

# **EMV Analysen zur Datenübertragung über das Kfz-Energiebordnetz**

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der  
Technischen Universität Dortmund genehmigte

## **Dissertation**

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktor der Ingenieurwissenschaften  
(Dr.-Ing.)**

von

M. Sc. Alexander Zeichner

Dortmund, 2020

Tag der mündlichen Prüfung:	25.02.2020
Hauptreferent:	Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei
Korreferent:	apl. Prof. Dr.-Ing. Dirk Schulz



## **Danksagung**

Die Ergebnisse für diese Arbeit entstanden während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Arbeitsgebiet Bordsysteme an der TU Dortmund.

In erster Linie möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, mein Doktorvater und Leiter des Arbeitsgebiets Bordsysteme, dafür bedanken, dass er mir diese Arbeit ermöglichte. Dank seiner wissenschaftlichen Ratschläge und dem stetigen Antrieb, konnte diese Arbeit erst entstehen. Auch möchte ich mich für die Übernahme des Koreferats und das Interesse an der Arbeit bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Dirk Schulz bedanken.

Ich möchte allen Kollegen, die ich während der Zeit am Arbeitsgebiet Bordsysteme kennenlernen durfte, ebenfalls danken. In einer gemeinschaftlichen Atmosphäre konnte ich in vielen Diskussionen neue Motivation und Anregungen sammeln. Insbesondere möchte ich Herrn Michael Kiffmeier für die Durchsicht der Arbeit danken.

Außerdem danke ich allen Studierenden, die an der Forschung zu meinem Thema beteiligt waren. An dieser Stelle möchte ich mich besonders bei Herrn Tobias Dörlemann und Herrn Andreas Döbber bedanken.

Zuletzt möchte ich mich bei meiner Familie bedanken, die mich immer unterstützte.

Dortmund, 2020



## Überblick

Die Datenvernetzung innerhalb des Fahrzeuges hat Einfluss auf das Gewicht, das Volumen und die Komplexität des Fahrzeugkabelbaums. Mit den traditionellen Kfz-Bussystemen und der großen Vielfalt an Funktionen, die in Zukunft noch zunehmen wird, lässt sich ein Optimum hinsichtlich dieser Kriterien nur schwer erreichen. Eine mögliche Lösung könnte die Datenübertragung über das Kfz-Energiebordnetz darstellen. Die sogenannte Powerline Communication (PLC) ist eine Technologie, die die vorhandenen Energieleitungen für eine Datenübertragung nutzt. Im automotiven Umfeld gibt es für diese Technologie noch Forschungsbedarf.

In dieser Arbeit werden die Freiheitsgrade, die in einem Kfz-Energiebordnetz vorliegen, hinsichtlich der Datenübertragung untersucht. Zwei wichtige Aspekte spielen dabei eine entscheidende Rolle: Zum einen sind die Übertragungseigenschaften des Energiebordnetzes für die Signalintegrität der Übertragung von großer Bedeutung. Zum anderen ist die Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) entscheidend für einen robusten Betrieb der PLC, ohne andere Systeme zu stören oder gestört zu werden. Daraus werden mögliche Betriebsstrategien für eine PLC-Datenübertragung abgeleitet. Einflussfaktoren auf die Kanalübertragungseigenschaften, z. B. typische Abschlussimpedanzen und die Topologie des Bordnetzes, werden diskutiert und untersucht. Diverse Varianten zur Einkopplung des PLC-Signals in die Energieleitungen wurden ebenfalls analysiert. Auf Basis von Kfz-EMV-Normen werden die theoretischen Randbedingungen für eine störungsfreie Datenübertragung aufgestellt und in Messungen analysiert. Zuletzt wurde die Kommunikation in typischen EMV-Störfestigkeitsprüfungen unter Zuhilfenahme von Simulationen untersucht.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Abkürzungsverzeichnis .....</b>	<b>V</b>
<b>1 Einleitung.....</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation.....	1
1.2 Aufbau der Arbeit .....	4
<b>2 Stand der Technik .....</b>	<b>7</b>
2.1 PLC-Frequenzbereiche in öffentlichen Energieverteilnetzen .....	7
2.2 PLC-Technologieüberblick .....	8
2.3 PLC im Kfz .....	12
<b>3 Nachrichtentechnische Grundlagen.....</b>	<b>15</b>
3.1 Anforderungen an Kfz-Datenübertragungssysteme .....	15
3.2 OSI-Schichtenmodell .....	17
3.3 Digitale Übertragungssysteme .....	19
3.3.1 Modulationsverfahren .....	21
3.3.1.1 Vektorielle Darstellung von digital modulierten Signalen .....	21
3.3.1.2 Einzelträgermodulation .....	23
3.3.1.3 OFDM .....	27
3.3.2 Signal-Rausch-Verhältnis .....	28
3.3.3 Bitfehlerwahrscheinlichkeit .....	29
3.3.4 Kanalkapazität .....	31
<b>4 Aufbau des Kfz-Energiebordnetzes.....</b>	<b>33</b>
4.1 Komponenten.....	34
4.2 Architekturen.....	37
4.2.1 Mehrspannungsbordnetze .....	38
4.2.2 Aktive Energieverteilung und vernetzte Steuerung von Verbrauchern .....	40
4.3 Verkabelungs-Topologien .....	42
4.3.1 Grundsätzliche Betrachtungen zu PLC im Kfz-Energiebordnetz ...	44
<b>5 Analyse des Energiebordnetz-Übertragungsverhaltens.....</b>	<b>47</b>
5.1 Grundlagen der Kanalmodellierung .....	47
5.1.1 Streuparameter.....	47
5.1.2 Darstellung der Bordnetzkomponenten als Kettenmatrix.....	49

---

5.2	Wellenwiderstand von Energiebordnetz-Leitungen.....	51
5.2.1	Aufbau des Kabelbaumes.....	51
5.2.2	Grundlagen der Leitungstheorie .....	51
5.2.3	Analyse des Wellenwiderstandes .....	53
5.3	Impedanzverhalten der Bordnetz-Komponenten.....	55
5.3.1	Generator .....	55
5.3.2	Batterie .....	56
5.3.3	DC/DC-Wandler.....	57
5.3.4	ECUs .....	59
5.3.4.1	Eingangsbeschaltung von ECUs .....	60
5.3.4.2	Messung der Eingangsimpedanz.....	62
5.3.4.3	Modellierung der Eingangsimpedanz.....	65
5.3.4.4	PLC Modem im ECU .....	67
5.4	Einkopplung von Datensignalen in das Energiebordnetz .....	68
5.4.1	Kapazitive Kopplung.....	70
5.4.2	Entkopplung von niederimpedanten Strompfaden.....	72
5.4.2.1	Segmentierung in Teilbordnetze .....	72
5.4.2.2	Filterspulen mit Ferritkern .....	73
5.4.2.3	Volumenabschätzung der Entkopplungsstruktur.....	74
5.4.3	Induktive Kopplung.....	75
5.4.3.1	Untersuchung von Übertragern.....	80
5.5	Analyse von verzweigten Bordnetzen .....	83
<b>6</b>	<b>Elektromagnetische Verträglichkeit .....</b>	<b>87</b>
6.1	Grundlagen zur EMV.....	87
6.2	Störungen im Energiebordnetz .....	88
6.3	Theoretische Untersuchungen .....	91
6.3.1	Festlegung des SNR auf Basis von EMV-Normen .....	91
6.3.2	Theoretisch erzielbare Datenraten .....	94
6.3.3	Datenraten im verzweigten Netz.....	96
6.4	Experimentelle Untersuchungen .....	98
6.4.1	Beschreibung des Testaufbaus .....	98
6.4.2	Eigenschaften des Testaufbaus .....	100
6.4.3	PLC-Modem .....	104
6.4.4	Analyse der Übertragung bei Störung mit weißem Rauschen .....	107
6.5	Untersuchung der Störfestigkeit.....	109
6.5.1	EMV-Störfestigkeitstests .....	110

6.5.1.1	Direct Power Injection (DPI) Test.....	111
6.5.1.2	Bulk Current Injection (BCI) Test .....	112
6.5.1.3	Absorber-Lined Shielded Enclosure (ALSE) Test .....	113
6.5.2	Modellierungsansatz.....	113
6.5.2.1	Modellierung von BCI- und DPI-Testaufbauten .....	114
6.5.2.2	Modellierung der Feldkopplung.....	117
6.5.3	Vergleich mit dem Störpotential im Energiebordnetz .....	119
6.5.4	Einfluss von Empfängerfiltern.....	121
6.5.5	Störfestigkeitstests am PLC-Modem .....	123
6.5.5.1	Sender/Empfänger-Modell und virtueller DPI-Test .....	123
6.5.5.2	DPI Simulationsergebnisse.....	125
6.5.5.3	BCI Messergebnisse.....	126
6.5.5.4	Optimierung der Störfestigkeit .....	127
6.5.5.5	Analyse mit transienten Pulsstörungen.....	129
<b>7</b>	<b>Designvorschlag für PLC im Kfz.....</b>	<b>131</b>
7.1	Vergleich und Auswahl des Modulationsverfahrens.....	131
7.2	Bandbreite und Frequenzbereich .....	132
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung.....</b>	<b>135</b>
	<b>Literaturverzeichnis .....</b>	<b>141</b>
	<b>Veröffentlichungen.....</b>	<b>153</b>
	<b>Betreute Abschlussarbeiten .....</b>	<b>155</b>



## Abkürzungsverzeichnis

ALSE	Absorber-Lined Shielded Enclosure
AM	Amplitude Modulation
ARQ	Automatic Repeat Request
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit
ASK	Amplitude Shift Keying
AV	Average
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BCI	Bulk Current Injection
BNN	Bordnetznachbildung
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CAN	Controller Area Network
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSMA/CD	Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance
CW	Continuous Wave
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DC	Direct Current
DPI	Direct Power Injection
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
ECU	Electronic Control Unit
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESP	Elektronisches Stabilitätsprogramm
ETU	Equipment Under Test
FEC	Forward Error Correction
FSK	Frequency Shift Keying
HF	Hochfrequenz
HV	Hochvolt
ISO	Internationale Organisation für Normung

---

LDPC	Low Density Parity Check
LIN	Local Interconnect Network
LLC	Logical Link Control
LSD	Leistungsdichtespektrum
MAC	Media Access Layer
MIMO	Multi Input Multi Output
NWA	Netzwerkanalysator
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSI	Open Systems Interconnection
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PHY	Physical Layer
PLC	Powerline Communication
PWM	Pulsweitenmodulation
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RBW	Resolution Bandwidth
ROBO	Robust OFDM
S-FSK	Spread Frequency Shift Keying
SNR	Signal to Noise Ratio

# 1 Einleitung

Moderne Kraftfahrzeuge enthalten eine Vielzahl elektrischer und elektronischer Komponenten. Sowohl die Summe der sicherheitsrelevanten Systeme als auch die der Komfort- und Infotainment-Funktionen wird mit jeder Fahrzeuggeneration größer. Im Rahmen der Elektrifizierung erfolgt auch ein Systemwechsel der Antriebstechnologie, sodass eine weitere nichtelektrische Domäne, der Verbrennungsmotor, zum größten Teil durch einen elektrifizierten Antriebsstrang ersetzt werden kann. Weiterhin gewinnen autonome Fahrfunktionen stark an Relevanz, womit zusätzliche elektronische Systeme, wie Kameras, Lidar, Radar und Hochleistungsdatenverarbeitungssysteme, in das Auto Einzug halten. Alle diese Trends haben Einfluss auf die Vernetzung im Fahrzeug und bringen neue Herausforderungen mit sich.

## 1.1 Motivation

Diese rasante Entwicklung von modernen Fahrzeugen bringt neben vielen Vorteilen auch Herausforderungen mit sich. Die Vernetzung spielt für eine effiziente Systemarchitektur eine entscheidende Rolle, denn viele Fahrzeugkomponenten erfordern einen Datenaustausch mit anderen Systemen, der Umgebung und dem Benutzer bzw. Fahrer. Um hohe Sicherheitsanforderungen zu erfüllen, müssen Systeme und Datenübertragungswege in manchen Fällen sogar redundant ausgeführt und mit unterschiedlichen Technologien realisiert werden.

Die Notwendigkeit der Vernetzung wird am modernen Fahrzeug deutlich. Abbildung 1 stellt die Vernetzungstopologie eines modernen Kfz dar und vermittelt einen Eindruck von der Vielzahl an Verbindungen und Bussystemen, die eingesetzt werden, um den Datenaustausch zwischen den ECUs<sup>1</sup> (Steuergeräten) zu realisieren.

Eine der vielen Herausforderungen der immer weiter steigenden Anzahl von elektronischen und elektrischen Systemen besteht darin die Komplexität der Vernetzung beherrschbar zu gestalten und Gewichts-, Volumen- und Kosten-optimal zu realisieren. Der Fahrzeugkabelbaum spielt bei der Datenvernetzung und der Energieversorgung eine wichtige Rolle als Medium, über das Signale und Energie übertragen werden. Er zählt als Gesamtes betrachtet zu den drei schwersten Kfz-Komponenten, zusammen mit der Fahrzeugkarosserie und der Antriebseinheit.

---

<sup>1</sup> Electronic Control Unit

# 1.1 Motivation

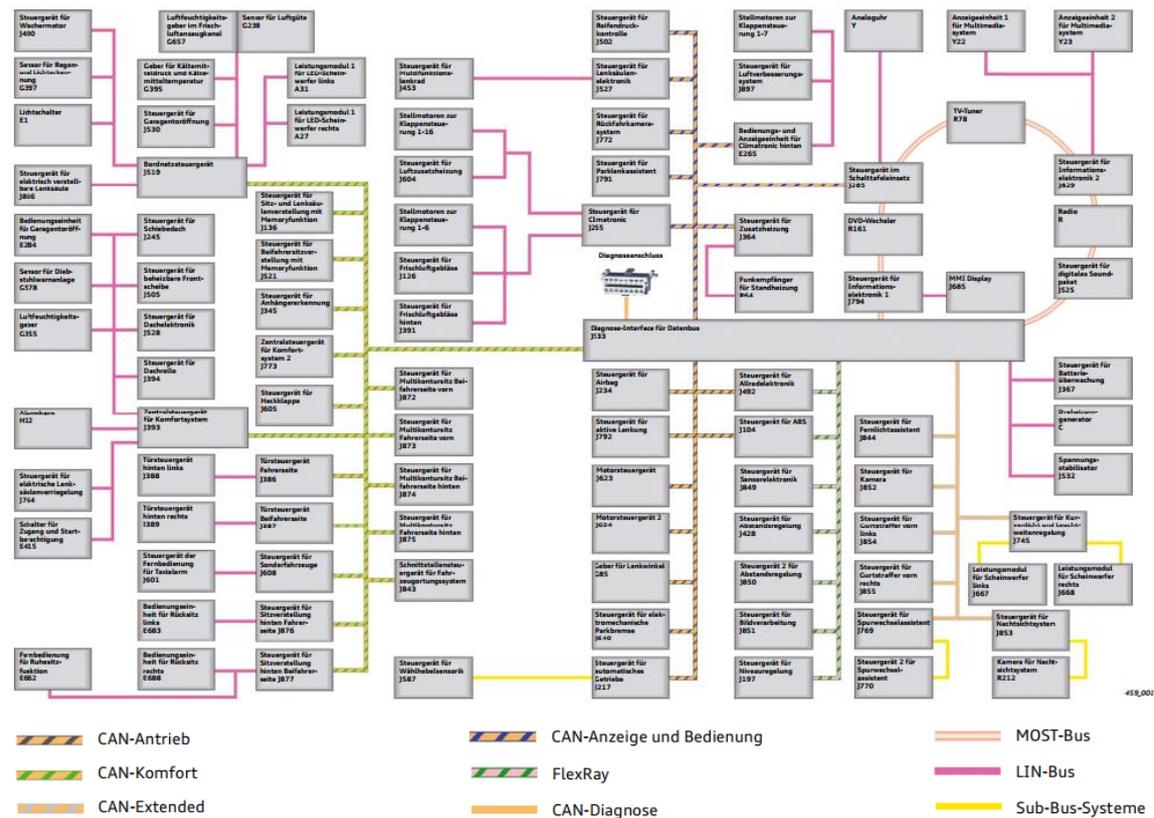


Abbildung 1: Vernetzungstopologie der kommunikationsfähigen ECUs in einem Audi A8 [1].

