiten im ns-Bereich ist es notwendig speziell hohe Frequenzen zu reduzieren. Auf Basis dieser Ergebnisse lässt sich zudem zeigen, dass nicht jedes Filter geeignet ist, um jede Störeinkopplung zu reduzieren. Bei der Auslegung eines Filters müssen die Koppelstrecke und potentielle Störspannungen berücksichtigt werden.

10 Zusammenfassung und Ausblick

Aktuelle Entwicklungen von teil- und vollautomatisierten Fahrzeugen führen zu einer Zunahme der Daten, die fahrzeugintern mit hoher Sicherheit und geringer Latenz übertragen werden müssen. Dazu wurden bestehende Datenübertragungssysteme wie der CAN-Bus weiterentwickelt und neue Systeme wie Automotive Ethernet eingeführt. Neben der Weiterentwicklung der Bussysteme werden, unter anderem für elektrische Fahrfunktionen, auch die leistungselektronischen Komponenten optimiert. Dies geschieht auch durch den zunehmenden Einsatz von Wide-Band-Gap-Halbleitern. Mit dieser Entwicklung nehmen die potentiellen Störquellen im Fahrzeug und die Anforderungen an die Störfestigkeit der Bussysteme stetig zu. Eine umfassende Untersuchung der EMV der Bussysteme ist damit notwendig, um die Signalintegrität und eine hohe Zuverlässigkeit der Übertragung zu gewährleisten. Ein geeignetes Mittel zur Auslegung und Bewertung der Störfestigkeit sind Simulationen. In dieser Arbeit wurden Modelle des Physical Layers für CAN FD, 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 für die Störfestigkeitsanalyse entwickelt. Dabei lag der Fokus auf den Terminierungsnetzwerken, da diese für die potentiellen Störeinkopplungen von zentraler Bedeutung sind. Die Modelle wurden mittels Messungen parametrisiert und validiert. Als Störquelle wurde eine Leitungskopplung, sowie die Einkopplung einer ebenen Welle in die Kommunikationsleitungen analysiert. Dazu war die Entwicklung spezieller Modelle für Leitungsbündel inklusive der Störeinkopplung notwendig. Auf Basis dieser Modelle wurde eine Methode zur vergleichenden Analyse der Störfestigkeit von CAN FD, 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 entwickelt. Es wurden Untersuchungen an einer Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke für die verschiedenen Bussysteme und für ausgedehnte CAN FD-Topologien durchgeführt. Aufgrund der vielen Einflussparameter, speziell in komplexen Topologien, konnten ausschließlich Grundsatzuntersuchungen durchgeführt werden. Diese sind jedoch richtungsweisend und zeigen auf, welche Parameter bei der Auslegung von Kommunikationssystemen berücksichtigt werden müssen.

Die Störfestigkeit eines Bussystems hängt von den Störschwellen der Transceiver-ICs sowie von den Eigenschaften der Terminierungsnetzwerke ab. Es konnten die unterschiedlichen Störschwellen von CAN/CAN FD- und Automotive-Ethernet-Transceivern gegenüber CM- und DM-Störungen herausgearbeitet werden. Auch die unterschiedlichen Eigenschaften der Terminierungsnetzwerke wurden dargestellt. Die simulativen Analysen haben verdeutlicht, dass die üblichen Terminierungsnetzwerke eines

CAN/CAN FD-Systeme weniger effektiv sind als die der untersuchten Automotive-Ethernet-Systeme.

Bei der Betrachtung der Störeinkopplung in eine Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke zeigt sich, dass die Störfestigkeit von 100BASE-T1 sowohl gegenüber CM- als auch DM-Störungen am geringsten ist. Die hohe Störfestigkeit von CAN/CAN FD-Transceivern führt dazu, dass trotz der geringeren Dämpfung durch das Terminierungsnetzwerk eine solche Kommunikation sehr robust ist. In ausgedehnten CAN FD-Topologien sind vor allem die hochohmigen Teilnehmer anfällig gegenüber eingekoppelten Störgrößen. Sterntopologien führen durch die symmetrische Struktur zu einer höheren Robustheit als eine vergleichbare Linientopologie. 100BASE-T1 besitzt im Vergleich mit den beiden anderen betrachteten Bussystemen eine sehr hohe Störfestigkeit gegenüber CM-Störungen, jedoch ist aufgrund der kurzen Symbolauern eine potentielle Störanfälligkeit gegenüber DM-Störspannungen gegeben. Das führt auch dazu, dass in Automotive-Ethernet-Systemen bereits geringe Asymmetrien in den Terminierungsnetzwerken durch Modenkonzersion zu kritischen Störungen in den differentiellen Datensignalen führen können.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden drei Maßnahmen zur Erhöhung der Störfestigkeit untersucht und diskutiert. Die erste Maßnahme ist die Wahl der Geometrieparameter der Koppelstrecke zur Reduktion der Störeinkopplung. Die Wahl dieser Parameter kann auf Basis einer simulativen EMV-Analyse erfolgen. Neben der Auslegung der potentiellen Koppelstrecke kann durch Struktur und Erweiterung der Terminierungsnetzwerke die Robustheit der Übertragung verbessert werden. In einer Automotive-Ethernet-Terminierung kann ein zusätzliches Tiefpassfilter eingesetzt werden. Die Untersuchungen haben jedoch gezeigt, dass nicht jedes Filter geeignet ist, um die Störfestigkeit zuverlässig zu erhöhen. Wenn die Maßnahmen zur Auslegung der Koppelstrecke und der Terminierung nicht ausreichen, können kooperative Betriebsstrategien eine robuste Datenübertragung sicherstellen. Das Bussystem und die Störquelle werden als Gesamtsystem betrachtet. Während wiederkehrende Schalthandlungen von leistungselektronischen Komponenten zu einer Störeinkopplung in ein Bussystem und damit zu einer erheblichen Reduktion der Zuverlässigkeit der Übertragung führen, können mit dem neuen Konzept störungsfreie Zeitintervalle für eine sichere Datenübertragung genutzt werden. Die Synchronisation des Bussystems mit der Störquelle ermöglicht die Prädiktion potentieller Störeinkopplungen und führt zu einer effizienten Nutzung der Zeitintervalle ohne Störungen. Verschiedene kooperative Ansätze wurden

entwickelt und analysiert. Mit Simulationen konnte gezeigt werden, dass durch den Einsatz kooperativer Betriebsstrategien im Fall von wiederkehrenden Störungen eine hohe Datenrate mit geringer Latenz realisiert werden kann. Die Implementierung eines kooperativen Betriebs ist eine aufwendige Maßnahme, jedoch kann durch Anwendung eines solchen Konzepts in zukünftigen Bussystemen trotz einer eingekoppelten Störspannung eine zuverlässige Datenübertragung ermöglicht werden. Die hier gezeigten Konzepte bieten darüber hinaus Potential für weitere Optimierungen. Es besteht die Möglichkeit, die Störquelle ebenfalls zu adaptieren, wenn sicherheitskritische Daten übertragen werden müssen. Dies kann z.B. durch die Anpassung der Flankensteilheit der verwendeten Transistoren in einer leistungselektronischen Komponente erfolgen. Alle Untersuchungen haben gezeigt, dass sich die entwickelten Modelle und Simulationsmethoden für eine umfassende Bewertung der Störfestigkeit und Signalintegrität eignen. Die Methoden können zudem auf andere Bussysteme angepasst und erweitert werden. Der modulare Aufbau erlaubt es, Modelle einzelner Komponenten wie z.B. der CMCs anzupassen oder zu ersetzen. Dies ermöglicht die umfassende Analyse spezieller Konfigurationen und Anwendungsfälle, sowie die Auslegung von Bussystemen und Maßnahmen zur Erhöhung der Störfestigkeit.

Anhang

A.1 Leitungsparameter für Rundleiter über einer Massefläche

Die in Kapitel 3.1 beschriebenen Leitungsparameter können für N Leiter in $N \times N$ -Matrizen zusammengefasst werden. Die Form der Matrizen für das in Abbildung 3.1 dargestellte Ersatzschaltbild sind den Formeln (A.1) bis (A.4) zu entnehmen.

$$\mathbf{R}' = \begin{pmatrix} R'_0 + R'_1 & \cdots & R'_0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R'_0 & \cdots & R'_N + R'_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{L}' = \begin{pmatrix} L'_{11} & \cdots & L'_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L'_{N1} & \cdots & L'_{NN} \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$\mathbf{G}' = \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^N G'_{1n} & -G'_{12} & \cdots & -G'_{1N} \\ -G'_{21} & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ -G'_{N1} & \cdots & \cdots & \sum_{n=1}^N G'_{Nn} \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$\mathbf{C}' = \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^N C'_{1n} & -C'_{12} & \cdots & -C'_{1N} \\ -C'_{21} & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ -C'_{N1} & \cdots & \cdots & \sum_{n=1}^N C'_{Nn} \end{pmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Die Kapazitäts- und Induktivitätsbelagsmatrizen können für verlustlose Rundleiter ($\mathbf{R}' = 0$, $\mathbf{G}' = 0$) über einer Massefläche analytisch berechnet werden und sind symmetrisch und positiv definit. Dies ist in [54, S. 60] und [56, Kap. 3] dargestellt. Die Berechnung der Leitungsbeläge basiert auf den Geometrieparametern: Abstand der Leiter, Höhe über der Massefläche und Radien der Leiter. Die Geometrie des Leiterbündels und die Benennung der Parameter sind in Abbildung A.1 dargestellt. Die Koeffizienten der Induktivitätsbelagsmatrix für die N Leiter können mit den Gleichungen (A.5) berechnet werden.