Datenübertragungssysteme im Kfz nutzen für die Signalübertragung oft Eindraht-, Zweidraht- oder Koaxialleitungen. Dabei ist zwischen einer physikalischen und einer logischen Topologie zu unterscheiden. Eine physikalische Bus-Topologie liegt bei den klassischen Kfz-Bussystemen vor, z. B. LIN, CAN oder FlexRay. Das bedeutet, dass sich die ECUs innerhalb eines Netzwerkes dieselbe Leitung als Übertragungsmedium teilen. Andere Topologievarianten auf physikalischer Ebene, z. B. Punkt-zu-Punkt-Verbindungen, werden ebenfalls eingesetzt. Beispielsweise nutzt Ethernet eine Punkt-zu-Punkt-Topologie entweder direkt zwischen zwei Teilnehmern oder zwischen mehreren Teilnehmern und einem Switch, der auf logischer Ebene die Daten weiterleitet. Des Weiteren werden Punkt-zu-Punkt-Verbindungen in Übertragungssystemen eingesetzt, die eine hohe Datenrate erfordern, z. B. bei Displayanwendungen oder der Übertragung von Videodaten. Auf der logischen Ebene kann mit Einsatz von Switches oder Gateways eine beliebige Topologie – unabhängig von der physikalischen Ebene – realisiert werden. Insbesondere bei physikalischen Bussystemen kann sich die Organisation des Netzwerkes bei zunehmender Vielfalt immer komplexer gestalten.

Jede elektronische und kommunikationsfähige Komponente muss neben der Verbindung zum Datenbus auch mit elektrischer Energie versorgt werden. Die Energieversorgungsstruktur ist vereinfacht betrachtet ein großes Netzwerk aus Kupfer- oder

Aluminiumleitern, über die ein Gleichstrom an die Verbraucher verteilt wird. Der Gedanke liegt nahe diese vorhandene Netzwerkstruktur zu nutzen, um Daten zu übertragen. Dies würde viel Einsparpotential beim Kabelbaum bringen, denn dedizierte Kommunikationsleitungen könnten so z. T. entfallen, was zur Gewichts-, Volumen-, Komplexitäts- und Kostenreduktion beiträgt. Außerdem eröffnen sich weitere Möglichkeiten der Datenvernetzung. So könnten z. B. redundante Kanäle geschaffen werden, um Notlauffunktionen beim Ausfall von bestehenden Datenübertragungswegen zu gewährleisten. Des Weiteren könnte eine Vernetzung an den Stellen im Kfz realisiert werden, an denen die Verlegung von dünnen Kommunikationsleitungen aus mechanischer Sicht kritisch ist (z. B. zwischen Karosserie und Tür). Es könnte auch eine Schnittstelle zu Diagnose- oder Flash-Zwecken realisiert werden, die es erlaubt auf ECUs zuzugreifen, die in einem abgekapselten Bussystem ohne Gateway betrieben werden. Das Innovationspotential einer solchen Technologie scheint hoch zu sein und sie kann viele technische Neuerungen mit sich bringen.

In industriellen Anwendungen und bei Vernetzungen von Computern im Heimbereich ist diese Technologie schon länger unter dem Namen „Powerline Communication“ (PLC) bekannt. PLC nutzt dabei in der Regel das öffentliche Mittel- und Niederspannungsnetz. In [2], [3] und [4] wurde untersucht, wie sich die PLC-Technologie in ein Kfz implementieren lässt. Dabei wurden Verfahren verwendet, die einen schmalen Frequenzbereich nutzen. Das hat den Vorteil einer einfachen und zum damaligen Zeitpunkt kostengünstigen Implementierung, was es dem Unternehmen YAMAR ermöglichte im Jahr 2009 die ersten PLC-Modems für den Automobilbereich auf den Markt zu bringen [5]. Die Nutzung eines breiten Frequenzspektrums wurde in [6] und [7] untersucht. Außerdem finden sich Veröffentlichungen zu Untersuchungen zur Integration von PLC zu Diagnosezwecken innerhalb der Antriebsbatterie von Elektrofahrzeugen [8], [9].

Das Energiebordnetz ist grundsätzlich nicht für hochfrequente Datensignale konzipiert. In [2], [10] und [11] wurden daher die Übertragungseigenschaften, die für den Entwurf von PLC-Übertragungsverfahren unabdingbar sind, detailliert untersucht und entsprechende Modelle entwickelt. Darin wird u. a. beschrieben, dass aufgrund der verzweigten Struktur und – aus hochfrequenztechnischer Sicht – Fehlanpassungen Mehrwegeausbreitungen und Reflexionen auftreten können. Dieses Verhalten ist kritisch für die Signalübertragung. Zudem ändern sich die Eigenschaften je nach Fahrzeug und sogar Betriebszustand. In [12] und [13] wurden deshalb Messreihen durchgeführt, in denen die Übertragungseigenschaften eines Fahrzeuges messtechnisch analysiert und mit statistischen Methoden ausgewertet wurden, um universelle Aussagen über das Übertragungsverhalten von Energiebordnetzen treffen zu können. Außerdem ist in [14] eine Datenbank zu finden, die einen Open-Source-Zugang zu Kanalmessungen von unterschiedlichen Fahrzeugherstellern bietet. Ein Vorschlag für ein

HF-optimiertes Bordnetz findet sich in [15], wo beschrieben wird, wie die Übertragungseigenschaften in einem breiten Frequenzbereich durch Neustrukturierung und Konditionierungsmaßnahmen deutlich verbessert werden können. Eine weitere Herausforderung für PLC im Kfz stellen die Störungen dar, die im Bordnetz auftreten, was in [2] und [16] untersucht wurde. Die Anbindung von PLC-Modems an die Energieleitungen wird in [17] und [18] für differentielle Leitungen bzw. eine Motor-Umrichter-Verbindung erforscht. Aufgrund der zeitlich und örtlich veränderlichen Zugangsimpedanz des Energiebordnetzes stellt ein statisches Koppelnetzwerk keine universelle Lösung dar, weshalb in [19] adaptive Netzwerke zur Impedanzanpassung entwickelt wurden.

Die meisten Forschungsarbeiten zu diesem Thema beschäftigen sich mit der Implementierung von PLC in ein Energiebordnetz, dessen Verhalten als nicht deterministisch angesehen wird, ähnlich der Situation von In-Haus-PLC, wo in der Regel die Verkabelung und die angeschlossenen Verbraucher tatsächlich unbekannt sind. Das Ziel solcher Betrachtungen ist die Entwicklung einer architekturübergreifenden und universell einsetzbaren PLC-Technologie, was auf eine komplexe und dementsprechend teure Übertragungstechnologie hinauslaufen kann. Im Allgemeinen hat der Fahrzeughersteller volle Kontrolle und Kenntnisse über die Rahmenbedingungen im Energiebordnetz, womit das Verhalten vorhersagbar sein kann. Voraussetzung hierfür ist, dass keine nachträglichen Modifikationen am Energiebordnetz durch den Benutzer (z. B. Radiotausch) oder im Rahmen von Reparaturarbeiten durchgeführt werden.

Dementsprechend werden in dieser Arbeit die für die Powerline-Kommunikation relevanten Freiheitsgrade und Randbedingungen beschrieben und untersucht. Der Schwerpunkt der Untersuchungen liegt insbesondere auf der Elektromagnetischen Verträglichkeit. Aspekte zu Übertragungseigenschaften des Energiebordnetzes werden ebenfalls betrachtet.

## 1.2 Aufbau der Arbeit

In dieser Arbeit wird in Kapitel 2 zunächst der Stand der Technik von PLC-Systemen vorgestellt. Für das grundlegende Verständnis der digitalen Datenübertragung werden in Kapitel 3 die Grundlagen präsentiert. Zuerst werden darin die Anforderungen an Kfz-Datenübertragungssysteme beschrieben. Daraufhin wird das OSI-Schichtenmodell vorgestellt und die Grundlagen von digitalen Datenübertragungssystemen dargestellt. In Kapitel 4 wird der Schwerpunkt auf die Komponenten, die Funktionsweise und den Aufbau des modernen Kfz-Energiebordnetzes gelegt.

In Kapitel 5 erfolgt die Analyse der Übertragungseigenschaften des Energiebordnetzes. Zunächst werden die Grundlagen der Kanalmodellierung vorgestellt, wobei hier Streuparameter und Kettenmatrizen verwendet werden. Damit besteht die Möglichkeit, das Übertragungsverhalten von verzweigten Bordnetzen zu modellieren. Auf

Basis der Leitungstheorie werden Abschätzungen bzgl. des Wellenwiderstandsverhaltens der Energieleitungen durchgeführt. Nicht zuletzt spielen die angeschlossenen Verbraucher und insbesondere deren Impedanzverhalten eine entscheidende Rolle bei der Signalausbreitung im Bordnetz. Dazu werden die typischen Verbraucher vorgestellt und ihr Impedanzverhalten diskutiert. Speziell die Eingangsbeschaltung von ECUs, die als Datenquelle und -senke fungieren, ist für die PLC-Integration wichtig. Diese wird ausgiebig diskutiert und das typische Verhalten anhand von Messdaten belegt und modelliert. Die Anbindung von PLC-Modems an die Energieleitungen ist nicht trivial, weshalb die Koppelmöglichkeiten detailliert in Kapitel 5.4 beschrieben werden. In Kapitel 5.5 werden die Übertragungseigenschaften von verzweigten Topologien simulativ untersucht.

Neben den Übertragungseigenschaften des Energiebordnetzes ist die Elektromagnetische Verträglichkeit ein wichtiger Aspekt, der in Bezug auf PLC noch unzureichend untersucht wurde. Dementsprechend widmet sich Kapitel 6 der EMV. Zunächst werden die Grundlagen der EMV vorgestellt und typische Störungen diskutiert, die für die Auslegung einer PLC unerlässlich sind. Auf Basis von Kfz-spezifischen EMV-Normen werden Randbedingungen für die Datenübertragung auf theoretischer Basis abgeleitet. Dazu werden leitungsgeführte Emissionsgrenzwerte von PLC und den restlichen Verbrauchern im Bordnetz bestimmt. Anhand eines OFDM-basierten Breitband-PLC-Systems werden die theoretischen Überlegungen experimentell analysiert.

Die Tauglichkeit von Kfz-Komponenten wird üblicherweise in EMV-Störfestigkeitsprüfverfahren untersucht. Für den Nachweis einer robusten PLC-Datenübertragung sind solche Prüfverfahren unerlässlich. Daher werden zunächst einige ausgewählte Prüfverfahren modelliert und deren Störübertragungseigenschaften auf Basis von Simulationen untersucht. Weiter wird die Robustheit von Einzelträger-Modulationsverfahren unter Zuhilfenahme von Sender- und Empfängermodellen in virtuellen Störfestigkeitsprüfungen analysiert und Betriebsstrategien für eine Optimierung der Robustheit abgeleitet. Die Arbeit schließt in Kapitel 7 mit einem Designvorschlag für PLC im Kfz, unter Beachtung der erlangten Erkenntnisse, ab.



## 2 Stand der Technik

### 2.1 PLC-Frequenzbereiche in öffentlichen Energieverteilnetzen

Die Technologie, um Informationen über ein Energieversorgungsnetz zu übertragen, existiert bereits seit Anfang des 20. Jahrhunderts. Energieversorgungsunternehmen nutzten bereits im Jahre 1920 Hochspannungsfreileitungen zur Nachrichtenübertragung, um mittels Amplitudenmodulation im Frequenzbereich von 15 kHz bis 500 kHz den Betriebszustand des Hochspannungsnetzes zu überwachen, den Betrieb zu führen und Störungen schnell im Netz einzugrenzen [20].

Ab 1930 wurde die Tonfrequenzrundsteuertechnik in Mittel- und Niederspannungsnetzen mit dem Ziel der Laststeuerung und -verteilung eingesetzt [21], [22]. Damit sollten Lastspitzen im Energienetz durch Übermittlung von Ein- und Ausschaltkommandos vermieden werden. Die Sendefrequenz dieser Technik lag zwischen 110 kHz und 2000 kHz.

Gegen eine willkürliche Nutzung der Frequenzbänder und im Sinne der Elektromagnetischen Verträglichkeit musste eine Standardisierung geschaffen werden. Aus diesem Grund legte das europäische Komitee für elektrotechnische Normung in Brüssel (CENELEC<sup>2</sup>) in der Norm EN 50065 [23] den Frequenzbereich von 3 kHz bis 148,5 kHz fest, um die Informationsübertragung sowohl über das öffentliche Niederspannungsnetz als auch über das Netz innerhalb von Gebäuden zu regulieren.

Je nach Anwendungsbereich (Energieversorgungsunternehmen oder Privathaushalte) wurden Frequenzbänder (CENELEC-A, -B, -C und -D) definiert und Grenzwerte für die leitungsgeführte und gestrahlte Emission festgelegt. Außerhalb von Europa ist ein erweiterter Frequenzbereich reguliert: In den USA (reguliert durch die FCC<sup>3</sup>) kann der Bereich 10 kHz bis 490 kHz und in Japan (reguliert durch die ARIB<sup>4</sup>) 10 kHz bis 450 kHz genutzt werden.

Die Nutzung des niedrigen Frequenzbandes hat den Vorteil einer höheren Reichweite, weil Ausbreitungseffekte aufgrund der großen Wellenlänge im Vergleich zur Leitungslängen im Niederspannungsnetz noch nicht signifikant auftreten. Wegen der eingeschränkten Bandbreite und der begrenzten Sendepiegel sind allerdings nur Datenraten von einigen 10 kBit/s möglich [22].

---

<sup>2</sup> Comité Européen de Normalisation Électrotechnique

<sup>3</sup> Federal Communications Commission

<sup>4</sup> Association of Radio Industries and Businesses

Heutzutage wird zwischen der Schmalband-PLC, die im niedrigen Frequenzbereich von 9 kHz bis 500 kHz arbeitet, und der Breitband-PLC mit Frequenzen von 1 MHz bis 80 MHz unterschieden [24]. In Abbildung 2 ist die Zuordnung beider Varianten zu den internationalen Frequenzbändern dargestellt.

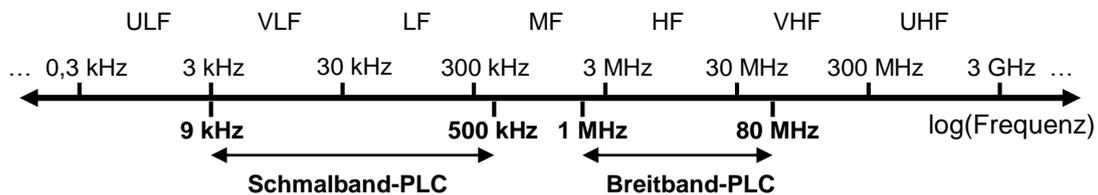


Abbildung 2: Frequenzbänder und deren Nutzung für PLC.

Auf europäischer Ebene wird für die Breitband-PLC der Frequenzbereich von 1,6 MHz bis 30 MHz durch die Norm EN 50561 [25] reguliert. Die Norm gilt nur für PLC-Systeme zur In-Haus-Nutzung. Neben den Störaussendungsgrenzen sind darin Verfahren zur dynamischen Regelung des Sendepiegels und Frequenzausschlussverfahren spezifiziert. In den USA ist das Frequenzband von 1,7 MHz bis 80 MHz reguliert [26]. Dort ist die Nutzung nicht auf das Niederspannungsnetz beschränkt, sondern auf das Mittelspannungsnetz ausgeweitet.

Die In-Haus-Verkabelung ist im Frequenzbereich der Breitband-PLC elektrisch kurz. Ausbreitungseffekte können zu Reflexionen führen, wodurch sich Signale gegenseitig auslöschen. In der Regel ist der Übertragungskanal von In-Haus-PLC dadurch frequenzselektiv, sodass frequenzabhängig starke Dämpfungen auftreten können. Außerdem wirkt die Verkabelung als Antenne, wodurch Signale an die Umgebung abgestrahlt wie auch aufgefangen werden.

Ein hoher Störpegel und die eingeschränkte Sendeleistung durch die Normen erlauben nur begrenzte Übertragungsgeschwindigkeiten. Durch die weitreichende Erforschung des Übertragungskanals von In-Haus-Niederspannungsnetzen, z.B. [27], und der großen Bandbreite sind Datenraten von mehreren 10 MBit/s und unter Idealbedingungen bis zu 1,5 GBit/s [28] möglich.

Eine Regulierung der Frequenzbänder für PLC innerhalb der Kfz-Bordnetze existiert noch nicht. Daher orientiert sich diese Arbeit an den oben vorgestellten Frequenzbändern. Zudem existieren bereits PLC-Technologien, die in den oben erwähnten Frequenzbereichen arbeiten. Diese werden in dem folgenden Kapitel erläutert.

## 2.2 PLC-Technologieüberblick

Die treibende Kraft hinter der Entwicklung von PLC-Technologien sind die Zunahme an dezentralen Energieerzeugern im öffentlichen Energienetz und die Vision

eines „Smart Grid“ (intelligentes Stromnetz) [29]. Eine intelligente Überwachung und Steuerung ermöglicht so einen besseren Ausgleich von Angebot und Nachfrage im Bereich der Energieverteilung in Versorgungsnetzen.

Die Nutzung der vorhandenen Infrastruktur macht die PLC konkurrenzfähig gegenüber anderen Technologien. Damit eröffnet sich auch ein weiteres Nutzungsgebiet in der Vernetzung im Heimbereich, wo die Verlegung neuer Kabel zu teuer oder aufwändig ist und drahtlose Techniken wegen einer geringen Reichweite nur bedingt in Frage kommen können. Im Vergleich zu Smart-Grid-Anwendungen sind im Heimbereich deutlich höhere Datenraten notwendig, um z. B. Multimediadaten zu übertragen.

Normungsgremien und Konsortien aus verschiedenen Industriepartnern haben sich gebildet, um die PLC-Technologie voranzutreiben. So haben sich mehrere Spezifikationen für die Schmalband-PLC, deren Hauptanwendungsgebiet das Smart Grid ist, und die Breitband-PLC zur Heimvernetzung etabliert. Die Übersicht der bekanntesten Spezifikationen in Tabelle 1 (Schmalband-PLC) und Tabelle 2 (Breitband-PLC) gibt die wichtigsten Parameter des Physical Layer wieder.

Die Technologien der Schmalband-PLC (Tabelle 1) erreichen aufgrund der geringen Bandbreite nur niedrige Datenraten von 2,4 kBit/s bis 130 kBit/s. Modems, die beispielsweise nach dem IEC 66334-5-1 Standard [30] arbeiten, nutzen zur Übertragung die Spread-Frequency-Shift-Keying (S-FSK) Modulation. Dabei werden die Daten während des Nulldurchgangs der 50 Hz Netzspannung durch diskrete Frequenzänderungen der Trägerfrequenz moduliert, wodurch eine begrenzte Datenrate realisierbar ist.

Spezifikation	Modulation	Frequenzbereich	Subträger	FEC	Datenrate (maximal)
IEC 61334-5-1 [30]	S-FSK,	20–95 kHz	-	-	2,4 kBit/s
G3 [31]	OFDM	36–91 kHz <sup>5</sup>	36 (DBPSK, DQPSK)	Faltungscode Reed-Solomon Code ROBO	33,4 kBit/s
PRIME [32]	OFDM	42–89 kHz <sup>5</sup>	97 (DBPSK, DQPSK, D8PSK)	Faltungscode	130 kBit/s

**Tabelle 1: Überblick der bekanntesten Schmalband-PLC Physical-Layer-Spezifikationen G3.**

Für eine schnellere und gleichzeitig robuste Datenübertragung hat sich bei der Schmalband-PLC wie auch der Breitband-PLC das Orthogonal Frequency Division

<sup>5</sup> Übertragung in weiteren Bändern der Schmalband-PLC möglich.

Multiplexing (OFDM) als Modulationsverfahren durchgesetzt, wie der Überblick in Tabelle 1 und Tabelle 2 zeigt. In der Regel richten sich die Spezifikationen der Breitband-PLC am Standard IEEE P1901 [33] aus, der den OFDM-basierten Physical Layer (PHY) und Zugriffsverfahren (MAC) beschreibt.

Spezifikation	Modulation	Frequenzbereich	Subträger	FEC	Datenrate (maximal)
<b>HomePlug 1.0 [34]</b>	OFDM	4,5–21 MHz	84 (DBPSK, DQPSK)	Faltungscodierung Reed-Solomon Code ROBO	14 MBit/s
<b>HomePlug AV [35]</b>	OFDM	1,8–28 MHz	1155 (BPSK – 1024QAM)	Turbo Code ROBO	200 MBit/s
<b>HomePlug AV 2.0 [28] [36]</b>	OFDM	1,8–86 MHz (MIMO)	3455 (BPSK – 4096QAM)	Turbo Code ROBO	1,5 GBit/s
<b>HomePlug GreenPHY [37]</b>	OFDM	1,8–30 MHz	1155 (QPSK)	Turbo Code ROBO	10 MBit/s
<b>HD-PLC [38]</b>	Wavelet OFDM	2–28 MHz	360 (2PAM – 32PAM)	Faltungscodierung Reed-Solomon Code LDPC	240 MBit/s
<b>G.hn [39] [40]</b>	OFDM	2–100 MHz (MIMO)	4096 (QAM – 4096QAM)	LDPC	1 GBit/s

**Tabelle 2: Überblick der bekanntesten Breitband-PLC Physical-Layer-Spezifikationen.**

OFDM [41] ist ein Frequenzmultiplexverfahren, bei dem ein serieller Datenstrom mit hoher Übertragungsrate in mehrere parallele Datenströme mit niedrigerer Übertragungsrate aufgeteilt wird. Die Datenströme werden dann auf mehrere Subträger moduliert, die orthogonal zueinander sind. Die Orthogonalität bewirkt, dass die Subträger im Frequenzspektrum sehr nahe beieinander liegen können, ohne sich gegenseitig zu stören. Die Subträger können je nach geforderter Datenrate oder Robustheit mit Differential-Binary-Phase-Shift-Keying (DBPSK) moduliert werden, bei der ein Bit pro Symbol und Subträger übertragen wird, oder bis hin zu 4096-QAM (Quadrature-Amplitude-Modulation), die 12 Bit pro Symbol und Subträger kodiert. Durch eine gezielte Abschaltung von einzelnen Subbändern können geltende EMV-Richtlinien eingehalten werden, indem problematische Frequenzbänder von der Übertragung ausgeschlossen werden.

Ein Vorteil von OFDM im Vergleich zu Einzelträgermodulationsverfahren ist die Robustheit gegenüber Schmalbandstörungen und frequenzselektiven Kanälen. Eine

Schmalbandstörung bewirkt bei der OFDM, dass Daten in einem Subband verfälscht werden, womit nur ein Teil des gesamten Datenstromes verloren geht. In vielen Fällen kann ein Kanalkodierer im Empfänger die verfälschten Daten wiederherstellen. Bei Einzelträgermodulationsverfahren wie QAM wird hingegen der gesamte Datenstrom verfälscht. Außerdem ist OFDM besonders gut geeignet für die Übertragung über frequenzselektive Kanäle mit fluktuierender Übertragungsfunktion. Durch die Aufteilung der Gesamtbandbreite eines frequenzselektiven Übertragungskanals in viele schmale Subbänder wirkt die Übertragungsfunktion für jedes Subband nahezu konstant (flach), wodurch Inter-Symbol-Interferenzen reduziert werden. Eine aufwendige Kanalentzerrung ist dann nicht mehr erforderlich [41]. Folglich wirkt sich eine hohe Anzahl an Subträgern vorteilhaft auf die Übertragung innerhalb der Subbänder im frequenzselektiven Kanal aus, ist aber auch mit einem höheren Implementierungs- und Hardwareaufwand verbunden.

Für eine Steigerung der Robustheit gegen Übertragungsfehler werden Vorwärtskorrekturverfahren (FEC – Forward Error Correction) genutzt. Dabei wird den zu sendenden Daten gezielt Redundanz hinzugefügt. Der Empfänger kann Übertragungsfehler erkennen und korrigieren. Typischerweise werden Faltungscodes in Kombination mit Reed-Solomon-Codes verwendet (siehe Tabelle 2). Ein leistungsfähigeres Korrekturverfahren z.B. LDPC<sup>6</sup> [42]. Die Menge der hinzugefügten Redundanz wird bei den meisten Breitband-PLC-Systemen an die Gegebenheiten im Kanal angepasst, wodurch sich der Datendurchsatz reduzieren kann. Zusätzlich kommt ein Übertragungsverfahren namens ROBO (Robust OFDM) in den meisten PLC-Spezifikationen zum Einsatz (siehe Tabelle 2). Hierbei werden die zu übertragenden Daten mehrmals verschickt, wobei die Aufteilung des seriellen Datenstroms auf die Subbänder jedes Mal in unterschiedlicher Reihenfolge geschieht, wodurch die Robustheit nochmals zunimmt, aber auch der Datendurchsatz kleiner wird.

Die PLC-Spezifikationen, die mit der OFDM-Modulation arbeiten, nutzen je nach Kanalzustand eine adaptive Modulation der Subträger. Das Modulationsverfahren wird dabei, wie bei den FEC, an die Gegebenheiten im Kanal angepasst. Ist der Signal-Rausch-Abstand am Empfänger groß genug, wird eine höherwertige Modulation (z. B. 4096-QAM) genutzt. Wenn der Signal-Rausch-Abstand klein ist, wird auf eine robustere Modulation (z. B. BPSK) umgeschaltet. Dementsprechend sinkt die Datenrate bei ungünstigen Bedingungen im Übertragungskanal. Je feiner die Abstufungen in der Modulation der Subträger und des FECs sind, desto besser wird die verfügbare Kanalkapazität ausgenutzt.

---

<sup>6</sup> Low Density Parity Check Code

Um die Datenrate weiter zu steigern, wird in hoch entwickelten PLC-Systemen die MIMO-Technik (Multi Input Multi Output) eingesetzt, bei der Übertragungskanäle von zwei Leitungen (Phase und Schutzleiter) gebündelt werden (siehe Tabelle 2).

## 2.3 PLC im Kfz

Unter die Schmalband-PLC-Technologien lassen sich einige auf dem Markt befindlichen PLC-Modems einordnen, die für den Automobil-Bereich entwickelt worden sind. Die Entwicklung wird durch die DC-BUS Allianz (DCBA) [43], nach der auch die PLC-Technologie benannt ist, vorangetrieben.

DC-BUS ist ein Einzelträgerverfahren, das mit Trägerfrequenzen zwischen 2 MHz und 12 MHz arbeitet [45] und eine Phasenmodulation benutzt. Diese einfache Modulation ist eine Konsequenz aus der Forderung nach besonders preiswerten Modems. Ziel der Initiative ist es, international einen neuen Standard zu schaffen, der mit den heute in Fahrzeugen verwendeten Datenprotokollen wie etwa CAN und LIN kompatibel ist [43]. Die Modems der Firma YAMAR erzielen beispielsweise heute unter Idealbedingungen Datenraten von bis zu 1,3 Mbit/s mit einer QPSK-Modulation [44].



Abbildung 3: PLC Netzwerk zur Lichtsteuerung in einem Lkw und Anhänger [46].

Einige Ansätze die PLC Technologie in Fahrzeugen einzusetzen existieren bereits. Eine Beispielanwendung ist in Abbildung 3 dargestellt. Im Rahmen des EU SPARC<sup>7</sup> Projektes [47] ist ein Konzept entstanden, worin die Energieleitungen eines Lkw (Lastkraftwagen) mit Anhänger zur Lichtsteuerung verwendet werden [46], [48].

Die Firma YAMAR entwickelte hierfür das Lichtsteuerungssystem, welches auf Basis des DC-BUS über die Energieleitungen kommuniziert. Hierbei handelt es sich um ein Kommunikationssystem mit niedriger Datenrate<sup>8</sup>, um einfache An/Aus Befehle an die Lichtmodule zu senden. Hierdurch konnte die Komplexität der Vernetzung reduziert werden.

<sup>7</sup> Secure Propulsion Using Advanced Redundant Control

<sup>8</sup> 19,2 kBit/s basierend auf dem LIN Protokoll [47].

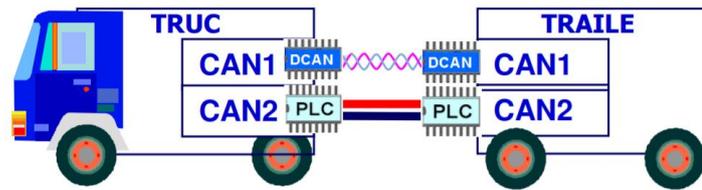


Abbildung 4: Redundante Kommunikationsverbindung zwischen Lkw und Anhänger [45].