$$L'_{qq} = \mu \cdot \ln \left(\frac{2h_q}{r_q} \right) \quad (\text{A.5})$$
$$L'_{qn} = \mu \cdot \ln \left(\frac{d'_{qn}}{d'_{qn}} \right)$$

Der Zusammenhang zwischen den Induktivitäts- und Kapazitätsbelagsmatrizen ist mit (A.6) gegeben.

$$\mathbf{L}' = \epsilon \mathbf{C}'^{-1} \quad (\text{A.6})$$

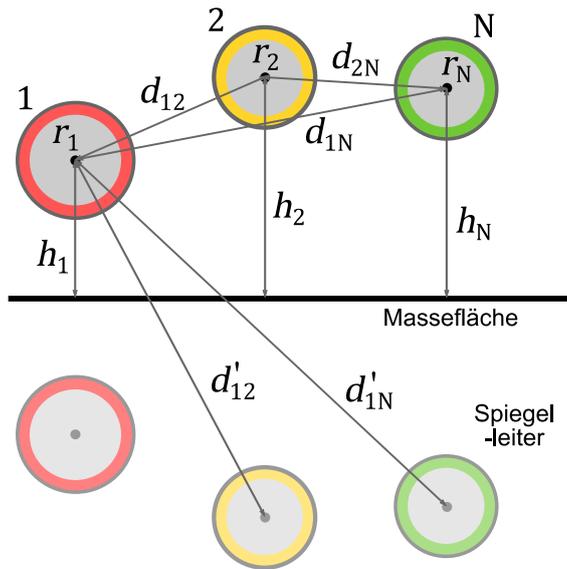


Abbildung A.1: Querschnitt einer Mehrleiterkonfiguration von Rundleitern über einer Massefläche zur Berechnung der Leitungsparameter

A.2 Erstellung von Leitungsmodellen mit SACAMOS

Die Erstellung der Leitungsmodelle mithilfe der Software SACAMOS [67] erfolgt in drei Schritten. Der Ablauf der Modellerstellung ist in Abbildung A.2 schematisch dargestellt. In Schritt 1 werden zunächst die Kabelmodelle für das zu modellierende Bündel erstellt. Bei der Ausführung des Programms `cable_model_builder.exe` kann jeweils nur ein Leitungsmodell generiert werden. Besteht das Bündel aus mehreren Kabeln, muss dieser Schritt mehrmals mit den entsprechenden Parametern durchgeführt werden. Im Rahmen dieser Arbeit werden Modelle für einen Rundleiter und ein verdrehtes Leitungspaar benötigt. Die verwendeten Parameter für eine Leitung werden jeweils in einer Spezifikationsdatei (*.cable_spec) zusammengefasst. Der Aufbau der Spezifikationsdateien wird in [65] anhand von Beispielen beschrieben. Die für die Modellierung eines verdrehten Leitungspaares (TWP) und eines Rundleiters genutzten Parameter können ebenfalls Abbildung A.2 entnommen werden (vgl. Tabelle 6.3). Aus diesen Parametern kann mit (A.7) der Wellenwiderstand einer idealen verlustlosen verdrehten Leitungspaares abgeschätzt werden [56, S. 310]. Mit den gewählten Geometrieparametern liegt dieser im Rahmen der Spezifikationen für CAN bzw. CAN FD $100 - 120 \Omega$ [1, S. 85] und kann ebenfalls für Automotive Ethernet verwendet werden [6, S. 138].

$$Z_C = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{d_{\text{TWP}}}{r_{\text{TWP}}} \right) = 119,2 \Omega \quad (\text{A.7})$$

In einem zweiten Schritt wird der Querschnitt des Kabelbündels auf Basis der zuvor

erstellten Leitungsmodellen und den in einer Spezifikationsdatei (*.bundle_spec) angegebenen Geometrieparametern (x, y -Koordinaten) definiert. In diesem Erstellungsschritt kann auch eine Massefläche ausgewählt werden. In Schritt 3 wird die Länge der Leitungen im Kabelbündel festgelegt und das SPICE-Modell in Form einer Bibliotheksdatei (*.lib) und einer Symboldatei (*.asy) für die Integration in ein Netzwerksimulationstool generiert. Es kann in diesem Schritt optional die externe Anregung durch eine ebene Welle definiert werden. Die Orientierung der ebenen Welle wird dabei durch den Wellenvektor $[k_\phi, k_\theta]$ und den Vektor des elektrischen Feldes $[E_\phi, E_\theta]$ angegeben. Die Details zur Definition dieser Parameter und das verwendete Koordinatensystem können [65] und [76] entnommen werden.

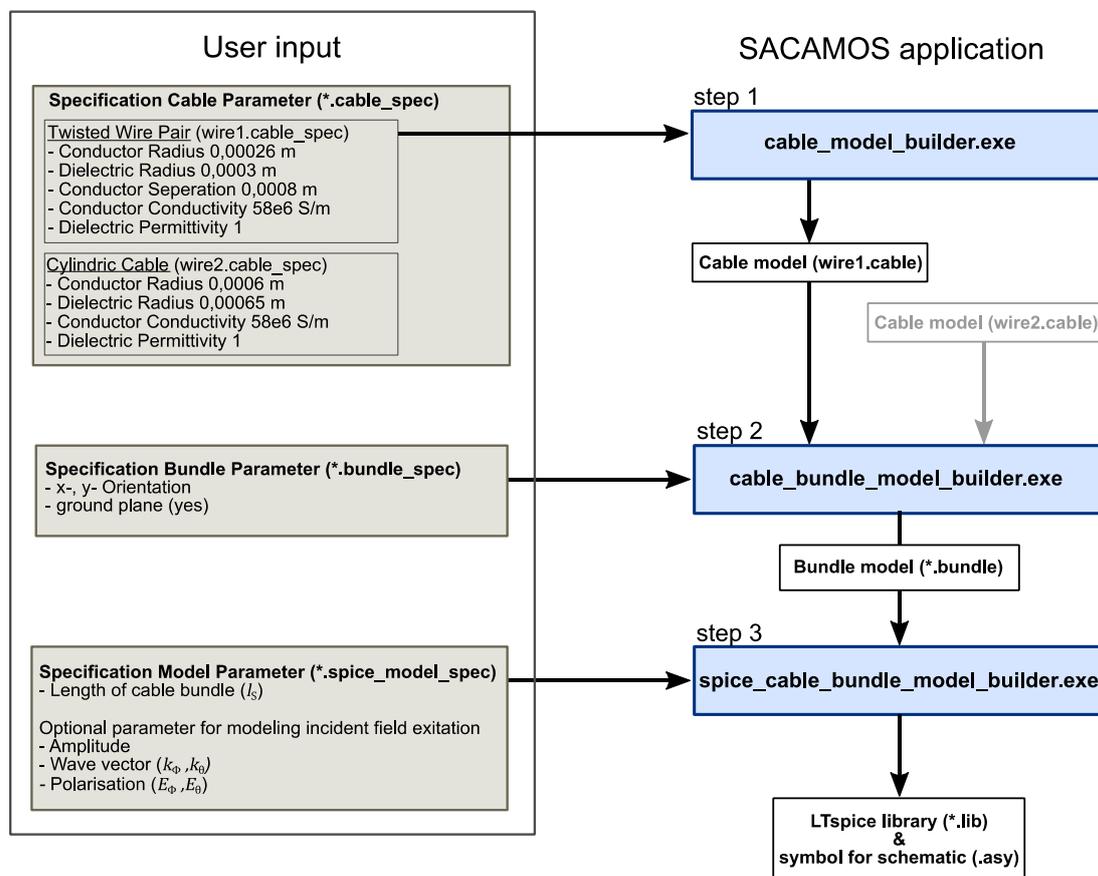


Abbildung A.2: Schematische Darstellung der Erstellung von Leitungsmodellen mit SACAMOS und verwendete Geometrieparameter der Leitungen

A.3 Mixed-Mode-S-Parameter zur Beschreibung von Terminierungsnetzwerken

Die Eigenschaften der Terminierungsnetzwerke können mit S-Parametern charakterisiert werden (z.B. Kapitel 6). Die Beschreibung von 2-Leiter-Konfigurationen mit

Mixed-Mode-Parameter wird unter anderem in [90] und [91] dargestellt. Mit diesen Parametern werden die Signalflüsse zwischen Common und Differential Mode beschrieben. Es können die verschiedenen Dämpfungen der Moden, als auch die Modenkonzersion von Netzwerken quantifiziert werden. Die verwendete Nummerierung der Ports für die Bestimmung von Single-Ended- und Mixed-Mode-S-Parametern sind in Abbildung A.3 dargestellt.