PLC bietet sich ebenfalls an, um die Zuverlässigkeit einer Datenverbindung zu steigern ohne die Verkabelungskomplexität zu erhöhen. Daher wurde im selben Projekt (SPARC) die DC-BUS Technologie dazu verwendet, um parallel zu einem CAN Netzwerk, ein PLC Netzwerk zwischen einem Lkw und einem Anhänger aufzubauen [45]. Abbildung 4 zeigt das Konzept einer redundanten Kommunikationsverbindung. Solch eine Architektur kann z. B. für sicherheitskritische Anwendungen eingesetzt werden.



## 3 Nachrichtentechnische Grundlagen

### 3.1 Anforderungen an Kfz-Datenübertragungssysteme

In Fahrzeugen werden je nach Einsatzzweck unterschiedliche Datenübertragungssysteme verwendet. Dabei stehen neben wirtschaftlichen Aspekten, z. B. Leitungs- und Komponentenkosten, die technischen Aspekte im Vordergrund, die sich in drei Kategorien unterteilen lassen [49]:

- **Geschwindigkeit:** Die Datenrate gibt die Menge an Daten an, die pro Zeiteinheit übertragen wird. Die erforderliche Datenrate hängt von der Anwendung ab. Im Falle von einfachen Steuerungsaufgaben, z. B. dem Ein- und Ausschalten einer Lampe, reichen niedrige Datenraten aus. Werden dagegen Audio- oder Videosignale übertragen, sind hohe Datenraten erforderlich. Der Datenratenbedarf steigt auch mit zunehmender Anzahl an Teilnehmern in einem Bussystem. Die Anzahl der übertragbaren Bits pro Sekunde (Bruttodatenrate) hängt maßgebend von der physikalischen Schicht ab, die Nettodatenrate ist jedoch wegen dem Protokoll-Overhead der übergeordneten OSI-Schichten geringer.
- **Echtzeitfähigkeit:** In Echtzeitsystemen muss die Berechnung von Ergebnissen innerhalb eines festgelegten Zeitintervalls garantiert sein. Für die Steuerung und Regelung eines Motors müssen beispielsweise Sensorwerte periodisch, mit hoher Frequenz und niedriger Latenz an ein ECU und von da an Stellglieder am Motor übertragen werden. Die Echtzeitfähigkeit hängt von der Implementierung der Sicherungsschicht und den darüber liegenden Schichten ab (ISO-Schichtenmodell). Die Buszugriffsverfahren in einem Multi-Master-Netzwerk, in dem jeder Teilnehmer senden darf, sind dabei ausschlaggebend. Wenn die Busteilnehmer ereignisgesteuert zu jeder beliebigen Zeit zufällig auf den Bus zugreifen dürfen, kann nicht sichergestellt werden, dass Daten innerhalb eines festen Zeitintervalls ankommen. Dieses Problem trifft z. B. auf das Zugriffsverfahren CSMA/CA<sup>9</sup> zu. Dennoch lassen sich damit weiche Echtzeitanforderungen erfüllen. Für harte Echtzeitanforderungen wird das TDMA<sup>10</sup>-Zugriffsverfahren genutzt, weil es deterministisch ist [50].

---

<sup>9</sup> Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance – Nutzung z.B. bei CAN und CAN-FD

<sup>10</sup> Time Division Multiple Access – Nutzung bei FlexRay

- Störsicherheit:** Auch aufgrund von elektromagnetischen Einflüssen in Kfz kann eine störungsfreie Datenübertragung nicht in jedem Fall garantiert werden. Die entsprechende Anforderung hängt von der Sicherheitsrelevanz der Systeme ab. Komfort- oder Infotainment-Systeme haben meist geringere Sicherheitsanforderungen als Fahrerassistenzsysteme (z. B. ESP<sup>11</sup>). Wie stör anfällig oder störsicher ein Übertragungssystem ist, hängt zum Teil von der physikalischen Schicht ab, weil sich die elektromagnetischen Störeinflüsse und die Signalintegrität direkt auf die Bitdetektion auswirken. Zudem können auf der Sicherungsschicht Fehlererkennungs- und Korrekturverfahren die Sicherheit erhöhen. In Kfz-Bussystemen werden lediglich einfache Fehlererkennungsmechanismen verwendet. Langsame Bussysteme<sup>12</sup> führen eine Paritätsprüfung durch, indem ein zusätzliches Bit übertragen wird, das angibt, ob in dem übermittelten Datenwort eine gerade oder ungerade Anzahl an binären Einsen vorliegt. In schnellen Bussystemen<sup>13</sup> werden die Botschaften mit einer Prüfsumme<sup>14</sup> gesichert, die aus den Daten der Botschaft nach einem eindeutigen Schema berechnet und mit der Botschaft versendet wird. Im Empfänger wird nach dem gleichen Schema die Prüfsumme berechnet und verglichen.

Tabelle 3 gibt einen Überblick der im Fahrzeug eingesetzten Übertragungsgeschwindigkeiten und deren typische Vertreter.

Klasse	Bitrate	Typische Vertreter	Anwendung
Diagnose	< 10 kBit/s	ISO9141-K-Line	Werkstatt- und Abgastester
A	< 25 kBit/s	LIN, SAEJ1587/1707	
B	25 ... 125 kBit/s	CAN (Low Speed)	Karosserieelektronik
C	125 ... 1000 kBit/s	CAN (High Speed)	Antriebsstrang, Fahrwerk und Diagnose
D	>1 Mbit/s	FlexRay, TTP, Ethernet	X by Wire, Backbone-Netz
Infotainment	>10 Mbit/s	MOST, Ethernet	Multimedia (Audio, Video)

**Tabelle 3: Klassifikation der Bussysteme nach Bitrate [50].**

Für jede Anwendung muss ein Kompromiss zwischen den oben aufgeführten Rahmenbedingungen gefunden werden. Dementsprechend sind diese Rahmenbedingungen bei der PLC-Entwicklung zu berücksichtigen.

<sup>11</sup> Elektronisches Stabilitätsprogramm

<sup>12</sup> K-Line, LIN

<sup>13</sup> CAN, FlexRay

<sup>14</sup> Cyclic Redundancy Check – CRC

### 3.2 OSI-Schichtenmodell

Das OSI<sup>15</sup>-Schichtenmodell wurde von einem ISO<sup>16</sup>-Komitee im Jahre 1983 spezifiziert wurde, um die Entwicklung von Netzwerksystemen zu koordinieren [51], [52]. Es findet heute in den meisten Netzwerklösungen Anwendung. Dazu gehören z. B. Computer- und Mobilfunknetzwerke. Auch Kfz-Datenübertragungssysteme können dem Modell zugeordnet werden. Der Grund für Verwendung des OSI-Modells ist der Wunsch, eine möglichst hohe Interoperabilität zwischen Kommunikationsteilnehmern zu ermöglichen, unabhängig von der Implementierung der einzelnen Schichten. Das Modell umfasst insgesamt sieben Schichten und ist in Abbildung 5 dargestellt.

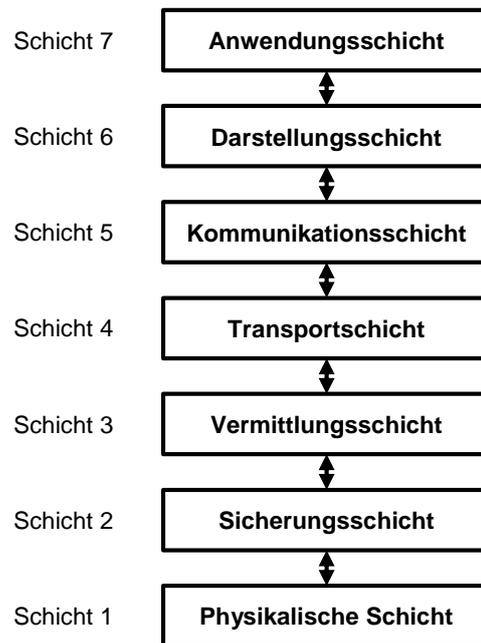


Abbildung 5: OSI-Schichtenmodell.

Die unterste Schicht wird als physikalische Schicht (engl. Physical Layer) bezeichnet, manchmal auch als Bitübertragungsschicht. Sie legt fest, auf welchem Medium die Übertragung stattfindet: Die Bits können beispielsweise mit elektrischen Signalen über Drahtleitungen, mit optischen Signalen über Lichtwellenleiter oder drahtlos mit elektromagnetischen Wellen übertragen werden. Ferner gehört zur physikalischen Schicht die Festlegung der Signalform, die die einzelnen Bits kodiert. Das bedeutet, dass für die digitalen Werte 1 und 0 jeweils ein spezifischer zeitlicher Signalverlauf vereinbart wird. Die Signalformen der Bitkodierung werden dann auf die physikalischen Parameter des Mediums abgebildet. Dazu werden Spannungs-, Strom-, Leistungs- oder Feldstärkepegel bei elektrischen oder elektromagnetischen Signalen bzw. die

<sup>15</sup> Open Systems Interconnection

<sup>16</sup> Internationale Organisation für Normung

Lichtintensität, Wellenlänge und Polarisierung bei optischen Signalen festgelegt. Beispielsweise kann mit zwei Spannungsimpulsen unterschiedlicher Höhe (z. B. 12 V für binär 1 und 0 V für binär 0) ein Bit drahtgebunden übertragen werden. Komponenten, die dieser Schicht zugeordnet werden, sind bei drahtgebundenen Bussystemen die Kabeltypen (z. B. Einzelleitung, Doppelleitung oder Koaxialleitung), Terminierungen, Filterschaltungen und die Transceiver für Signalerzeugung und -empfang.

Die Sicherungsschicht (engl. Data Link Layer) ist für die zuverlässige Übertragung der Daten zuständig und zumeist in zwei Unterschichten aufgeteilt. Der untere MAC<sup>17</sup>-Layer regelt bei konkurrierenden Buszugriffen die Art und Weise, wie auf das Übertragungsmedium zugegriffen werden kann, denn eine gleichzeitige Nutzung eines Übertragungsmediums ist nicht möglich, ohne dass es zu Datenkollisionen und damit zu Kommunikationsstörungen oder Datenverlust kommt. Deshalb werden in dieser Schicht Verfahren zur Kollisionsvermeidung und/oder -detektion implementiert. Im oberen LLC<sup>18</sup>-Layer wird der Botschaftenaufbau spezifiziert und die Flusskontrolle durchgeführt. Des Weiteren kann in dieser Schicht eine Fehlererkennung und eventuelle Fehlerkorrektur von Daten stattfinden, die durch die Übertragung in der physikalischen Schicht entstehen können.

In Schicht 3 (Vermittlungsschicht, engl. Network Layer) wird die logische Adressierung der Teilnehmer definiert. Die Implementierung von Routing-Protokollen in dieser Schicht ermöglicht die Wegfindung von Datenpaketen in großen Netzwerken. Dies beinhaltet auch die Weiterleitung von Botschaften in fremde Netze mit anderen Adressräumen oder anderen Adressierungsmethoden. Die darüber liegende Transportschicht (engl. Transport Layer) stellt die Übertragung von Datenpaketen sicher, die größer sind als die Paketgröße der Sicherungsschicht, und übernimmt die Flusskontrolle. In der Kommunikationsschicht (engl. Session Layer) werden Sitzungen und Datenströme angefordert, aufgebaut, kontrolliert und koordiniert. Die Darstellungsschicht (engl. Presentation Layer) sorgt dafür, dass Daten, die von der Anwendungsschicht kommen, optimal ausgetauscht und weiterverarbeitet werden können. Dazu zählen z. B. Kompressionsverfahren zur Reduktion der Datenmenge bei Audio- oder Videoübertragungen. Die oberste Schicht (Anwendungsschicht, engl. Application Layer) stellt die Schnittstelle zwischen den unteren Schichten und der darstellenden bzw. verarbeitenden Software dar.

Schicht 3 und 4 werden bei den klassischen<sup>19</sup> Kfz-Bussystemen gemeinsam als Transportprotokolle betrachtet und Schicht 5 bis 7 als Anwendungsprotokolle [50].

---

<sup>17</sup> Media Access Control

<sup>18</sup> Logical Link Control

<sup>19</sup> LIN, CAN, FlexRay

### 3.3 Digitale Übertragungssysteme

Alle digitalen Übertragungssysteme lassen sich nach einem Schema aus der Informationstheorie für digitale Datenübertragung beschreiben [53]. Abbildung 6 stellt dieses allgemeine Grundschaema als Aneinanderreihung von Prozessschritten dar, die die Daten vom Sender bis zum Empfänger durchlaufen. Der Sender besteht dabei aus einer digitalen Informationsquelle, deren Daten zunächst die Querkodierung passieren. Dort werden den ursprünglichen Daten redundante Informationen entzogen, ohne den Informationsgehalt zu verändern bzw. nur in einem tolerierbaren Maße zu reduzieren. Ein anderer Begriff dafür ist Datenkompression. Bei der Übertragung von Multimediadaten ist Datenkompression eine verbreitete Möglichkeit, um den Bandbreitenbedarf zu senken und so die Übertragungseffizienz zu steigern. Die Querkodierung kann der sechsten Schicht (Darstellungssicht) des OSI-Modells zugeordnet werden.

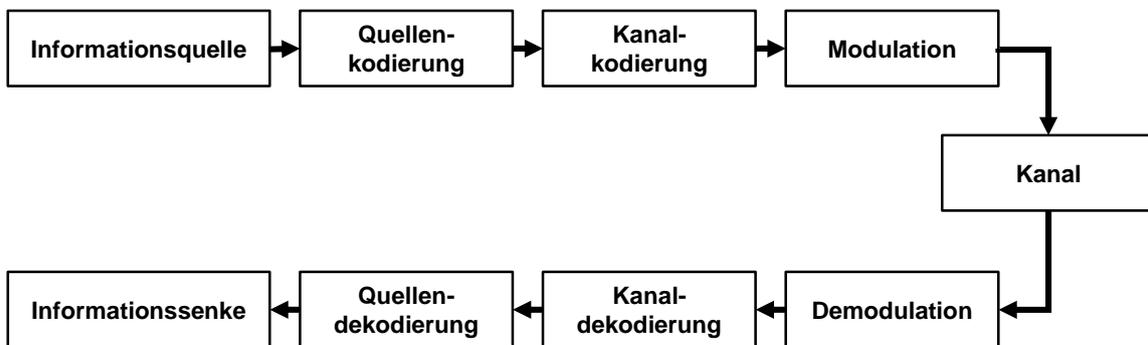


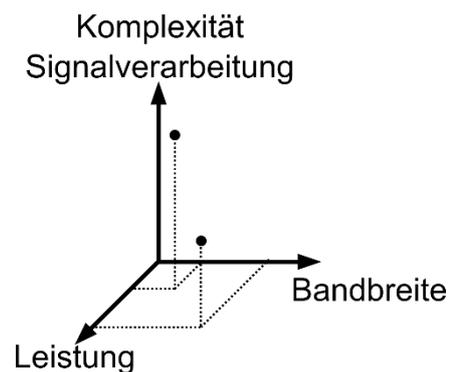
Abbildung 6: Grundschaema eines digitalen Übertragungssystems.

Die Kanalkodierung ist der zweiten Schicht (Sicherheitsschicht) des OSI-Modells zuzuordnen. Hier wird den Daten kontrolliert Redundanz hinzugefügt. Damit kann eine extrem hohe Zuverlässigkeit der Datenübertragung erzielt und Störungen kompensiert werden, die mit anderen Maßnahmen (z. B. einer Erhöhung der Sendeleistung) nicht verhindert werden können [54]. Es werden zwei Prinzipien der Kanalkodierung unterschieden: Beim ARQ-Verfahren (Automatic Repeat Request) wird die hinzugefügte Redundanz empfangsseitig verwendet, um Übertragungsfehler zu erkennen. Bei erkannten Fehlern wird eine Wiederholung angefordert. Voraussetzung ist, dass ein Rückkanal verfügbar ist, über den die Aufforderung zur Wiederholung abgesetzt werden kann. Das FEC-Verfahren (Forward Error Correction) nutzt die redundanten Informationen, um Übertragungsfehler empfangerseitig zu korrigieren. Eine Eigenschaft der Kanalkodierung ist die Coderate  $R = k/n$ . Hierbei ist  $k$  die Anzahl der Informationsbits vor der Kanalkodierung und  $n$  die Anzahl danach. Die Coderate ist immer kleiner 1, denn der Datendurchsatz unter Verwendung einer Kanalkodierung reduziert sich.

Der letzte Prozessschritt im Sender ist die Modulation. Dabei werden die Datenbits an die physikalischen Gegebenheiten des Kanals angepasst (erste Schicht im OSI-Modell). Einflussfaktoren für den Entwurf des Modulators sind z. B. das verfügbare Frequenzband, die frequenzabhängige Dämpfung und Phasenverschiebung des Kanals, spezifische Störeinflüsse, die Wirtschaftlichkeit sowie die Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV), sofern die störungsfreie Koexistenz mit anderen Systemen gefordert ist.

Schließlich werden die Daten über den Kanal zum Empfänger übertragen, wo die bereits erläuterten Schritte in umgekehrter Reihenfolge ablaufen: Im Demodulator wird aus dem verrauschten und verzerrten analogen Signal ein binärer Datenstrom rekonstruiert, was teilweise einen hohen Aufwand erfordert. Oft sind Techniken erforderlich, die sich adaptiv an den Kanal anpassen (z. B. adaptive Kanalentzerrung). Danach folgt die Kanaldekodierung, bei der Übertragungsfehler erkannt oder korrigiert werden und die redundanten Informationen aus dem Datenstrom entfernt werden. Nach der Quellendekodierung liegen der Nachrichtensenke die ursprünglichen Daten vor.

Je nach Anforderungen an die Datenrate, Robustheit, Bandbreite und Leistung, dem Implementierungsaufwand und den zur Verfügung stehenden Hardwareressourcen können die Verarbeitungsschritte in der Komplexität variieren. Daher sind in der Entwurfsphase eines digitalen Übertragungssystems drei Freiheitsgrade abzuwägen. Abbildung 7 stellt einen möglichen Zusammenhang zwischen diesen Faktoren, also der Leistung, Bandbreite und Komplexität der Signalverarbeitung, dar [55]. Soll ein System entworfen werden, das möglichst bandbreiten- und Leistungseffizient ist, so steigt die Komplexität. Ein wichtiger Indikator für die Komplexität ist die Anzahl der Operationen pro Zeiteinheit  $T_{sv}$ , die der signalverarbeitende Algorithmus auf einem Mikrocontroller benötigt, um ein Ergebnis zu berechnen ( $1/T_{sv}$  ist dabei die Rate, mit der die Ergebnisse berechnet werden). Wird für die Berechnung ein ASIC (Application-Specific Integrated Circuit) verwendet, so steht die Komplexität in Zusammenhang mit der Chipfläche  $A_{chip}$  bezogen auf die Rechenleistung (proportional zu  $1/T_{sv}$ ).



**Abbildung 7: Freiheitsgrade beim Entwurf von Datenübertragungssystemen.**

### 3.3.1 Modulationsverfahren

#### 3.3.1.1 Vektorielle Darstellung von digital modulierten Signalen

Digital modulierte Signale können geometrisch sehr anschaulich als Vektoren in einem Signalraum dargestellt werden. Eine solche Darstellung erleichtert die Interpretation und Analyse von Modulationsverfahren, weil sie sich von den eigentlichen Signalformen löst und in eine geometrische Darstellung übergeht [56] [57]. Außerdem können bekannte Operationen aus der Vektoralgebra bei der Implementierung der Verfahren angewendet werden.

Binäre Informationen können mit unterschiedlichen Signalen übertragen werden. Die Signalformen sollen an dieser Stelle zunächst nicht von Bedeutung sein. Bei der Übertragung eines einzelnen Bits würde es bedeuten, dass die 0 mit dem Signal  $s_1(t)$  und die 1 mit dem Signal  $s_2(t)$  übertragen wird (binäre Modulation). Soll mehr als ein Bit, also  $k$  Bits gleichzeitig übertragen werden, müssen entsprechend  $M = 2^k$  unterschiedliche Signale  $s_m(t)$ ,  $m = \{1, 2, \dots, M\}$  verwendet werden. Diese Signale werden auch als Symbole bezeichnet. Beispielsweise können zwei Bits gleichzeitig übertragen werden, indem vier unterschiedliche Symbole zur Kodierung des zweistelligen binären Datenwortes verwendet werden. In Abbildung 8 ist beispielhaft der Signalverlauf von vier Symbolen der Symboldauer  $T$  gezeigt. Hierbei handelt es sich um eine Pulsamplitudenmodulation (PAM), bei der ein Rechteckimpuls der Länge  $T$  vier unterschiedliche Amplituden – entsprechend der Kombination der Bits im Datenwort – annehmen kann.

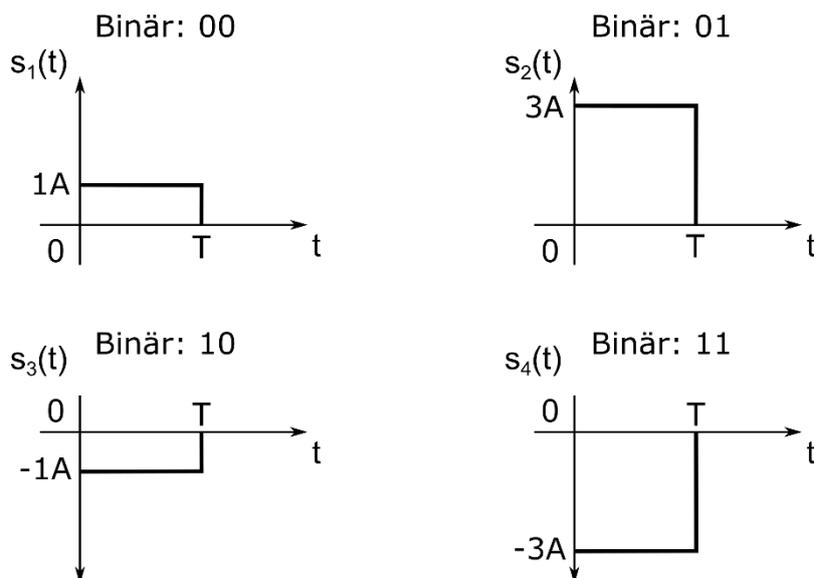


Abbildung 8: Beispiel für pulsamplitudenmodulierte Symbole zur Übertragung eines 2-Bit-Datenwortes.

Für eine vektorielle Darstellung müssen die Vektornorm und das Skalarprodukt für kontinuierliche Signale definiert werden. Vektoren haben einen Betrag bzw. eine

Länge – auch Norm genannt. Die Vektornorm für das Signal  $s_m(t)$ , das im Zeitintervall  $0 \leq t \leq T$  definiert ist, wird über die Signalenergie, in diesem Fall die Symbolenergie  $E_{s_m}$ , beschrieben [57]:

$$E_{s_m} = \|\mathbf{s}_m\|^2 = \int_0^T s_m(t)s_m^*(t)dt = \int_0^T |s_m(t)|^2 dt \quad 3.1$$

In Analogie zum euklidischen Raum, in dem zur Berechnung der Norm die quadrierten Vektorelemente aufsummiert werden, wird hier die Norm durch ein Integral über das Betragsquadrat der kontinuierlichen Funktion bestimmt. Damit können z.B. die Signalenergien in Abbildung 8 berechnet werden und ergeben für die Signale  $s_1(t)$  bzw.  $s_3(t)$  eine Symbolenergie von  $A^2T$  und für die Signale  $s_2(t)$  bzw.  $s_4(t)$  eine Symbolenergie von  $9A^2T$ .

Des Weiteren wird die Definition des Skalarprodukts für kontinuierliche Signale benötigt. Mit dem Skalarprodukt lässt sich der Winkel zwischen zwei Vektoren berechnen. Für zwei zunächst beliebig gewählte Signale  $\phi_k(t)$  und  $\phi_l(t)$  ist das Skalarprodukt definiert als [57]:

$$\langle \phi_k, \phi_l \rangle = \int_0^T \phi_k(t)\phi_l^*(t)dt = \|\phi_k\| \|\phi_l\| \cos(\alpha_{\phi_k\phi_l}). \quad 3.2$$

Der Winkel zwischen den Signalen wird mit  $\alpha_{\phi_k\phi_l}$  bezeichnet. Wenn die Signale  $\phi_n(t)$ ,  $n = \{1, 2, \dots, N\}$ , orthogonal zueinander stehen ( $\alpha_{\phi_k\phi_l} = 90^\circ$ ) und jeweils die Norm 1 besitzen, also die Bedingung

$$\langle \phi_k, \phi_l \rangle = \int_0^T \phi_k(t)\phi_l^*(t)dt = \begin{cases} 1 & k = l \\ 0 & k \neq l \end{cases} \quad 3.3$$

erfüllen, dann können sie einen Vektorraum aufspannen. Solche Signale werden auch Basisfunktionen genannt. Aus einem Satz von  $M$  Signalen  $s_m(t)$  kann z. B. mit dem Gram-Schmidt-Orthogonalisierungsverfahren [53] ein Satz von  $N \leq M$  orthonormalen Basisfunktionen  $\phi_n(t)$  konstruiert werden. Dabei bezeichnet  $N$  die Dimension des Signalraums. Wenn alle  $M$  Signale  $s_m(t)$  linear unabhängig sind, dann werden  $N = M$  Basisfunktionen benötigt. Mit den Basisfunktionen können die Signale  $s_m(t)$  als eine Linearkombination von  $\phi_n(t)$  ausgedrückt werden:

$$s_m(t) = \sum_{n=1}^N s_{m,n} \phi_n^*(t), \quad m = \{1, 2, \dots, M\} \quad 3.4$$

Die Gewichtungsfaktoren  $s_{n,m}$  sind Projektionen des Signals auf die Koordinatenachsen des Signalraums, der durch die Basisfunktionen aufgespannt wird, und lassen sich mit dem Skalarprodukt

$$s_{m,n} = \langle \mathbf{s}_m, \boldsymbol{\phi}_n \rangle = \int_0^T s_m(t) \phi_n^*(t) dt, \quad n = \{1, 2, \dots, N\} \quad 3.5$$

berechnen. Mit  $s_{m,n}$  können also die Koordinaten für jedes Signal im Signalraum angegeben werden:

$$\mathbf{s}_m = [s_{m,1} \quad s_{m,2} \quad \dots \quad s_{m,N}] \quad 3.6$$

Die Energie für jedes Signal kann dann mit

$$E_{s_m} = \int_0^T |s_m(t)|^2 dt = \sum_{n=1}^N s_{m,n}^2 \quad 3.7$$

berechnet werden.

### 3.3.1.2 Einzelträgermodulation

Für eine Übertragung im Bandpassbereich bieten sich die Sinus- und Cosinus-Funktion mit konstanter Trägerfrequenz als Basisfunktionen an, da sie die Orthogonalitätsbedingung in Gleichung 3.3 erfüllen. Die Definition der orthonormalen Basisfunktionen lautet dann [53]:

$$\begin{aligned} \phi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{E_g}} g_T(t) \cos(2\pi f_c t) \\ \phi_2(t) &= -\sqrt{\frac{2}{E_g}} g_T(t) \sin(2\pi f_c t). \end{aligned} \quad 3.8$$

Darin ist  $g_T(t)$  die Impulsantwort des Sendefilters und  $E_g$  seine Energie. Das Sendefilter wird genutzt, um den zu sendenden Symbolen, die als zeitliche Folge von Impulsen interpretiert werden können, einen definierten zeitlichen Verlauf zuzuordnen. Die Impulsantwort  $g_T(t)$  bestimmt die spektrale Form der Symbole im Frequenzbereich und folglich die Bandbreite-Effizienz. Die beiden Basisfunktionen  $\phi_1(t)$  und  $\phi_2(t)$  spannen einen zweidimensionalen Signalraum auf, wobei deren Norm bzw. Energie durch den Faktor  $\sqrt{\frac{2}{E_g}}$  den Wert 1 hat.

Der zweidimensionale Signalraum kann als eine Ebene mit x- und y-Koordinaten aufgefasst werden. Eine oft verwendete Bezeichnung ist das sogenannte I/Q-Diagramm (Abbildung 9), wobei I der x-Achse und Q der y-Achse entspricht. Nach Gleichung 3.6 kann nun für jedes Signal  $s_m(t)$  ein Vektor  $\mathbf{s}_m$  in dem Signalraum definiert werden, der durch die beiden Basisfunktionen  $\phi_1(t)$  und  $\phi_2(t)$  aufgespannt wird. Der Vektor besteht aus den Koordinaten  $I_m$  und  $Q_m$  und wird mit dem Faktor  $\sqrt{\frac{E_g}{2}}$  skaliert:

$$\mathbf{s}_m = \sqrt{\frac{E_g}{2}} [I_m \quad Q_m]^T \quad 3.9$$

Damit können informationstragende Symbole im Intervall  $0 \leq t \leq T$  als Punkte in dem I/Q-Diagramm betrachtet werden. Nach Einsetzen von Gleichung 3.8 und 3.9 in Gleichung 3.4 kann der zeitliche Verlauf der Symbole im Bandpassbereich berechnet werden:

$$\begin{aligned} s_m(t) &= s_{m,1}\phi_1(t) + s_{m,2}\phi_2(t) \\ &= I_m g_T(t) \cos(2\pi f_c t) - Q_m g_T(t) \sin(2\pi f_c t). \end{aligned} \quad 3.10$$

Eine andere Möglichkeit, das Bandpasssignal darzustellen, gelingt mit der eulerschen Formel, indem der Symbolvektor  $\mathbf{s}_m$  und die Basisfunktionen als komplexe Zahlen ausgedrückt werden. Zwischen den reellen Symbolen im Bandpassbereich und den komplexen Basisbandsymbolen  $u_m(t)$  besteht der Zusammenhang

$$s_m(t) = \operatorname{Re}\{u_m(t)e^{j2\pi f_c t}\}. \quad 3.11$$

Für die komplexen Basisbandsymbole gilt

$$\begin{aligned} u_m(t) &= (I_m + jQ_m)g_T(t) \\ &= A_m e^{j\varphi_m} g_T(t), \end{aligned} \quad 3.12$$

wobei entweder direkt die Amplitude des Real- ( $I_m$ ) und Imaginär-Anteiles ( $Q_m$ ) angegeben werden kann oder dem Symbol eine Betragsamplitude  $A_m$  und eine Phase  $\varphi_m$  zugeordnet wird. Abbildung 9 veranschaulicht den Zusammenhang im I/Q-Diagramm, wobei die Energie der Impulsantwort des Sendefilters  $g_T(t)$  weiterhin auf  $E_g$  normiert ist.