Abbildung A.3: Benennung der Ports zur Bestimmung der Single-Ended- und Mixed-Mode-S-Parameter

Die Mixed-Mode-S-Parameter werden in Matrizen dargestellt. Die Benennung der Einträge in einer solchen Matrix kann (A.8) entnommen werden. Im Kontext von Kfz-Bus-systemen können die Parameter S_{cc12} bzw. S_{cc21} genutzt werden, um die CM-Übertragung zu quantifizieren und somit die CM-Dämpfung eines Terminierungsnetzwerks zu bestimmen (Abbildung A.3 (rechts)). Die Modenkonzersion von Common zu Differential Mode zwischen Port 1 und 2 können mit den Parametern S_{dc12} bzw. S_{dc21} quantifiziert werden.

$$\mathbf{S}_{MM} = \begin{pmatrix}
 \begin{matrix} \text{DM} \rightarrow \text{DM} \\ S_{dd11} & S_{dd12} \\ S_{dd21} & S_{dd22} \end{matrix} &
 \begin{matrix} \text{CM} \rightarrow \text{DM} \\ S_{dc11} & S_{dc12} \\ S_{dc21} & S_{dc22} \end{matrix} \\
 \begin{matrix} S_{cd11} & S_{cd12} \\ S_{cd21} & S_{cd22} \end{matrix} &
 \begin{matrix} S_{cc11} & S_{cc12} \\ S_{cc21} & S_{cc22} \end{matrix} \\
 \begin{matrix} \text{DM} \rightarrow \text{CM} \\ \text{CM} \rightarrow \text{CM} \end{matrix}
 \end{pmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Die Mixed-Mode-S-Parameter-Matrix \mathbf{S}_{MM} können mit einer Transformationsmatrix \mathbf{M}_S aus den Single-Ended-S-Parameter-Matrix \mathbf{S}_{SE} berechnet werden [91]. Die Umrechnung ist in (A.9) gegeben.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}_{MM} &= \mathbf{M}_S \mathbf{S}_{SE} \mathbf{M}_S^{-1} \\
 &= \frac{1}{2} \cdot \begin{pmatrix}
 S_{11} - S_{13} - S_{31} + S_{33} & S_{12} - S_{14} - S_{32} + S_{34} & S_{11} + S_{13} - S_{31} - S_{33} & S_{12} + S_{14} - S_{32} - S_{34} \\
 S_{21} - S_{23} - S_{41} + S_{43} & S_{22} - S_{24} - S_{42} + S_{44} & S_{21} + S_{23} - S_{41} - S_{43} & S_{22} + S_{24} - S_{42} - S_{44} \\
 S_{11} - S_{13} + S_{31} - S_{33} & S_{12} - S_{14} + S_{32} - S_{34} & S_{11} + S_{13} + S_{31} + S_{33} & S_{12} + S_{14} + S_{32} + S_{34} \\
 S_{21} - S_{23} + S_{41} - S_{43} & S_{22} - S_{24} + S_{42} - S_{44} & S_{21} + S_{23} + S_{41} + S_{43} & S_{22} + S_{24} + S_{42} + S_{44}
 \end{pmatrix} \quad (\text{A.9})
 \end{aligned}$$

Die Matrix der Single-Ended-S-Parameter und die Transformationsmatrix können (A.10) entnommen werden.

$$\mathbf{S}_{SE} = \begin{pmatrix}
 S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\
 S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\
 S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\
 S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44}
 \end{pmatrix} \text{ und } \mathbf{M}_S = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix}
 1 & -1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 \\
 1 & 1 & 0 & -1 \\
 0 & 0 & 1 & 1
 \end{pmatrix} \quad (\text{A.10})$$

Literaturverzeichnis

- [1] M. Rausch, *Kommunikationssysteme im Automobil*. München: Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2022. doi: 10.3139/9783446474574.
- [2] E. Choi, H. Song, S. Kang, und J.-W. Choi, „High-Speed, Low-Latency In-Vehicle Network Based on the Bus Topology for Autonomous Vehicles: Automotive Networking and Applications“, *IEEE Veh. Technol. Mag.*, Bd. 17, Nr. 1, S. 74–84, März 2022, doi: 10.1109/MVT.2021.3128876.
- [3] „Road Vehicles - Controller area network (CAN) - Part 1: Data link layer and physical signalling“, ISO 11898-1, Dez. 2015.
- [4] „History of the CAN technology“, CAN in Automation (CiA). Zugegriffen: 28. Oktober 2022. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.can-cia.org/can-knowledge/can/can-history/>
- [5] „CAN with Flexible Data-Rate - Specification“, Robert Bosch GmbH, Ver. 1.0, Apr. 2012. [Online]. Verfügbar unter: <https://can-newsletter.org/assets/files/ttmedia/raw/e5740b7b5781b8960f55efcc2b93edf8.pdf>
- [6] K. Matheus und T. Königseder, *Automotive Ethernet*, 3. Aufl. Cambridge: Cambridge University Press, 2021. doi: 10.1017/9781108895248.
- [7] „OPEN ALLIANCE“, OPEN Alliance SIG. Zugegriffen: 31. Oktober 2022. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.opensig.org/>
- [8] „100BASE-T1 System Implementation Specification“, OPEN ALLIANCE, Ver. 1.0, Dez. 2017.
- [9] „IEEE Standard for Ethernet - Amendment 1: Physical Layer Specifications and Management Parameters for 100 Mb/s Operation over a Single Balanced Twisted Pair Cable (100BASE-T1)“, IEEE Standard 802.3bw-2015, März 2016.
- [10] „IEEE Standard for Ethernet - Amendment 4: Physical Layer Specifications and Management Parameters for 1 Gb/s Operation over a Single Twisted-Pair Copper Cable“, IEEE Standard 802.3bp-2016, Sep. 2016.
- [11] „IEEE Standard for Ethernet – Amendment 8: Physical Layer Specifications and Management Parameters for 2.5 Gb/s, 5 Gb/s, and 10 Gb/s Automotive Electrical Ethernet“, IEEE Standard 802.3ch-2020, Juni 2020.
- [12] „CAN XL specifications and test plans - Part 1: Data link layer and physical coding sub-layer requirements“, CiA 610-1 (Draft Specification), Ver. 1.0.0, März 2022.
- [13] P. Decker und O. Gamatz, „AUTOMOTIVE-KOMMUNIKATIONSSYSTEME IM WANDEL - CAN XL für zukünftige Fahrzeugarchitekturen“, *HANSER Automot.*, Bd. 4–5, S. 40–43, 2020.
- [14] „CAN XL submitted for ISO standardization“, CAN in Automation (CiA), Feb. 2022. Zugegriffen: 28. Oktober 2022. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.can-cia.org/news/cia-in-action/view/can-xl-submitted-for-iso-standardization/2022/2/11/>
- [15] „FlexRay Communications System - Electrical Physical Layer Specification“, FlexRay Consortium, Ver. 2.1, Rev. B, 2006.
- [16] P.-S. Murvay und B. Groza, „Efficient Physical Layer Key Agreement for FlexRay Networks“, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Bd. 69, Nr. 9, S. 9767–9780, Sep. 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.3002616.
- [17] M. Gursoy, S. Jahn, B. Deutschmann, und G. Pelz, „Methodology to Predict EME Effects in CAN Bus Systems Using VHDL-AMS“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Bd. 50, Nr. 4, S. 993–1002, Nov. 2008, doi: 10.1109/TEMC.2008.927925.
- [18] S. Kang, J. Seong, und M. Lee, „Controller Area Network With Flexible Data Rate Transmitter Design With Low Electromagnetic Emission“, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Bd. 67, Nr. 8, S. 7290–7298, Aug. 2018, doi:

- 10.1109/TVT.2018.2832659.
- [19] „Integrated circuits – Measurement of electromagnetic immunity 150 kHz to 1 GHz – Part 4: Direct RF power injection method“, IEC 62132-4, 2006.
- [20] B. Gaujal und N. Navet, „Fault confinement mechanisms on CAN: analysis and improvements“, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Bd. 54, Nr. 3, S. 1103–1113, Mai 2005, doi: 10.1109/TVT.2005.844652.
- [21] M. B. N. Shah, A. R. Husain, H. Aysan, S. Punnekkat, R. Dobrin, und F. A. Bender, „Error Handling Algorithm and Probabilistic Analysis Under Fault for CAN-Based Steer-by-Wire System“, *IEEE Trans. Ind. Inform.*, Bd. 12, Nr. 3, S. 1017–1034, Juni 2016, doi: 10.1109/TII.2016.2543232.
- [22] F. Grassi, G. Spadacini, S. A. Pignari, und C. Rostamzadeh, „On the use of bulk current injection for testing the immunity of CAN-bus lines“, in *Proc. 2014 International Conference on Connected Vehicles and Expo (ICCVE)*, Wien, Österreich, Nov. 2014, S. 50–55. doi: 10.1109/ICCVE.2014.7297597.
- [23] F. Grassi und S. A. Pignari, „Bulk Current Injection in Twisted Wire Pairs With Not Perfectly Balanced Terminations“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Bd. 55, Nr. 6, S. 1293–1301, Dez. 2013, doi: 10.1109/TEMC.2013.2255295.
- [24] K. Kawanishi, T. Matsushima, T. Hisakado, und O. Wada, „RF immunity test of CAN FD Transceivers during Data-Frame Communication“, *IEEE Electromagn. Compat. Mag.*, Bd. 7, Nr. 1, S. 51–55, First 2018, doi: 10.1109/MEMC.0.8339543.
- [25] M. Fontana, F. G. Canavero, und R. Perraud, „Integrated Circuit Modeling for Noise Susceptibility Prediction in Communication Networks“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Bd. 57, Nr. 3, S. 339–348, Juni 2015, doi: 10.1109/TEMC.2015.2406664.
- [26] A. Tsukada, K. Okamoto, Y. Okugawa, J. Kato, und M. Nagata, „System-Level Response of Ethernet Linkage to Bulk Current Injection into Cables“, in *Proc. 2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Rom, Italien, Sep. 2020, S. 1–4. doi: 10.1109/EMCEUROPE48519.2020.9245851.
- [27] S. Matsushima, T. Matsushima, T. Hisakado, und O. Wada, „Trends of EMC standards for automotive network devices and communication quality of ethernet in relation to parameters of pulse disturbances“, *IEEE Electromagn. Compat. Mag.*, Bd. 7, Nr. 1, S. 46–50, 2018, doi: 10.1109/MEMC.0.8339542.
- [28] P. DeRoy, N. Toscani, F. Grassi, W. Schulz, und C. Rostamzadeh, „Sensitivity Analysis of RF Current Injection Techniques for Immunity Testing of Automotive Ethernet“, in *Proc. 2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI PI)*, Long Beach, USA, Juli 2018, S. 461–466. doi: 10.1109/EMCSI.2018.8495370.
- [29] S. Jeschke, A. H. Razavi, J. Loos, und J. Baerenfaenger, „Impact of HV Battery Cables’ Emissions on the Signal Integrity of 2-Wire Ethernet Communication in Automotive Application“, in *Proc. 2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Barcelona, Spanien, Sep. 2019, S. 754–758. doi: 10.1109/EMCEurope.2019.8872131.
- [30] A. Lidow, M. De Rooij, J. Strydom, D. Reusch, und J. Glaser, *GaN Transistors for Efficient Power Conversion*, 3. Aufl. John Wiley & Sons, 2020.
- [31] K. S. Boutros, R. Chu, und B. Hughes, „GaN power electronics for automotive application“, in *Proc. 2012 IEEE Energytech*, Cleveland, USA, Mai 2012, S. 1–4. doi: 10.1109/EnergyTech.2012.6304646.
- [32] P. Choi, U. Radhakrishna, C.-C. Boon, D. Antoniadis, und L.-S. Peh, „A Fully Integrated Inductor-Based GaN Boost Converter With Self-Generated Switching

- Signal for Vehicular Applications“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Bd. 31, Nr. 8, S. 5365–5368, Aug. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2518183.
- [33] D. Han, J. Noppakunkajorn, und B. Sarlioglu, „Comprehensive Efficiency, Weight, and Volume Comparison of SiC- and Si-Based Bidirectional DC–DC Converters for Hybrid Electric Vehicles“, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Bd. 63, Nr. 7, S. 3001–3010, Sep. 2014, doi: 10.1109/TVT.2014.2323193.
- [34] D. Han, S. Li, Y. Wu, W. Choi, und B. Sarlioglu, „Comparative Analysis on Conducted CM EMI Emission of Motor Drives: WBG Versus Si Devices“, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Bd. 64, Nr. 10, S. 8353–8363, Okt. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2681968.
- [35] D. Han, C. T. Morris, W. Lee, und B. Sarlioglu, „A Case Study on Common Mode Electromagnetic Interference Characteristics of GaN HEMT and Si MOSFET Power Converters for EV/HEVs“, *IEEE Trans. Transp. Electrification*, Bd. 3, Nr. 1, S. 168–179, März 2017, doi: 10.1109/TTE.2016.2622005.
- [36] K. Zdeněk und S. Jiří, „Simulation of CAN bus physical layer using SPICE“, in *Proc. 2013 International Conference on Applied Electronics*, Pilsen, Tschechien, Sep. 2013, S. 1–4.
- [37] W. Prodanov, M. Valle, und R. Buzas, „A Controller Area Network Bus Transceiver Behavioral Model for Network Design and Simulation“, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Bd. 56, Nr. 9, S. 3762–3771, Sep. 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2025298.
- [38] S. Mortazavi, D. Schleicher, und F. Gerfers, „Modeling and Verification of Automotive Multi-Gig Ethernet Communication up to 2.5 Gbps and the Corresponding EMC Analysis“, in *Proc. 2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI PI)*, Long Beach, USA, Juli 2018, S. 329–334. doi: 10.1109/EMCSI.2018.8495375.
- [39] S. Mortazavi, D. Schleicher, und F. Gerfers, „Characterization of common-mode choke for automotive ethernet networks enabling 100 Mbit/s“, in *Proc. 2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Angers, Frankreich, Sep. 2017, S. 1–6. doi: 10.1109/EMCEurope.2017.8094720.
- [40] S. Mortazavi, D. Schleicher, und F. Gerfers, „Characterization and verification of Gigabit ethernet-based bus systems in vehicles“, in *Proc. 2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC)*, Suntec City, Singapore, Mai 2018, S. 428–433. doi: 10.1109/ISEMCMC.2018.8393814.
- [41] T. Sun, M. Vierheller, A. Stieler, V. Speckmann, D. Bollati, und M. Hampe, „Designing and Manufacturing of a Worst Case Communication Channel for Automotive Ethernet 1000BASE-T1“, in *Proc. 2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Barcelona, Spanien, Sep. 2019, S. 742–747. doi: 10.1109/EMCEurope.2019.8871963.
- [42] Infineon Technologies AG, „TLE9251V High Speed CAN Transceiver“, Rev. 1.11, Sep. 2019. [Online]. Verfügbar unter: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-TLE9251V-DataSheet-v01_11-EN.pdf?fileId=5546d4625debb399015e14b8c287597b
- [43] NXP Semiconductors, „TJA1441 High-speed CAN transceiver“, Rev. 2, Okt. 2021. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/TJA1441.pdf>
- [44] W. Zimmermann und R. Schmidgall, *Bussysteme in der Fahrzeugtechnik: Protokolle, Standards und Softwarearchitektur*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2014. doi: 10.1007/978-3-658-02419-2.
- [45] E. Tran und Dr. P. Koopman, „Multi-Bit Error Vulnerabilities in the Controller Area

- Network Protocol“, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, USA, 1999.
- [46] J. Unruh, H. Mathony, und K. Kaiser, „Error Detection Analysis of Automotive Communication Protocols“, in *SAE Technical Paper 900699*, Feb. 1990. doi: 10.4271/900699.
- [47] A. Müller, „CAN FD and the CRC issues“, *CAN Newsletter (CAN in Automation)*, Bd. 1, S. 4–10, 2015.
- [48] F. Hartwich, „Bit Time Requirements for CAN FD“, in *Proc. 14th International CAN Conference (iCC 2013)*, Paris, Frankreich, 2013.
- [49] F. Hartwich und A. Bassemir, „The Configuration of the CAN Bit Timing“, in *Proc. 6th International CAN Conference (iCC 1999)*, Turin, Italien, 1999.
- [50] S. Robb, „CAN Bit Timing Requirements“, NXP Semiconductors, Application Note. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN1798.pdf>
- [51] G. Jinyan und H. Yueli, „The design and realization of CAN bit timing logic“, in *Proc. 2010 Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics and Electronics (PrimeAsia)*, Shanghai, China, Sep. 2010, S. 333–337. doi: 10.1109/PRIMEASIA.2010.5604895.
- [52] Texas Instruments, „DP83TG720S-Q1 1000BASE-T1 Automotive Ethernet PHY“, Rev. D, März 2021. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.ti.com/lit/gpn/dp83tg720s-q1>
- [53] H.-G. Unger, *Elektromagnetische Wellen auf Leitungen*, 3. Aufl. Heidelberg: Hüthig, 1996.
- [54] F. M. Tesche, T. Karlsson, und M. V. Ianoz, *EMC analysis methods and computational models*. New York: Wiley, 1997.
- [55] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, 2. Aufl. Hoboken, N.J: Wiley-Interscience, 2008.
- [56] C. R. Paul, *Introduction to electromagnetic compatibility*, 2. Aufl. in Wiley series in microwave and optical engineering. Hoboken, N.J: Wiley-Interscience, 2006.
- [57] O. Zinke, H. Brunswig, A. Vlcek, H. L. Hartnagel, und K. Mayer, *Hochfrequenztechnik 1: Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen*, 6. Aufl. Berlin: Springer-Lehrbuch, 2000.
- [58] F. Grassi, Y. Yang, X. Wu, G. Spadacini, und S. A. Pignari, „On Mode Conversion in Geometrically Unbalanced Differential Lines and Its Analogy With Crosstalk“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Bd. 57, Nr. 2, S. 283–291, Apr. 2015, doi: 10.1109/TEMC.2014.2372894.
- [59] C. R. Paul und J. W. McKnight, „Prediction of Crosstalk Involving Twisted Pairs of Wires-Part I: A Transmission-Line Model for Twisted-Wire Pairs“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Bd. EMC-21, Nr. 2, S. 92–105, Mai 1979, doi: 10.1109/TEMC.1979.303751.
- [60] C. R. Paul und J. W. McKnight, „Prediction of Crosstalk Involving Twisted Pairs of Wires-Part II: A Simplified Low-Frequency Prediction Model“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Bd. EMC-21, Nr. 2, S. 105–114, Mai 1979, doi: 10.1109/TEMC.1979.303752.
- [61] J. A. B. Faria und M. V. G. das Neves, „Analysis of the helical twisted-wire pair running above ground: transfer function evaluation“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Bd. 45, Nr. 2, S. 449–453, Mai 2003, doi: 10.1109/TEMC.2003.811316.
- [62] S. Belkhef, M. Lefouili, und K. E. K. Drissi, „Frequency Domain Analysis of EM Crosstalk Problem in a Quad by the Equivalent Cable Bundle Method Among Twisted-Wire Pairs Cable Bundle“, *IEEE Trans. Magn.*, Bd. 51, Nr. 11, S. 1–4, Nov. 2015, doi: 10.1109/TMAG.2015.2434819.