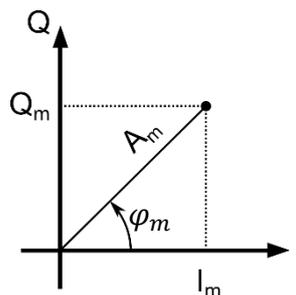


Abbildung 9: Darstellung des Sendesymbols  $s_m$  im I/Q-Diagramm.

Die Symbolenergie ist gleich dem Quadrat der Vektornorm des Symbols (Gleichung 3.1) und lässt sich damit sowohl aus dem reellen Bandpass-Symbol  $s_m(t)$  als auch dem komplexen Basisband-Symbol  $u_m(t)$  berechnen:

$$E_{u_m} = (I_m^2 + Q_m^2)E_g = A_m^2 E_g$$

$$E_{s_m} = (I_m^2 + Q_m^2) \frac{E_g}{2} = A_m^2 \frac{E_g}{2} = \frac{E_{u_m}}{2} \quad 3.13$$

Für Modulationsverfahren, deren Symbole unterschiedliche Energien besitzen, ist die mittlere Symbolenergie  $\bar{E}_s$  definiert als

$$\bar{E}_s = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E_{s_m} \quad 3.14$$

und die mittlere Bitenergie  $\bar{E}_b$  als

$$\bar{E}_b = \frac{\bar{E}_s}{\log_2(M)} = \frac{\bar{E}_s}{k} \quad 3.15$$

Für die Beurteilung der Störfestigkeit eines Modulationsverfahrens ist der minimale euklidische Abstand  $d_{min}$  zwischen Symbolen von großem Interesse. Damit kann z. B. die Fehlerrate der empfangenen Symbole nach Durchlaufen eines AWGN<sup>20</sup>-Kanals bestimmt werden. Dieser Abstand ist definiert als

$$d_{min} = \min_{k,m} \|s_k - s_m\|. \quad 3.16$$

Hierbei sind  $s_k$  und  $s_m$  die am nächsten liegenden Symbole im Signalraum. Bei gleicher mittlerer Symbolenergie, aber zunehmender Zahl von Bits, die pro Symbol repräsentiert werden, rücken die Symbole näher zusammen und der Abstand wird kleiner. Damit vergrößert sich auch die Störanfälligkeit bzw. die Gefahr von Bitkippern.

Im I/Q-Diagramm können beliebige Konstellationen der  $M$  Symbole konstruiert werden. Grundsätzlich wird zwischen Pulse-Amplitude-Modulation (PAM), Phase-Shift-Keying-Modulation (PSK) und Quadrature-Amplitude-Modulation (QAM) unterschieden. Bei der PAM liegen die Symbole im I/Q-Diagramm auf der I-Achse, sodass für die Modulation lediglich eine Basisfunktion  $\phi_1(t)$  benötigt wird, während bei PSK und QAM die Symbole im gesamten I/Q-Signalraum verteilt sein können. Aus Sicht der vektoriellen Darstellung handelt es sich bei der PSK um einen Spezialfall der QAM, bei dem die Amplitude (Symbolenergie) konstant bleibt und nur die Phase  $\varphi_k$  variiert. Abbildung 10 zeigt die Symbolkonstellationen für eine PAM mit 2 Symbolen, eine PSK mit 4 Symbolen und eine QAM mit 16 Symbolen. Die PAM mit 2 Symbolen wird auch als Binary-Phase-Shift-Keying (BPSK) bezeichnet, die PSK mit 4 Symbolen als Quadratur-Phase-Shift-Keying (QPSK). Generell werden diese Modulationsverfahren als M-PAM, M-PSK und M-QAM bezeichnet, wobei  $M$  jeweils die Anzahl der Symbole angibt.

<sup>20</sup> Engl. Additive White Gaussian Noise – ein Kanalmodell, dem das Nutzsignal mit einem gaußverteilten weißen Rauschen additiv überlagert wird.

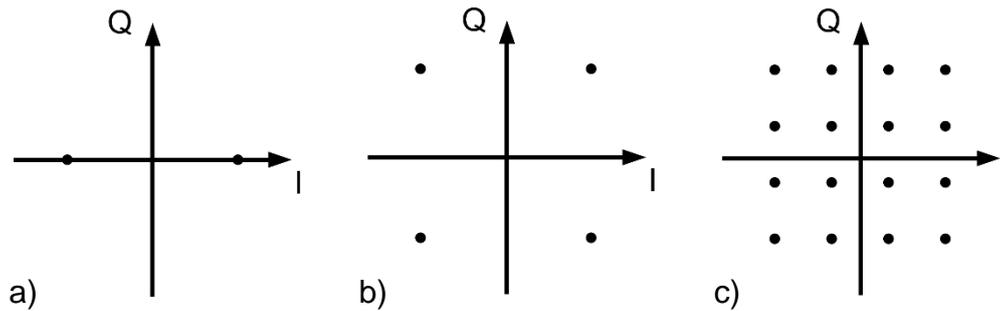


Abbildung 10: Symbolkonstellationen für a) PAM mit  $M=2$ , b) QAM mit  $M=4$  (QPSK) und c) QAM mit  $M=16$ .

Für die PSK und die QAM ist der Modulator in Abbildung 11 universell einsetzbar. Im Allgemeinen lässt sich der Modulator für ein Einzelträgerverfahren mit einigen grundlegenden mathematischen Operationen implementieren. Für die PAM kann der Modulator in einer ähnlichen Form dargestellt werden, wobei der Sendezweig für den Q-Anteil entfällt.

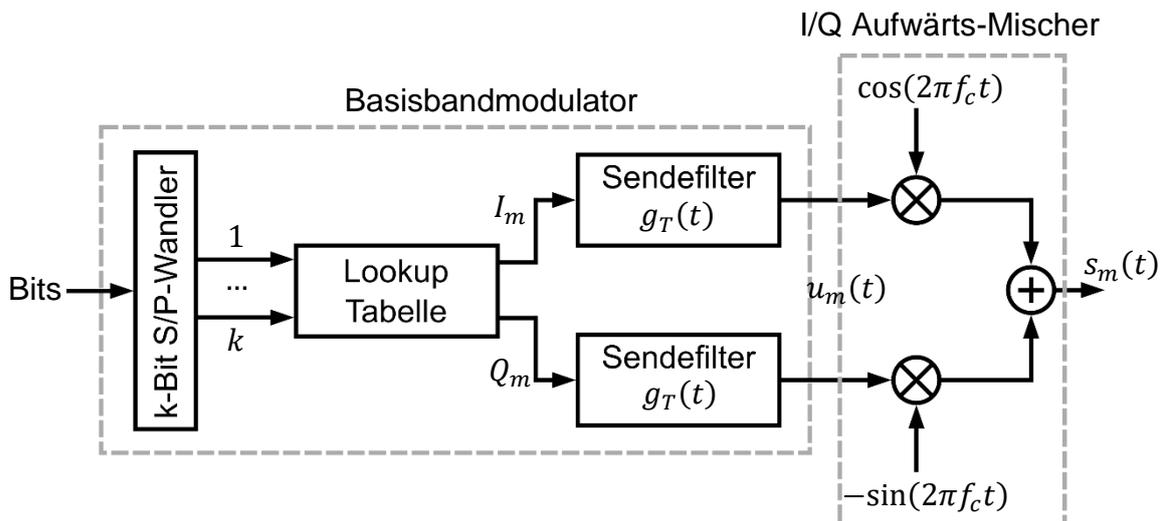


Abbildung 11: Blockschaltbild des Einzelträger-Modulators.

Das Blockdiagramm entspricht der mathematischen Formulierung in Gleichung 3.10. Im Basisbandmodulator werden die zu übertragenden Bits zunächst durch einen Seriell-Parallel-Wandler (S/P) zu einem  $k$ -Bit-Datenwort zusammengefasst. Gemäß der in der Lookup-Tabelle gespeicherten Signalraumzuordnung werden die komplexen Symbole erzeugt (Mapping). Die Impulsformung des Real- ( $I$ ) und Imaginärteils ( $Q$ ) findet jeweils separat mit der entsprechenden Impulsantwort des Sendefilters statt. Schließlich werden im I/Q-Aufwärts-Mischer der impulsgeformte Real- und Imaginärteil mit der jeweiligen Basisfunktion multipliziert und additiv überlagert, sodass am Ausgang das reellwertige Bandpasssignal aus Gleichung 3.10 entsteht.

### 3.3.1.3 OFDM

Ein Kommunikationssystem, das auf der Mehrträgermodulation basiert, überträgt  $N$  komplexe Einzelträger-Basisbandsymbole (vgl. Gleichung 3.12) auf  $N$  parallelen Subträgern [41]. Abbildung 12 veranschaulicht das Prinzip. Der serielle Symbolstrom, der durch ein Mapping von eingehenden binären Datenwörtern auf komplexe Symbole gebildet wird, wird durch Seriell-Parallel-Wandlung zu  $u_{m,n}(t)$  parallelen Symbolen gewandelt. Der Index  $m$  steht dabei für ein beliebiges Symbol aus dem Signalraum. Die Symbole können an dieser Stelle z. B. aus dem Signalraum einer M-PAM, M-PSK oder M-QAM stammen. Der Index  $n$  steht für die Zuordnung des jeweiligen Symbols zu einem Subträger. Die Symbole werden mit komplexen Trägersignalen der Frequenz  $f_n$  multipliziert und anschließend überlagert, sodass ein mehrträgermoduliertes Signal  $s_{OFDM}(t)$  entsteht.

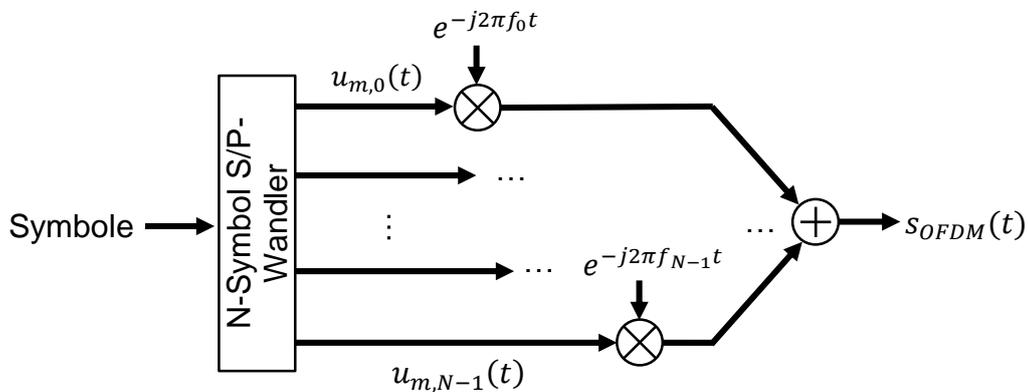


Abbildung 12: Blockschaltbild des OFDM-Modulators.

Aus der Symboldauer  $T$  der seriellen Symbole entsteht nach Seriell-Parallel-Wandlung die Symboldauer eines OFDM-Symbols

$$T_s = NT. \quad 3.17$$

Im Vergleich zu einer Übertragung mit Einzelträgermodulation bei gleicher Datenrate und Bandbreite wie OFDM ist die Symbolrate  $1/T$  der parallelen OFDM-Symbole um den Faktor  $N$  kleiner.

Das Prinzip von OFDM [41] basiert darauf, die parallelen Symbole auf Subträgern zu modulieren, deren Trägerfrequenzabstand die Bedingung

$$\Delta f = \frac{1}{T_s} \quad 3.18$$

erfüllt, um Orthogonalität zwischen den Subträgersignalen zu erzielen. Voraussetzung dafür ist eine rechteckförmige Impulsformung der Symbole  $u_{m,n}(t)$ . Aufgrund des Si-

förmigen<sup>21</sup> Spektrums der einzelnen Träger entstehen zwar signifikante spektrale Überlappungen zwischen den Subbändern, jedoch ist mit perfekt synchronisierten orthogonalen Signalen eine interferenzfreie Trennung am Empfänger möglich.

Das komplexe Sendesignal der OFDM kann in der Form

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} u_{m,n}(t) e^{-i2\pi f_n t}, \quad \text{mit } m = \{1, 2, \dots, M\} \quad 3.19$$

mit den Subträgerfrequenzen

$$f_n = \frac{n}{T_s}, \quad n = \{0, 1, \dots, N-1\} \quad 3.20$$

geschrieben werden, sodass die Trägerfrequenzen ein ganzzahliges Vielfaches der OFDM-Symboldauer ergeben und orthogonal zueinander sind.

OFDM erlaubt die Übertragung einer unterschiedlichen Anzahl an Bits pro Symbol und pro Subträger [41]. Dadurch ist es möglich, auf Subträgern mit großem SNR (Signal-Rausch-Abstand) mehr Bits pro Symbol zu übertragen als auf Subträgern mit einem niedrigen SNR und hoher Signaldämpfung durch den Kanal. Zum Beispiel kann QAM mit einer unterschiedlichen Anzahl von  $M$  Symbolkonstellationen pro Subträger verwendet werden.

### 3.3.2 Signal-Rausch-Verhältnis

Das Signal-Rausch-Verhältnis (engl. Signal-to-Noise Ratio – SNR) ist ein wichtiges Maß für die Bewertung einer Datenübertragung über einen rauschbehafteten Kanal. Es ist definiert als das Verhältnis der mittleren Signalleistung  $P$  zur mittleren Rauschleistung  $P_N$  [58] und kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$SNR = \frac{P}{P_N} = \frac{\bar{E}_b R}{N_0 B} = \frac{\bar{E}_s}{R_m R_c} \cdot \frac{R}{N_0 B}. \quad 3.21$$

Hierbei ist  $\bar{E}_b$  die mittlere Bitenergie,  $R$  die Datenrate,  $N_0$  die Rauschleistungsdichte,  $B$  die Bandbreite,  $\bar{E}_s$  die mittlere Signalenergie,  $R_m = k = \log_2(M)$  der Modulationsindex und  $R_c$  die Coderate.

Die Rauschleistung kann z. B. durch thermisches Rauschen von Widerständen und Halbleitern oder durch elektromagnetische Beeinflussung verursacht werden. In der Regel wird bei der Rauschleistung ein weißes Rauschen (AWGN) angenommen. Ist die Signal- und Rauschleistung frequenzabhängig, so kann das SNR in einem bandbegrenzten Frequenzbereich in der allgemeinen Form

<sup>21</sup> Sinus cardinalis

$$SNR = \int_{f_1}^{f_2} \frac{P(f)}{N_0(f)} df \quad 3.22$$

geschrieben werden. Das Verhältnis zwischen der Signalleistungsdichte  $P$  und der Rauschleistungsdichte  $N_0$  wird über den bandbegrenzten Kanal von  $f_1$  bis  $f_2$  integriert und das ergibt das SNR im Kanal.