- [63] O. Gassab und W.-Y. Yin, „Characterization of Electromagnetic Wave Coupling With a Twisted Bundle of Twisted Wire Pairs (TBTWPs) Above a Ground Plane“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Bd. 61, Nr. 1, S. 251–260, Feb. 2019, doi: 10.1109/TEMC.2018.2798612.
- [64] G. Spadacini, F. Grassi, und S. A. Pignari, „Field-to-Wire Coupling Model for the Common Mode in Random Bundles of Twisted-Wire Pairs“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Bd. 57, Nr. 5, S. 1246–1254, Okt. 2015, doi: 10.1109/TEMC.2015.2414356.
- [65] C. Smart, D. Thomas, und S. Greedy, University of Nottingham, „SACAMOS Theory Manual“, Ver. 1.2, 2018. Zugegriffen: 25. Februar 2022. [Online]. Verfügbar unter: http://128.243.70.77/UoN/SACAMOS/raw/master/DOCUMENTATION/SACAMOS_TheoryManual.pdf
- [66] F. Grassi, L. Badini, G. Spadacini, und S. A. Pignari, „Crosstalk and Mode Conversion in Adjacent Differential Lines“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Bd. 58, Nr. 3, S. 877–886, Juni 2016, doi: 10.1109/TEMC.2016.2528585.
- [67] „SACAMOS - State of the art cable models in Spice“. University of Nottingham, 2018. [Online]. Verfügbar unter: <http://www.sacamos.org/>
- [68] F. H. Branin, „Transient analysis of lossless transmission lines“, *Proc. IEEE*, Bd. 55, Nr. 11, S. 2012–2013, Nov. 1967, doi: 10.1109/PROC.1967.6033.
- [69] „LTspice Simulator“, Analog Devices Inc., 2022. Zugegriffen: 12. Dezember 2022. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>
- [70] Texas Instruments, „DP83TC811S-Q1 Low Power Automotive PHY 100BASE-T1 Ethernet Physical Layer Transceiver“, Rev. A, Nov. 2018. Zugegriffen: 25. Februar 2022. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.ti.com/lit/gpn/dp83tc811s-q1>
- [71] M. Ai-Hamid, R. Vick, M. Krüger, und T. Rinkleff, „Determination of equivalent circuit parameters of current compensated chokes and their use in filters with an application example“, in *Proc. 2013 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Brügge, Belgien, Sep. 2013, S. 1022–1027.
- [72] H.-D. Brüns und A. Freiberg, „CONMTL Version 1.0 User’s Manual“, Ver. 1.0, 2020. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.tet.tuhh.de/concept-II-12.0/conmtl/Manual-CONMTL-March-2020.pdf>
- [73] B. Gustavsen und A. Semlyen, „Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting“, *IEEE Trans. Power Deliv.*, Bd. 14, Nr. 3, S. 1052–1061, Juli 1999, doi: 10.1109/61.772353.
- [74] D. Deschrijver, M. Mrozowski, T. Dhaene, und D. De Zutter, „Macromodeling of Multiport Systems Using a Fast Implementation of the Vector Fitting Method“, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, Bd. 18, Nr. 6, S. 383–385, Juni 2008, doi: 10.1109/LMWC.2008.922585.
- [75] S. Miropolsky, „Optimierung der Makromodellierung von Übertragungstrecken“, in *Proc. emv: Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Düsseldorf, Deutschland, 2014, S. 99–107. doi: 10.15488/5389.
- [76] C. Smart, D. Thomas, und S. Greedy, „SACAMOS User Guide“, Ver. 1.2, 2018. Zugegriffen: 23. Juni 2022. [Online]. Verfügbar unter: http://128.243.70.77/UoN/SACAMOS/raw/master/DOCUMENTATION/SACAMOS_UserGuide.pdf
- [77] Infineon Technologies AG, „DSO-8/TSON-8 Demoboard Z9F62791012“, Rev. 1.0, Juli 2018. [Online]. Verfügbar unter: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Z8F62791012_DSO-8_TSON-8_CAN_Demoboard-UserManual-v01_00-

- EN.pdf?fileId=5546d46265487f7b01658a8fdcb64078
- [78] Murata Electronics, „DLW43MH201XK2“, Jan. 2022. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.murata.com/en-global/api/pdfdownloadapi?cate=cgsubChipCommoModeChokeCoil&partno=DLW43MH201XK2%23>
- [79] Texas Instruments, „DP83TG720R-Q1 1000BASE-T1 Automotive Ethernet PHY“, 2021. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.ti.com/lit/gpn/DP83TG720R-Q1>
- [80] Murata Electronics, „DLW32MH101XT2“, Feb. 2022. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.murata.com/en-eu/api/pdfdownloadapi?cate=luNoiseSupprFilterChipCommoModeChokeCoil&partno=DLW32MH101XT2%23>
- [81] Texas Instruments, „DP83TC811EMV User’s Guide“, 2017. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.ti.com/lit/pdf/snlu231>
- [82] Rhode&Schwarz GmbH, „RT-ZF7 Automotive Ethernet T&D Fixture Manual“, Ver. 02, 2021. [Online]. Verfügbar unter: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/pdm/cl_manuals/user_manual/1801_4190_01/RT-ZF7_UserManual_en_02.pdf
- [83] H.-D. Brüns und A. Freiberg, „CONCEPT-II Version 12.0 User’s Manual“, 2018. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.tet.tuhh.de/concept-II-12.0/Concept-II-Manual-December-2018.pdf>
- [84] A. A. Smith, *Coupling of external electromagnetic fields to transmission lines*. New York: Wiley, 1977.
- [85] C. Austermann und S. Frei, „Analyse der Störfestigkeit von Automotive Ethernet Kommunikationssystemen“, in *Proc. emv: Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Köln, Deutschland, 2020, S. 515–522. doi: 10.15488/10065.
- [86] J. Dugan, M. Estabrook, und M. Gates, „Iperf3“. [Online]. Verfügbar unter: <https://iperf.fr/iperf-doc.php>
- [87] C. Austermann u. a., „Störfestigkeitsanalyse von 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 Automotive-Ethernet-Kommunikationssystemen mittels Direct Power Injection“, in *Proc. emv: Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Köln, Deutschland, 2022, S. 49–56. doi: 10.15488/12559.
- [88] NXP Semiconductors, „TJA1043 High-speed CAN transceiver“, Rev. 6, Nov. 2017. Zugegriffen: 25. Februar 2022. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/TJA1043.pdf>
- [89] NXP Semiconductors, „TJA1100 100BASE-T1 PHY for Automotive Ethernet“, Rev. 3, Mai 2017. Zugegriffen: 25. Februar 2022. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/TJA1100.pdf>
- [90] D. E. Bockelman und W. R. Eisenstadt, „Combined differential and common-mode scattering parameters: theory and simulation“, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Bd. 43, Nr. 7, S. 1530–1539, Juli 1995, doi: 10.1109/22.392911.
- [91] W. Fan, A. Lu, L. L. Wai, und B. K. Lok, „Mixed-mode S-parameter characterization of differential structures“, in *Proc. 5th Electronics Packaging Technology Conference (EPTC 2003)*, Singapore, Dez. 2003, S. 533–537. doi: 10.1109/EPTC.2003.1271579.
- [92] C. Austermann und S. Frei, „Analysis on Common to Differential Mode Conversion Within Automotive Communication Systems“, in *2021 IEEE International Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symposium*, Juli 2021, S. 180–185. doi: 10.1109/EMC/SI/PI/EMCEurope52599.2021.9559381.
- [93] C. Austermann und S. Frei, „Simulationsbasierte Analyse der Störfestigkeit von ausgedehnten CAN FD-Netzwerken gegen elektromagnetische Felder“, in *Proc.*

- emv: Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Köln, Deutschland: Aachen: Apprimus, 2022, S. 57–65. doi: 10.15488/12560.
- [94] A. N. Lemmon, A. D. Brovont, C. D. New, B. W. Nelson, und B. T. DeBoi, „Modeling and Validation of Common-Mode Emissions in Wide Bandgap-Based Converter Structures“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Bd. 35, Nr. 8, S. 8034–8049, Aug. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2963883.
- [95] S. T. Chung und A. J. Goldsmith, „Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view“, *IEEE Trans. Commun.*, Bd. 49, Nr. 9, S. 1561–1571, Sep. 2001, doi: 10.1109/26.950343.
- [96] D. L. Goeckel, „Adaptive coding for time-varying channels using outdated fading estimates“, *IEEE Trans. Commun.*, Bd. 47, Nr. 6, S. 844–855, Juni 1999, doi: 10.1109/26.771341.
- [97] H. D. Grahame und L. Thomas A., *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2003.
- [98] F. Hartwich, T. Führer, B. Müller, und R. Hugel, „Integration of Time Triggered CAN (TTCAN_TC)“, *SAE Trans.*, Bd. 111, S. 112–119, 2002.
- [99] „Road Vehicles - Controller area network (CAN) - Part 4: Time-triggered communication“, International Organization for Standardization, ISO-11898-4, Aug. 2004.
- [100] K. Schmidt und E. G. Schmidt, „Systematic Message Schedule Construction for Time-Triggered CAN“, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Bd. 56, Nr. 6, S. 3431–3441, Nov. 2007, doi: 10.1109/TVT.2007.906413.
- [101] R. Obermaisser, „Reuse of CAN-Based Legacy Applications in Time-Triggered Architectures“, *IEEE Trans. Ind. Inform.*, Bd. 2, Nr. 4, S. 255–268, Nov. 2006, doi: 10.1109/TII.2006.885920.
- [102] R. Shirai und T. Shimizu, „Time Domain Analysis of Transmission Failure on CAN System due to Differential-Mode Noise Emitted from a Buck Converter“, *IEEJ J. Ind. Appl.*, Bd. 8, Nr. 4, S. 608–614, Juli 2019, doi: 10.1541/ieejjia.8.608.
- [103] R. Shirai, K. Wada, T. Shimizu, und D. Xu, „Suppressing EMI Noise to CAN Communication by Using Active Gate Driver“, in *Proc. 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, Nanjing, China, Nov. 2020, S. 2648–2651. doi: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9367636.
- [104] R. Shirai, K. Wada, und T. Shimizu, „Failure Protection Method for CAN Communication Against EMI Noise Generated by Switched-Mode Power Supplies“, *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, Bd. 9, Nr. 5, S. 6152–6160, Okt. 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3053025.
- [105] R. Stephens, „Analyzing jitter at high data rates“, *IEEE Commun. Mag.*, Bd. 42, Nr. 2, S. S6-10, Feb. 2004, doi: 10.1109/MCOM.2003.1267095.
- [106] „IEEE Standard for Jitter and Phase Noise“, IEEE Std. 2414-2020, Feb. 2021.
- [107] T. Arens, F. Hettlich, C. Karpfinger, U. Kockelkorn, K. Lichtenegger, und H. Stachel, *Mathematik*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2015. doi: 10.1007/978-3-642-44919-2.
- [108] Y. Kuznetsov u. a., „Cyclostationary Characterization of the Interference Induced by Crosstalk Between Transmission Lines“, in *Proc. 2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Barcelona, Spanien, Sep. 2019, S. 574–579. doi: 10.1109/EMCEurope.2019.8871986.

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1: Meilensteine in der Entwicklung von CAN und Automotive Ethernet.....	- 17 -
Abbildung 1.2: Datenrate und maximale Payload eines Frames für die Kfz-Busstandards CAN und Automotive Ethernet.....	- 18 -
Abbildung 2.1: Terminierungsnetzwerk CAN/CAN FD (links); Signalpegel und Bitcodierung einer CAN/CAN FD-Kommunikation (rechts).....	- 24 -
Abbildung 2.2: Übersicht der Topologien für CAN FD-Bussysteme.....	- 25 -
Abbildung 2.3: CAN FD-Base-Frame-Format (vgl. [3])	- 26 -
Abbildung 2.4: Bittiming einer CAN/CAN FD-Datenübertragung	- 27 -
Abbildung 2.5: Terminierungsnetzwerk Automotive Ethernet	- 28 -
Abbildung 2.6: Schematische Darstellung des PCS eines 100BASE-T1-Transmitters	- 29 -
Abbildung 2.7: 3B2T-Konversion und Mapping für eine 100BASE-T1-Datenübertragung	- 30 -
Abbildung 2.8: Schematische Darstellung des PCS eines 1000BASE-T1-Transmitters	- 31 -
Abbildung 3.1: Ersatzschaltbild eines infinitesimalen Abschnitts eines Mehrleitersystems	- 33 -
Abbildung 3.2: Ersatzschaltbild eines infinitesimalen Abschnitts einer Leitung mit externer Feldanregung zur Beschreibung im Frequenzbereich	- 36 -
Abbildung 3.3: Schematische Darstellung eines verdrehten Leitungspaares über einer Massefläche und der Einkopplung von elektrischen und magnetischen Feldern	- 38 -
Abbildung 3.4: Modellierung eines Kabelbündels mit zwei verdrehten Leitungen nach [59].....	- 41 -
Abbildung 3.5: Querschnitt eines Leiterbündels über einer Massefläche mit verdrehtem Leitungspaar und separate Darstellung für Common und Differential Mode	- 42 -
Abbildung 3.6: Modell einer Mehrleiterkonfiguration zur Implementierung in einem Netzwerksimulationstool	- 45 -
Abbildung 4.1: Schematische Übersicht der Komponenten einer Simulation von Bussystemen mit einem Netzwerksimulationstool.....	- 46 -
Abbildung 4.2: Ersatzschaltbild Simulationsmodell eines CAN FD-	

Kommunikationsknotens	- 47 -
Abbildung 4.3: Ersatzschaltbild Simulationsmodell eines Automotive-Ethernet-Kommunikationsknotens	- 48 -
Abbildung 4.4: Ersatzschaltbild Simulationsmodell der Common Mode Chokes ..	- 48 -
Abbildung 4.5: Flussdiagramm zur Erstellung von Modellen für verkoppelte Leitungen.....	- 50 -
Abbildung 4.6: Validierung der CMC-Modelle für CAN FD, 100BASE-T1 und 1000BASE-T1	- 52 -
Abbildung 4.7: Schematische Darstellung der Messaufbauten für die analogen Kommunikationssignale von CAN FD (links) und 100BASE-T1 (rechts)	- 53 -
Abbildung 4.8: Vergleich der Mess- und Simulationsergebnisse von CAN FD- und 100BASE-T1-Datensignalen	- 53 -
Abbildung 4.9: Konfiguration zum Vergleich der Simulationsansätze einer Leitungskopplung: Querschnitt der Leitungskonfiguration (links) und Netzwerkkonfiguration (rechts)	- 54 -
Abbildung 4.10: Vergleich der Ergebnisse verschiedener Modellierungsansätze für zwei verkoppelte Rundleiter im Frequenzbereich (oben) und im Zeitbereich (unten)	- 55 -
Abbildung 4.11: Messaufbau für die Leitungskopplung (links) und Vergleich von Simulations- und Messergebnissen für die Leitungskopplung mit einer 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke (rechts)	- 56 -
Abbildung 4.12: Konfiguration zum Vergleich der Simulationsansätze der Einkopplung einer ebenen Welle: Querschnitt der Leitungskonfiguration (links) und Netzwerkkonfiguration (rechts)	- 57 -
Abbildung 4.13: Simulationsergebnisse zum Vergleich der Modellierungsansätze von SACAMOS und CONCEPT zur Einkopplung einer ebenen Welle in einen ungeschirmten Rundleiter	- 58 -
Abbildung 5.1: Untersuchungssetup für die Störfestigkeitsanalyse einer 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke	- 60 -
Abbildung 5.2: Augendiagramm eines ungestörten Datensignals $u_{\text{diff}}(t)$ (links) und Histogramm der Spannungsamplituden zum Zeitpunkt der größten Augenöffnung t_{eye} (rechts)	- 61 -
Abbildung 5.3: Augendiagramm eines gestörten Datensignals $u_{\text{diff}}(t)$ (links) und Histogramm der Spannungsamplituden zum Zeitpunkt der erwarteten	

größten Augenöffnung t_{eye} (rechts)	- 61 -
Abbildung 5.4: Vergleich von Eingangsdaten TxD[3:0] und Ausgangsdaten RxD[3:0] der Transceiver im Fall einer durch DPI gestörten Übertragungsstrecke	- 63 -
Abbildung 5.5: Fehlerkriterium Differential-Mode-Störung.....	- 64 -
Abbildung 5.6: Messergebnisse einer Überlagerung eines Datensignals und einer pulsformigen DM-Störung in einer CAN FD-Kommunikation (links) und einer 100BASE-T1-Kommunikation (rechts).....	- 65 -
Abbildung 5.7: Messergebnisse der Paketverlustrate einer periodisch gestörten 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke	- 67 -
Abbildung 6.1: Untersuchungssetup zur Kopplung in einer Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke	- 69 -
Abbildung 6.2: Draufsicht und Querschnitt der untersuchten Platine.....	- 70 -
Abbildung 6.3: Simulationsergebnisse für $H_{DM}(f)$ einer PCB-Koppelstruktur für die Variation der Parameter l_c , d_{12} , d_{23} und R_L	- 72 -
Abbildung 6.4: Differentielle Portkonfiguration zur Charakterisierung des Terminierungsnetzwerks mit Mixed-Mode-S-Parametern für Automotive Ethernet (links); S_{dd12} -Parameter der Terminierungsnetzwerke (rechts)	- 73 -
Abbildung 6.5: Übersicht der Ergebnisse zur Identifikation der Worst-Case-Koppelstrecke in einer PCB-Konfiguration	- 74 -
Abbildung 6.6: Simulationsergebnisse zum Vergleich der Störfestigkeit der Bussysteme im untersuchten PCB-Setup ($t_r = 10$ ns, $R_L = 0,5$ Ω).....	- 76 -
Abbildung 6.7: Schematische Darstellung eines fehlerhaften Pegelwechsels (links); Wahrscheinlichkeit eines Fehlers während des Samplings (Mitte); Koppelkonfigurationen ($U_S = 400$ V, $t_r = 10$ ns, $d_{23} = 1$ mm) die zu einer 30 %-igen Fehlerwahrscheinlichkeit führen (rechts).....	- 77 -
Abbildung 6.8: Untersuchtes Setup verkoppelter Leitungen über einer Massefläche	- 78 -
Abbildung 6.9: Simulationsergebnisse für $ H_{CM}(f) $ einer Leitungskopplungskonfiguration für die Variation der Parameter d_w , l_c , h_g und R_L	- 80 -
Abbildung 6.10: S_{cc12} -Parameter der Terminierungsnetzwerke (links) und Übersicht der Ergebnisse zur Identifikation der Worst-Case-Koppelstrecke (rechts)	- 81 -