Für den Vergleich der Störfestigkeit von Modulationsverfahren wird das Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte-Verhältnis

$$SNR \cdot \frac{B}{R} = \frac{\bar{E}_b}{N_0} \quad 3.23$$

verwendet.

### 3.3.3 Bitfehlerwahrscheinlichkeit

Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit eignet sich für den Vergleich von Modulationsverfahren. Sie hängt vom minimalen Abstand zwischen den Symbolen im Signalraum (vgl. Formel 3.16) und dem SNR im Kanal ab [53]. Unter idealisierten Bedingungen, d. h. bei Übertragung in einem AWGN-Kanal und perfekter Detektion im Empfänger, können die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten von M-PAM und M-QAM wie folgt angegeben werden [53]:

$$P_{B,M-PAM} \approx \frac{1}{k} \frac{(M-1)}{M} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3k}{M^2-1} \frac{\bar{E}_b}{N_0}} \right) \quad 3.24$$

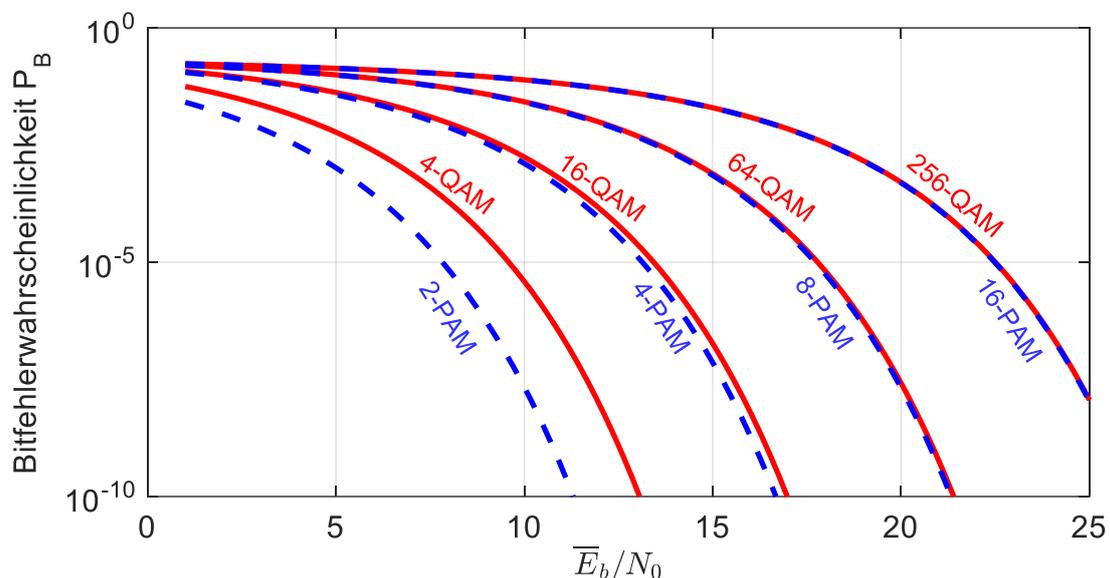
$$P_{B,M-QAM} \approx \frac{2}{k} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3k}{2(M-1)} \frac{\bar{E}_b}{N_0}} \right) \quad 3.25$$

Die Anzahl der Symbole ist mit  $M$  gekennzeichnet.  $k$  gibt die Bits pro Symbol an ( $k = \log_2(M)$ ). Die komplementäre Fehlerfunktion  $\operatorname{erfc}$  wird in der Nachrichtentechnik verwendet, um eine statistische Aussage über die Fehlerwahrscheinlichkeit der empfangenen Bits bei überlagertem weißem Rauschen zu treffen. Das SNR wird in der Formel als Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte  $\bar{E}_b/N_0$  verwendet. Anzumerken ist, dass die Formeln näherungsweise die Bitfehlerwahrscheinlichkeit für eine gerade Anzahl von  $k$  Bits/Symbolen angeben. Die Näherung gilt für große SNR und eine Gray-Codierung der Symbole, wobei man davon ausgeht, dass durch das Rauschen nur benachbarte Symbole verfälscht werden. Durch die Gray-Codierung unterscheiden sich benachbarte Symbole nur in einem Bit, womit durch die Störung eines Symbols auch nur ein Bit verfälscht wird.

Beispielhaft sind in Abbildung 13 die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten von 2-PAM bis 16-PAM und 4-QAM bis 256-QAM gemäß der Formeln 3.24 und 3.25 gegenübergestellt. Dem Verlauf der Kurven ist zu entnehmen, dass die Wahrscheinlichkeit von auftretenden Bitfehlern logischerweise abnimmt, wenn das SNR zunimmt. Besonders die Modulationsverfahren niedriger Ordnung, z. B. 2-PAM oder 4-QAM, können auch bei einem geringen SNR von unter 20 dB eine sehr niedrige Bitfehlerwahrscheinlichkeit und damit eine hohe Störfestigkeit erzielen. Modulationsverfahren höherer Ordnung benötigen einen deutlich größeren Signal-zu-Rausch-Abstand. Dies ist darin begründet, dass bei gleichbleibender mittlerer Bitenergie die Symbolenergie kleiner werden muss (vgl. Gleichung 3.15), um die Signalleistung konstant zu halten. Dadurch rücken die Symbole näher zusammen, womit die Wahrscheinlichkeit steigt, dass ein benachbartes Symbol durch Rauschen verfälscht wird.

QAM nutzt im Vergleich zu PAM den Signalraum besser aus, wodurch sich ein deutlich höherer Informationsgehalt pro Symbol ergibt, ohne die Störfestigkeit zu verringern. Dies erkennt man am Vergleich der Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 16-PAM und 256-QAM in der Abbildung.

Durch die Verwendung von Kanalkodierern kann die Bitfehlerwahrscheinlichkeit zusätzlich verbessert, also verringert werden, was aber mit einer Reduktion der effektiven Datenrate einhergeht.



**Abbildung 13: Vergleich der Bitfehlerwahrscheinlichkeit von PAM und QAM mit verschiedenen Modulationsstufen.**

Die theoretische Betrachtung gibt die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Bitfehlern an. In praktischen Messungen wird oft das Bitfehlerverhältnis ermittelt. Dabei wird das Verhältnis der Anzahl an fehlerhaft empfangenen Bits zur Anzahl der insge-

samt empfangenen Bits in einem Zeitintervall berechnet. Für eine robuste Datenübertragung im Kfz wird ein sehr niedriges Bitfehlerverhältnis vorausgesetzt. Beispielsweise wird für Automotive Ethernet nach der BroadR-Reach Spezifikation für 100 Mbit/s [59] ein Bitfehlerverhältnis von unter  $10^{-10}$  mit einer 3-PAM gefordert. Das Rauschen wird dabei hauptsächlich durch Übersprechen zwischen Leitungen im Kabelbaum verursacht. In der Spezifikation wird ein SNR mit 26 dB angesetzt. Aus der Abbildung 13 kann abgeschätzt werden, dass für eine 3-PAM ein SNR zwischen 11 und 17 dB für eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $10^{-10}$  notwendig wäre. Durch nicht ideale Sender und Empfänger ist in der Praxis ein höherer Signalpegel und damit ein höheres SNR notwendig.

### 3.3.4 Kanalkapazität

Die maximal mögliche Datenrate wird im Wesentlichen vom Kanal bestimmt [60]. Abbildung 14 veranschaulicht ein Kanalmodell, das durch additives weißes Rauschen  $n(t)$  gekennzeichnet ist. Darin sind  $s(t)$  und  $r(t)$  das Sender- bzw. Empfängersignal im Zeitbereich.  $h(t)$  und  $H(f)$  sind die Impulsantwort im Zeitbereich bzw. die Übertragungsfunktion des Kanals im Frequenzbereich. Ein linearer und zeitinvarianter Kanal hat eine frequenzabhängige Dämpfung und Phasenverschiebung, die auf das Sendesignal wirkt. Nach Durchlaufen des Sendesignals durch den Kanal resultiert das Empfängersignal  $r(t)$  aus der additiven Überlagerung mit einem Störsignal  $n(t)$ .

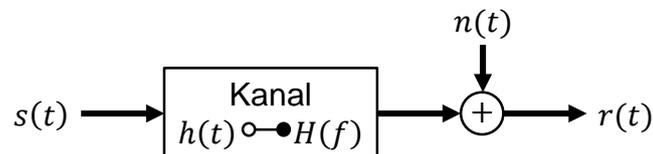


Abbildung 14: Signalübertragung in einem Kanal mit überlagertem weißem Rauschen  $n(t)$ .

Die erreichbare Datenrate  $C$  (in Bit/s) in einem Kanal der Bandbreite  $B = f_2 - f_1$  kann für den oben gezeigten Kanal mit der shannonschen Formel

$$C = \int_{f_1}^{f_2} \log_2 \left( 1 + \frac{|H(f)|^2 S(f)}{N_0(f)} \right) df \quad 3.26$$

berechnet werden. Dabei stellt  $S(f)$  die spektrale Leistungsdichte des Sendesignals dar. Das Produkt aus dem Betragsquadrat der Übertragungsfunktion und der spektralen Sendeleistungsdichte, also  $|H(f)|^2 S(f)$ , liefert die spektrale Leistungsdichte des Signals am Empfänger ohne Rauschen. Das SNR ergibt sich dann durch den Bezug der empfangenen Leistungsdichte auf die Rauschleistungsdichte  $N_0(f)$  am Empfänger. Eine Integration über die Bandbreite des Kanals liefert schließlich die Kanalkapazität.



## 4 Aufbau des Kfz-Energiebordnetzes

In den Anfängen der Automobilgeschichte bestanden Autos hauptsächlich aus mechanischen Komponenten. Elektronische und elektrische Systeme für Fahrsicherheit, Insassenschutz, Infotainment oder Komfort usw. gab es noch nicht. Motormanagementsysteme, wie die Regelung und Steuerung des Benzin-Luft-Gemisches und des Zündzeitpunktes in Verbrennungsmotoren, wurden zum größten Teil mechanisch implementiert. In dieser Zeit waren die Anforderungen an das Bordnetz sehr gering und seine Komplexität überschaubar: Es bestand lediglich aus einem Generator, einer Batterie, dem Anlasser, der Zündanlage mit Zündkerzen, der Scheinwerferanlage und der zugehörigen Verkabelung.

Mit der Einführung von Mikrocontroller-basierten ECUs konnten viele Funktionen, die zuvor mechanisch realisiert wurden, mit Algorithmen optimaler und flexibler implementiert werden. Die mechanischen Komponenten wurden mehr und mehr durch elektrisch betriebene Stellglieder ersetzt, die von ECUs zum Teil auf Grundlage von Sensordaten gesteuert und geregelt wurden. Die Anforderungen an das Bordnetz stiegen noch weiter, als elektrische und elektronische Verbraucher für Sicherheit, Infotainment und Komfort hinzukamen. Um die Funktionsvielfalt zu beherrschen, wurden die Systeme kommunikationsfähig und intelligent. Als Konsequenz der Zunahme intelligenter Bordnetzkomponenten entstand ein Bedarf für Kommunikationsvernetzung, womit die Komplexität des Bordnetzes weiter stieg. Komfort-, Infotainment- und Fahrsicherheitsfunktionen verlangen nach einem höheren Vernetzungsgrad und mehr elektrischer Energie, als es in der Vergangenheit der Fall war. Im Hinblick auf die zukünftige Entwicklung von Kraftfahrzeugen sind eine weitere Zunahme an Funktionen und stärkere Vernetzung unvermeidbar.

Das Bordnetz hat sich von einer reinen Energieversorgung und -verteilung mit wenigen Verbrauchern zu einem hochkomplexen System gewandelt, das auch die Kommunikationsvernetzung der Komponenten beinhaltet. Daher wird unter der Bezeichnung „Bordnetz“ aus heutiger Sicht das Gesamtsystem verstanden. Neben den Hardwarekomponenten gehören auch Softwarekomponenten zum Bordnetz. Das sogenannte Bordnetzmanagement ist eine Softwarekomponente und beinhaltet Diagnose- und Energieverwaltungsfunktionen. Dadurch, dass die ECUs intelligent sind und Daten an verschiedenen Stellen des Bordnetzes sammeln (z. B. Bordnetzspannung und Stromaufnahme von Verbrauchern), kann eine optimale Betriebsstrategie gewählt werden. Durch Diagnosefunktionen können Alterungszustände, aber auch Fehlerzustände im Bordnetz detektiert und entsprechende Maßnahmen ergriffen werden.

Aufgrund der Komplexität des Gesamtbordnetzes wird die Kommunikationsstruktur heutzutage gesondert unter dem Begriff Kommunikationsbordnetz und die Energieversorgung unter dem Begriff Energiebordnetz behandelt. Die getrennte Betrachtung von Energie- und Kommunikationsbordnetz ist in der heutigen Bordnetzentwicklung üblich, weil sie auf der physikalischen Ebene zunächst zwei unabhängige Strukturen darstellen und erst die Softwarekomponente das Bindeglied schafft. Im heutigen Entwicklungsprozess des Energiebordnetzes erfolgt die Auslegung hinsichtlich der Anforderungen, die in Kapitel 4.2 erörtert werden. An dieser Stelle soll schon darauf hingewiesen werden, dass Optimierungen zur Nutzung des Energiebordnetzes als Datenübertragungskanal nicht Bestandteil dieser Anforderungen sind. Um eine Einschätzung treffen zu können, müssen zunächst die Bedingungen analysiert werden, die im Energiebordnetz vorliegen. Für einen Gesamtüberblick werden daher zunächst die Komponenten, Architekturen und die Topologie vorgestellt. Daraus abgeleitete Randbedingungen für die Signalintegrität werden in Kapitel 5 erörtert.

### 4.1 Komponenten

Das Energiebordnetz lässt sich grob in einige Hauptbestandteile klassifizieren. Dazu gehört der Generator als Energieerzeuger, die Batterie zur Speicherung der Energie, Wandler-Module zur Spannungswandlung, Energieverbraucher und der Leitungssatz, der alle Komponenten miteinander verbindet.

#### Energieerzeuger

Als Energieerzeuger werden Komponenten bezeichnet, die elektrische Energie in das Bordnetz einspeisen. Da das Energiebordnetz ein autarkes System ist, wird die benötigte Energie in Kraftfahrzeugen mit konventionellem Antrieb aus der Rotationsenergie des Verbrennungsmotors umgewandelt. Meist dient ein Klauenpolgenerator (Drehstrom-Synchron-Generator) zur Energieerzeugung [61]. Der prinzipielle Aufbau des Generators hat sich seit Jahrzehnten nicht verändert und besteht aus einer dreiphasigen Drehstromwicklung im Stator und einer Erregerwicklung im Rotor. Die Rotation des Erregerfeldes verursacht in den Statorwicklungen eine Änderung des magnetischen Flusses und damit eine induzierte Spannung, deren Betrag bekanntermaßen proportional zur Änderungsgeschwindigkeit des magnetischen Flusses ist. Für die Bereitstellung einer Gleichspannung wird der Generator im Verbund mit einem Gleichrichter betrieben. Da die Generator Drehzahl fest an die Motordrehzahl gekoppelt ist, ist auch die elektrische Ausgangsleistung von dieser Größe abhängig. Für eine konstante Bordnetzspannung, unabhängig von der Generator Drehzahl und der Lastsituation im Bordnetz, ist deshalb eine Regelung des Erregerstromes notwendig. Im einfachsten Fall wird ein Soll-Ist-Vergleich der Bordnetzspannung durchgeführt und ein

entsprechender Erregerstrom geregelt. Bei Multifunktionsreglern steuert das Bordnetzmanagement die Einspeisung der Energie in das Bordnetz je nach Lastsituation [61].