Abbildung 6.11: Simulationsergebnisse der maximalen CM-Spannung in einer Leitungskopplungskonfiguration mit $l_c = 50 \text{ cm}$, $h_g = 50 \text{ mm}$ und $R_L = 0,5 \Omega$	83 -
Abbildung 6.12: Simulationsergebnisse für die kritische Amplitude $U_{S,krit}$ ($t_r = 3 \text{ ns}$, $h_g = 50 \text{ mm}$, $R_L = 0,5 \Omega$) in Abhängigkeit des Leitungsabstands d_w ($l_c = 0,5 \text{ m}$) (links) und der Koppellänge l_c ($d_w = 1,5 \text{ mm}$) (rechts)	84 -
Abbildung 6.13: Untersuchungssetup (links) und Koordinatensystem (rechts) für die Einkopplung einer ebenen Welle	85 -
Abbildung 6.14: Simulationsergebnisse für verschiedene Orientierungen einer eingekoppelten ebenen Welle in eine Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke ($E = 200 \text{ V/m}$, $l_{WVP} = 2 \text{ m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$)	85 -
Abbildung 6.15: Maximale CM-Spannung am IC in Abhängigkeit der Höhe h_g ($E = 200 \text{ V/m}$, $l = 2 \text{ m}$) (links); Kritische Feldstärke für eine CAN FD-Kommunikationsstrecke (rechts)	86 -
Abbildung 6.16: Simulationsmodelle zur Untersuchung von Asymmetrien in Terminierungsnetzwerken von CAN FD (links), Automotive Ethernet (rechts) und der CMC (unten).....	87 -
Abbildung 6.17: Mess- und Simulationssetup zur Analyse des Effekts von Asymmetrien in einer Leitungskopplungskonfiguration	89 -
Abbildung 6.18: Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen einer Leitungskopplung mit asymmetrisch terminierter CAN FD-Kommunikationsstrecke ($l_c = 1,6 \text{ m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$, $R_L = 50 \Omega$, $d_w = 10 \text{ mm}$)	90 -
Abbildung 6.19: Simulationsergebnisse der DM-Spannung am Transceiver mit asymmetrischem Terminierungsnetzwerk in einer Leitungskopplungskonfiguration ($l_c = 1 \text{ m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$, $R_L = 0,5 \Omega$, $d_w = 1,5 \text{ mm}$).....	92 -
Abbildung 6.20: S_{dc12} -Parameter asymmetrischer Terminierungsnetzwerke	93 -
Abbildung 6.21: Exemplarische Spannungsverläufe der DM-Spannung in einer asymmetrischen 1000BASE-T1-Kommunikationsstrecke (links); Störschwellen entsprechend des DM-Kriteriums in Abhängigkeit der Asymmetrien der Terminierungsnetzwerke (Mitte und rechts)	94 -
Abbildung 7.1: Untersuchte Sterntopologie	95 -
Abbildung 7.2: Simulationsergebnisse für die Einkopplung verschiedener Orientierungen der ebenen Welle in eine Leitung einer Sterntopologie mit 4 Teilnehmern ($l = 3 \text{ m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$ und $E = 200 \text{ V/m}$).....	97 -

Abbildung 7.3: Simulationsergebnisse der maximalen CM-Spannungen in einer symmetrischen Sterntopologie in Abhängigkeit von der Anzahl der Teilnehmer bei der Einkopplung einer ebenen Welle in eine Leitung ($l = 3$ m, $h_g = 50$ mm und $E = 200$ V/m) - 98 -

Abbildung 7.4: Untersuchte asymmetrische Sterntopologie (links); Simulationsergebnisse der kritischen elektrischen Feldstärke E_{krit} (rechts)..... - 99 -

Abbildung 7.5: Simulationsergebnisse der Einkopplung einer ebenen Welle in mehrere Leitungen einer symmetrischen Sterntopologie ($l = 3$ m, $h_g = 50$ mm und $E = 200$ V/m) mit 5 Teilnehmern (Konfigurationen vgl. Tabelle 7.1) - 100 -

Abbildung 7.6: Simulationsergebnisse bei der Störeinkopplung an zwei Leitungen einer Sterntopologie mit 5 Teilnehmern ($l = 3$ m, $h_g = 50$ mm und $E = 200$ V/m) bei Variation der Anzahl der Teilnehmer (Mitte und links) und Variation der hochohmigen Terminierung (rechts) - 102 -

Abbildung 7.7: Simulationsergebnisse der Leitungskopplung in einer Sterntopologie ($l = 3$ m, $U_s = 48$ V, $t_r = 3$ ns, $d_w = 1,5$ mm, $l_c = 1$ m, $f_p = 500$ kHz, $h_g = 50$ mm) an Leitung 2 (obere Zeile) und Leitung 3 (untere Zeile) - 103 -

Abbildung 7.8: Simulationsergebnisse für kritische Spannungen $U_{S,krit}$ ($l = 3$ m, $t_r = 3$ ns, $d_w = 1,5$ mm, $l_c = 1$ m, $h_g = 50$ mm) (links) und untersuchte Sterntopologie (rechts)..... - 104 -

Abbildung 7.9: Untersuchte Linientopologie - 104 -

Abbildung 7.10: Simulationsergebnisse der Störeinkopplung einer ebenen Welle in eine Leitung einer Linientopologie ($h_g = 50$ mm, $E = 200$ V/m) mit 5 Teilnehmern (Leitungslängen und Konfigurationen vgl. Tabelle 7.2)..... - 106 -

Abbildung 7.11: Leitungskopplung in einer Linientopologie - 106 -

Abbildung 7.12: Simulationsergebnisse der Leitungskopplung ($U_s = 48$ V, $t_r = 3$ ns, $d_w = 1,5$ mm, $l_c = 1$ m, $l_L = 2$ m, $R_L = 0,5 \Omega$, $h_g = 50$ mm) für Konfiguration I und II (vgl. Tabelle 7.2)..... - 107 -

Abbildung 7.13: Simulationsergebnisse für die kritische Amplitude $U_{S,krit}$ für die Variation der Anzahl der Teilnehmer und der Leitungslänge l ($t_r = 3$ ns, $d_w = 1,5$ mm, $l_c = 1$ m, $R_L = 0,5 \Omega$, $h_g = 50$ mm) - 108 -

Abbildung 7.14: Linien- und Sterntopologie mit vier Teilnehmern..... - 109 -

Abbildung 7.15: Simulationsergebnisse für die CM-Spannung bei der Einkopplung einer ebenen Welle (Orientierung E_z , H_x) in Leitung 1 (l_{L1} bzw.

$l_{S1}, h_g = 50 \text{ mm}$) mit $E = 200 \text{ V/m}$	- 109 -
Abbildung 7.16: Simulationsergebnisse einer Leitungskopplung mit Leitung 1 der Linien- und Sterntopologie ($U_S = 100 \text{ V}$, $t_r = 3 \text{ ns}$, $d_W = 1,5 \text{ mm}$, $l_c = 1 \text{ m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$) (links und Mitte) und Vergleich der Simulationsergebnisse für die kritische Amplitude $U_{S,krit}$ (rechts).....	- 110 -
Abbildung 7.17: Vorgehensweise der simulationsbasierten Analyse von Asymmetrien in Bustopologien bei der Störeinkopplung durch eine ebene Welle	- 111 -
Abbildung 7.18: Simulationsergebnisse für die CM- und DM-Spannungen in einer Sterntopologie ($\Delta R_{DM} = 1 \%$, $E = 200 \text{ V/m}$, $h_g = 50 \text{ mm}$, $l = 3 \text{ m}$, $m = 4$) (links) und variierten Parametern m und l (Mitte); Ersatzschaltbild eines asymmetrischen Terminierungsnetzwerks (rechts)	- 113 -
Abbildung 7.19: Simulationsergebnis Zeitbereichssignal einer aktiven Datenübertragung mit $\Delta R_{DM} = 1 \%$, $E = 200 \text{ V/m}$ und $f_{EW,krit} = 67,1 \text{ MHz}$ (links); Simulationsergebnisse kritischer Asymmetrien ($E = 200 \text{ V/m}$, $f_{EW,krit} = 67,1 \text{ MHz}$) (Mitte); Analysierte Sterntopologie (rechts)	- 114 -
Abbildung 8.1: Schematische Darstellung des Setups zur Untersuchung kooperativer Betriebsstrategien.....	- 116 -
Abbildung 8.2: Schematische Darstellung eines allgemeinen Ansteuerungssignals	- 117 -
Abbildung 8.3: Histogramm der freien Zeitslots für verschiedene Modulationsfaktoren ($f_{PWM} = 10 \text{ kHz}$, $T_S = 1 \mu\text{s}$) (links); Gesamtanzahl der Zeitslots und maximale Länge der Zeitslots abhängig von der Modulationsfrequenz f_{PWM} ($a = 0,9$, $f_{sin} = 50 \text{ Hz}$, $T_S = 1 \mu\text{s}$) (rechts).....	- 119 -
Abbildung 8.4: Übersicht der untersuchten kooperativen Betriebsstrategien.....	- 122 -
Abbildung 8.5: Verteilung der Zeitslots eines SPWM-Schaltmusters ($T_S = 1 \mu\text{s}$) und maximal übertragbare Nutzdaten $p_{data,max}$ in Abhängigkeit von der Dauer der freien Zeitslots.....	- 123 -
Abbildung 8.6: Vergleich der Nettobitrate b_{net} und des Mittelwerts der Nutzdaten der fehlerfrei übertragenen Frames p_a für unterschiedliche kooperative Betriebsstrategien ($T_S = 1 \mu\text{s}$, $f_{sin} = 50 \text{ Hz}$).....	- 126 -
Abbildung 8.7: Vergleich der Bitratenreduktion in Abhängigkeit von der nominellen Datenrate ($T_S = 1 \mu\text{s}$, $f_{PWM} = 50 \text{ kHz}$, $a = 0,9$) (links) und Dauer der Störung ($f_{PWM} = 50 \text{ kHz}$, $a = 0,9$, $b_n = 5 \text{ MBit/s}$) (rechts)	- 127 -

Abbildung 8.8: Schematische Darstellung der Adaption der Methode DSFP mit einer Mindestanzahl von Bits pro Slot	128 -
Abbildung 8.9: Simulationsergebnisse der Adaption der Methode DSFP mit einer Mindestanzahl von Bits pro Slot (p_{\min})	128 -
Abbildung 8.10: Simulationsergebnisse der Adaption der Methode DSFP mit Bitratenwechsel (BRS) zwischen Arbitrations- und Datenphase ($b_d = b_n$)	129 -
Abbildung 8.11: Latenz von 100 Sendeversuchen ($f_{\text{PWM}} = 30 \text{ kHz}$, $p_{\text{data}} = 4 \text{ Byte}$) (links) und mittlere Latenzzeiten für verschiedene PWM-Frequenzen und Payloads (Mitte und rechts) für eine Konfiguration mit $b_n = 5 \text{ MBit/s}$, $a = 0,9$ und $T_s = 1 \mu\text{s}$	130 -
Abbildung 8.12: Simulationsergebnisse zur Verlängerung der Übertragungsdauer durch die Verwendung von kooperativen Betriebsstrategien DSFP und DSAB in Abhängigkeit von der Payload p_{data} (links) und der nominellen Bitrate b_n (rechts).....	131 -
Abbildung 8.13: Schematische Darstellung der Abweichung der nominellen Bitdauer verursacht durch Jitter-Effekte (links); Modellierung des Jitters für eine CAN FD-Kommunikation mit einer Normalverteilung (rechts).....	132 -
Abbildung 8.14: Bitfehlerrate des Konzepts DSFP ($T_s = 1 \mu\text{s}$, $a = 0,9$) mit normalverteiltem Jitter (links); Nettobitrate nach Berücksichtigung des Jitter-Modells im Kommunikationskonzept DSFP (BER = 0) (rechts).....	133 -
Abbildung 8.15: Parameter für den Vergleich der kooperativen Betriebsstrategien (links); Vergleich der Bitfehlerraten (rechts).....	134 -
Abbildung 9.1: Übersicht der Einflussparameter auf die Störfestigkeit und mögliche Entstörmassnahmen.....	137 -
Abbildung 9.2: Leitungskopplungskonfiguration (links); Ergebnisse der kritischen Amplituden $U_{s,\text{krit}}$ für die verschiedenen Bussysteme ($l_c = 1 \text{ m}$, $d_w = 1,5 \text{ mm}$, $h_g = 50 \text{ mm}$) (rechts).....	138 -
Abbildung 9.3: Kritische Geometrieparameter in Abhängigkeit von der maximalen Spannung U_s bei Variation von l_c ($d_w = 1,5 \text{ mm}$) und d_w ($l_c = 1 \text{ m}$) (links); Kritische Geometrieparameter der Automotive-Ethernet-Kommunikationsstrecken ($U_s = 100 \text{ V}$) (rechts).....	139 -
Abbildung 9.4: Ersatzschaltbilder verschiedener Ausführung und Modellierung der DM-Terminierung	140 -
Abbildung 9.5: S_{cc12} -Parameter eines 100BASE-T1- und 1000BASE-T1-	

Terminierungsnetzwerks für verschiedene Ausführungen der DM-Terminierung	- 141 -
Abbildung 9.6: Ergebnisse der Einkopplung einer ebenen Welle ($E = 200 \text{ V/m}$) in eine Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke für verschiedene Ausführungen der DM-Terminierung	- 141 -
Abbildung 9.7: Ergebnisse einer Leitungskopplung ($l_s = 1 \text{ m}$, $d_w = 1,5 \text{ mm}$, $U_s = 48 \text{ V}$, $t_r = 3 \text{ ns}$, $R_L = 1 \Omega$) für verschiedene Ausführungen der DM-Terminierung	- 142 -
Abbildung 9.8: Automotive-Ethernet-Terminierungsnetzwerk mit optionalem Tiefpassfilter	- 142 -
Abbildung 9.9: Ausführungen eines optionalen Tiefpassfilters für eine 100BASE-T1-Terminierung nach [1, S. 285] (links) und [40] (rechts).....	- 143 -
Abbildung 9.10: Mixed-Mode-S-Parameter eines 100BASE-T1-Terminierungsnetzwerks mit optionalen Tiefpassfiltern	- 144 -
Abbildung 9.11: Simulationsergebnisse zum Vergleich der Einkopplung in eine 100BASE-T1-Kommunikationsstrecke mit und ohne Tiefpassfilter: Leitungskopplung (links) und Einkopplung einer ebenen Welle mit $E = 200 \text{ V/m}$ (rechts)	- 144 -
Abbildung A.1: Querschnitt Mehrleiterkonfiguration von Rundleitern über einer Massefläche zur Berechnung der Leitungsparameter	- 150 -
Abbildung A.2: Schematische Darstellung der Erstellung von Leitungsmodellen und verwendete Geometrieparameter der Leitungen	- 151 -
Abbildung A.3: Benennung der Ports zur Bestimmung von Single-Ended- und Mixed-Mode-	- 152 -

Tabellenverzeichnis

Tabelle 4.1: Parameter der CMC-Modelle	- 51 -
Tabelle 4.2: Parameter der Vergleichsanordnung einer Leitungskopplung von zwei ungeschirmten Rundleitern	- 54 -
Tabelle 4.3: Parameter der Vergleichsanordnung zur Einkopplung einer ebenen Welle in einen ungeschirmten Rundleiter	- 57 -
Tabelle 5.1: Differential-Mode-Störschwellen verschiedener Bustransceiver	- 66 -
Tabelle 5.2: Common-Mode-Störschwellen verschiedener Bustransceiver	- 68 -
Tabelle 6.1: Parameter der verkoppelten Streifenleitungen	- 70 -
Tabelle 6.2: Standard-Parametersatz zur Charakterisierung des Koppelpfads der untersuchten PCB	- 71 -
Tabelle 6.3: Parameter der untersuchten Leiterkonfiguration	- 78 -
Tabelle 6.4: Default-Werte der Leitungskopplungskonfiguration	- 79 -
Tabelle 7.1: Übersicht der Konfigurationen zur Untersuchung der Auswirkungen der Einkopplung einer ebenen Welle in mehrere Leitungen einer Sterntopologie ($l = 3$ m)	- 100 -
Tabelle 7.2: Übersicht der Konfigurationen zur Untersuchung der Auswirkungen der Einkopplung einer ebenen Welle in eine Leitung einer Linientopologie ...	- 105 -
Tabelle 8.1: Simulationsergebnisse für den Vergleich der verschiedenen kooperativen Betriebsstrategien	- 135 -

Publikationen der Autorin

1. C. Austermann und S. Frei, „Immunity of CAN, CAN FD and Automotive Ethernet 100/1000BASE-T1 to Crosstalk From Power Electronic Systems“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Bd. 64, Nr. 6, S. 2283–2291, Dez. 2022, doi: 10.1109/TEMC.2022.3206334.
2. C. Austermann u. a., „Störfestigkeitsanalyse von 100BASE-T1 und 1000BASE-T1 Automotive-Ethernet-Kommunikationssystemen mittels Direct Power Injection“, in *Proc. emv: Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Köln, Deutschland, 2022, S. 49-56. doi: 10.15488/12559.
3. C. Austermann und S. Frei, „Simulationsbasierte Analyse der Störfestigkeit von ausgedehnten CAN FD-Netzwerken gegen elektromagnetische Felder“, in *Proc. emv: Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Köln, Deutschland, 2022, S. 57–65. doi: 10.15488/12560.
4. C. Austermann und S. Frei, „Analysis on Common to Differential Mode Conversion Within Automotive Communication Systems“, in *Proc. 2021 IEEE International Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symposium*, Glasgow, Großbritannien, Juli 2021, S. 180–185. doi: 10.1109/EMC/SI/PI/EMCEurope52599.2021.9559381.
5. C. Austermann und S. Frei, „Analyse der Störfestigkeit von Automotive Ethernet Kommunikationssystemen“, in *Proc. emv: Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Köln, Deutschland, 2020, S. 515-522. doi: 10.15488/10065.
6. C. Austermann und S. Frei, „Concepts for Bitrate Enhancement and Latency Reduction in Recurring Disturbed CAN FD Networks“, in *Proc. 2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Rom, Italien, Sep. 2020, S. 1–6. doi: 10.1109/EMCEUROPE48519.2020.9245858.
7. C. Austermann und S. Frei, „Impact of WBG-Semiconductors on Automotive Communication Networks“, in *Proc. 2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Barcelona, Spanien, Sep. 2019, S. 748–753. doi: 10.1109/EMCEurope.2019.8871861.
8. C. Austermann, M. Kiffmeier, and S. Frei, “State Transition Based Behavioural Model for Electric Arcs in 48 V Automotive Power Supply Networks,” in *Proc. 2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Nottingham, Großbritannien, Nov. 2018, doi: 10.1109/ESARS-ITEC.2018.8607329.
9. M. Kiffmeier, C. Austermann, und S. Frei, „Model-based analysis and evaluation of 48 V automotive power supply systems regarding to electric arc faults“, in *Proc. 2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Nottingham, Großbritannien, Nov. 2018, S. 1–5. doi: 10.1109/ESARS-ITEC.2018.8607283.
10. M. Kiffmeier, S. Önal, C. Austermann, und S. Frei, „Modelling of Arc Faults in 48 V Automotive Power Supply Systems“, in *Proc. 2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Belfort, Frankreich, Dez. 2017. doi: 10.1109/VPPC.2017.8330892.
11. C. Austermann, S. Scheier, S. Frei, und J. Kudlaty, „Modellierung von ESD Schutzelementen mit Snapback-Verhalten“, in *Proc. 14. ESD Forum*, München, Deutschland, 2015.

Betreute Abschlussarbeiten

Bachelorarbeiten

1. Entwicklung einer automatisierten LTspice-basierten Simulationsumgebung zur Störfestigkeitsanalyse von Kfz-Bussystemen
2. Simulative Analyse und Bewertung der Störfestigkeit ausgedehnter CAN FD-Netzwerke gegenüber Leitungskopplung
3. Modellierung und Emulation einer CAN FD-Übertragungsstrecke für EMV-Untersuchungen

Masterarbeiten

1. Entwicklung und Analyse eines CAN FD-Bussystems mit variabler Datenrate zur Erhöhung der Robustheit gegenüber periodisch auftretenden Störungen
2. Entwicklung einer Mess- und Simulationsumgebung zur Bewertung der Störfestigkeit von Automotive Ethernet