In modernen Antriebskonzepten, z. B. dem Vollhybrid oder dem rein elektrischen Antrieb, entfällt der klassische Generator. Dort wird eine elektrische Maschine (Drehstrommaschine) in der Regel sowohl als Antriebsmotor als auch als Generator zur Rückgewinnung der Bremsenergie verwendet. Der kombinierte Betrieb wird erst durch leistungselektronische Schaltungen möglich, wobei der elektrische Motor-Generator in einem separaten Hochvolt-(HV-)Bordnetz integriert sein kann. Die Versorgung des Niederspannungsbordnetzes erfolgt dann über DC/DC-Wandler aus dem HV-Bordnetz. Bei den bestehenden Freiheitsgraden und verschiedenen Spannungsleveln, die für das Gesamtbordnetz zur Verfügung stehen, ist grundsätzlich eine Vielzahl anderer Architekturen denkbar.

### **Energiespeicher**

Die im Fahrzeug verwendeten Energiespeicher wandeln elektrische Energie in chemische um und stellen sie bei Bedarf wieder als elektrische Energie zur Verfügung. Außerdem wirken sie wie große Kondensatoren und gleichen Spannungsschwankungen im Bordnetz aus.

In klassischen 12 V Energiebordnetzen wird zum Starten des Verbrennungsmotors, aber auch zur Versorgung der Verbraucher bei Stillstand des Motors, eine Starterbatterie verwendet. Außerdem versorgt sie die Verbraucher in Lastsituationen, in denen der Generator nur unzureichend Energie zur Verfügung stellen kann. Batterien auf Blei-Säure-Basis finden aktuell in den meisten Niederspannungsbordnetzen ihre Anwendung und sind preislich nach wie vor günstiger als alternative Batterietechnologien, wie Nickel-Metallhydrid oder Lithium-Ionen. In 48 V Energiebordnetzen werden dagegen größtenteils Lithium-Ionen-Batterien eingesetzt.

In Hybrid- und Elektrofahrzeugen dienen Traktionsbatterien als Energiespeicher für die Antriebsenergie. Das Spannungsniveau dieser Batterien liegt meist bei mehreren 100 V, wodurch sie im separaten HV-Bordnetz betrieben werden. Hier kommen meist Lithium-Ionen-Technologien zum Einsatz.

Daneben werden an sicherheitskritischen Stellen im Bordnetz Back-up-Systeme eingesetzt, um beim Ausfall der Hauptenergieversorgung den Betrieb von grundlegenden Funktionalitäten für einen begrenzten Zeitraum zu gewährleisten. Beispielsweise können Doppelschichtkondensatoren die Anforderungen dieses Einsatzzweckes erfüllen. Zudem werden Kondensatoren zum Ausgleich von Spannungsschwankungen verwendet.

### **Wandler**

Energieerzeuger, -speicher und Verbraucher können je nach Architektur mit unterschiedlichen Spannungen arbeiten. Für die Anpassung der Spannungsniveaus werden daher Wandler eingesetzt. DC/DC-Wandler sind leistungselektronische Komponenten, die einen Energiefluss zwischen Bordnetzen unterschiedlicher Spannungsebenen erlauben und so die Transformation einer Gleichspannung in eine Gleichspannung mit einem anderen Spannungsniveau ermöglichen.

Die Kernbestandteile von Wandlern sind Halbleiterschalter und Speicherelemente in Form von Spulen und Kondensatoren. Durch eine getaktete Ansteuerung der Halbleiterschalter mittels Pulsweitenmodulation (PWM) kann je nach Konfiguration der Elemente eine höhere (Aufwärtswandler) oder niedrigere (Abwärtswandler) Spannung am Ausgang des DC/DC-Wandlers erzeugt werden. Es existiert eine Vielzahl an Wandler-topologien für die unterschiedlichsten Anwendungszwecke.

Wandler werden u. a. eingesetzt, um den Energiefluss zwischen dem 12 V und dem 48 V Bordnetz herzustellen. In Hybrid- oder Elektroantriebskonzepten mit einem HV-Bordnetz schaffen DC/DC-Wandler eine Verbindung zum Niederspannungsbordnetz. Sie sind oft auch in Bordnetzverbrauchern integriert, die intern eine andere Spannung benötigen.

### **Verbraucher**

Zu den Verbrauchern zählen Komponenten, die elektrische Energie in eine andere Energieform, wie z. B. Wärme oder Bewegung, umwandeln oder zur Datenverarbeitung nutzen. Die Anzahl der Verbraucher ist stark von der Ausstattungsvariante des Fahrzeuges abhängig. So können in einem Oberklassefahrzeug über hundert Verbraucher an das Bordnetz angeschlossen sein. Ihre Leistungsaufnahme ist sehr unterschiedlich. Zu den leistungsintensiveren Verbrauchern zählen vornehmlich Aktuatoren und einige ECUs, während es sich bei Sensoren und kleineren ECUs um Verbraucher ohne nennenswerte Leistungsaufnahme handelt.

Einige Verbraucher, etwa die Motorelektronik und die meisten ECUs, sind dauerhaft mit dem Bordnetz verbunden. Ihre Leistungsaufnahme kann je nach Betriebszustand variieren. Andere Verbraucher, z. B. Gleichstrommotoren und Heizelemente, werden bei Bedarf über Schaltelemente mit dem Bordnetz verbunden oder getrennt.

### **Kabelbaum**

Der Kabelbaum verbindet alle zuvor genannten Komponenten miteinander und stellt damit den Verbrauchern die Energie der Batterie und des Generators zur Verfügung. Dabei beinhaltet er Leitungen für die Energieübertragung wie auch für die Signalübertragung der im Fahrzeug verwendeten Bussysteme. In aktuellen Fahrzeugen enthält der Kabelbaum zwischen 1000 und 4000 Leitungen. Die gesamte Kabellänge

kann zwischen 2 und 6 km betragen und das Gesamtgewicht kann bis zu 60 kg erreichen [62]. Der Aufbau variiert stark von Fahrzeug zu Fahrzeug und ist abhängig von folgenden Faktoren [63]:

- Ausstattungsoptionen (Radio/Navigation, mechanische/elektrische Fensterheber ...)
- Motor- bzw. Getriebevarianten
- Karosserieform (2/4-Türer, Limousine/Kombi/Cabrio ...)

Der Kabelbaum gliedert sich in einen Hauptleitungssatz und mehrere autarke Leitungssätze (z. B. Motorraum, Türen, Cockpit, Dach ...) und besteht aus den Leitungen, Steckgehäusen, Kontakten und Splices<sup>22</sup>. Je nach Stromaufnahme bzw. -profil der Verbraucher werden unterschiedliche Kabelquerschnitte eingesetzt. Zudem beinhaltet der Kabelbaum Spezialleitungen (verdrillt, mehradrig, koaxial) für die Datenübertragung. Die Leitungen werden im Bündel verlegt. Bedingt durch den Einbauort der Verbraucher variiert die Anzahl der Leitungen im Bündel abschnittsweise.

## 4.2 Architekturen

Der Begriff „Architektur“ beinhaltet im Zusammenhang mit Energiebordnetzen neben der Bordnetztopologie auch alle Vorgaben, die sie beeinflussen. Die Architektur beschreibt die Verbindung der Energieerzeuger, -speicher, Wandler und Verbraucher, ohne eine detaillierte Vernetzung anzugeben, und umfasst alle wesentlichen Komponenten unter Berücksichtigung des funktionalen und physikalischen Zusammenspiels. Die Architektur resultiert aus aktuellen Anforderungen an das Bordnetz [64], [63]. Die wichtigsten Anforderungen sind:

- Verfügbarkeit ausreichender Energie in allen Situationen
- Geringe Kosten
- Niedriger Energieverbrauch
- Geringes Gewicht und optimale Gewichtsverteilung der Bordnetzkomponenten
- Geringe Baugröße der Komponenten
- Minimierung der komfortrelevanten Auswirkungen des Bordnetzes (z. B. Lichtflackern)
- Diagnosefähigkeit aller Komponenten (Leitungen, Sicherungen ...)
- Erfassung der Leistungsflüsse
- Eingriffsmöglichkeiten für das Bordnetzmanagement

---

<sup>22</sup> Elektrische Verbindungsstelle mehrerer Leitungen

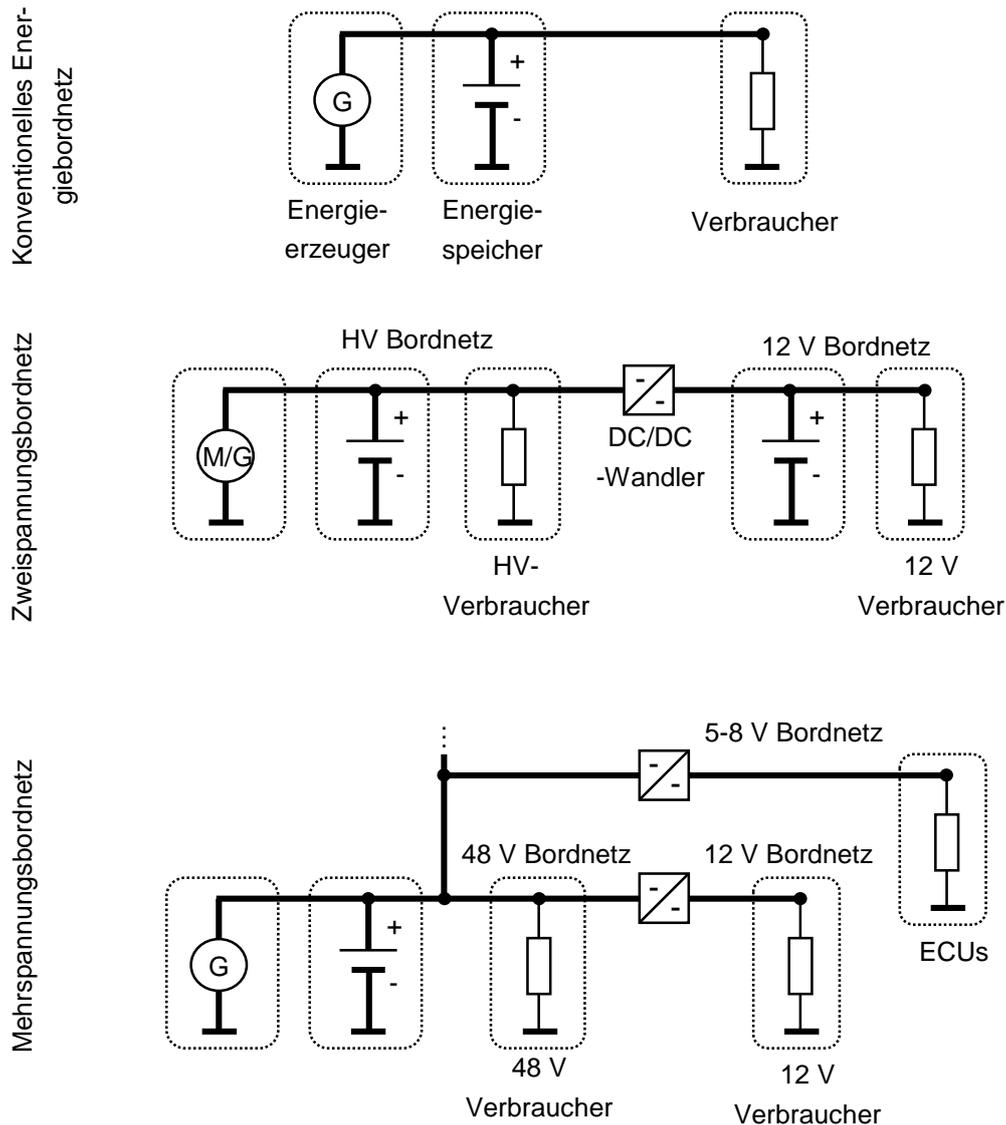
Gemäß diesen Anforderungen haben sich in modernen Fahrzeugen zwei charakteristische Architekturmerkmale herausgebildet: das Mehrspannungsbordnetz sowie die aktive Energieverteilung und vernetzte Steuerung von Verbrauchern. Beide Eigenschaften kommen in aktuellen Bordnetzarchitekturen gemeinsam vor und werden in den folgenden Abschnitten erläutert. Ein Vergleich von älteren mit modernen Architekturen hebt zusätzlich die Evolution des Bordnetzes hervor und verdeutlicht den Stand der Technik.

#### 4.2.1 Mehrspannungsbordnetze

In einer oft verwendeten Darstellung der Bordnetzarchitektur werden die Spannungsebenen für die verschiedenen Arten von Verbrauchern sowie die Anzahl der Energieerzeuger und Energiespeicher (Abbildung 15) angegeben.

Durch die Elektrifizierung des Autos und den höheren Leistungsbedarf im Bordnetz ist dessen Architektur deutlich komplexer geworden gegenüber älteren Fahrzeuggenerationen. Neben den höheren Leistungen, die Generator und Batterie zur Verfügung stellen müssen, ist v. a. der Kabelbaum betroffen, der die angeforderte Leistung transportieren können muss. Im konventionellen Bordnetz (Abbildung 15, oben) kann in Teilabschnitten des Kabelbaums ein Strom von bis zu 350 A fließen [65]. Leitungsverluste und Übergangswiderstände an den Kontaktstellen führen zu einer erheblichen thermischen Belastung und einer Minderung der Energieeffizienz, die hauptsächlich durch eine Erhöhung des Leitungsquerschnitts kompensiert werden können. Größere Leitungsquerschnitte bedeuten aber für den Kabelbaum eine Kosten-, Volumen- und Gewichtszunahme, was zum Teil gegen die oben genannten Anforderungen geht. Durch Steigerung der Bordnetzspannung kann sowohl eine Verkleinerung des Kabelquerschnitts als auch eine Erhöhung der Energieeffizienz erreicht werden. So kann mit einer Vervielfachung der Spannung von 12 V auf 48 V, wie sie in aktuellen Pkw angestrebt wird, der Strom bei gleicher Leistung auf ein Viertel reduziert werden. Für die Verlustleistung der Leitungen bedeutet es sogar eine Reduktion um den Faktor 1/16 ( $P_{Verlust} = R_{Leitung} * I^2$ ). Der Einsatz von 48 V im Fahrzeug wird durch die Gleichspannungsberührungsgrenze von 60 V begründet. So muss kein zusätzlicher Aufwand betrieben werden, um das 48 V Bordnetz berührungssicher zu machen.

Neben der Leistungszunahme sind das Antriebskonzept, die funktionalen Rahmenbedingungen und die Spannungsstabilität maßgebend für die Bordnetzarchitektur. Als Beispiel sind in Abbildung 15 drei mögliche Bordnetzarchitekturen dargestellt.



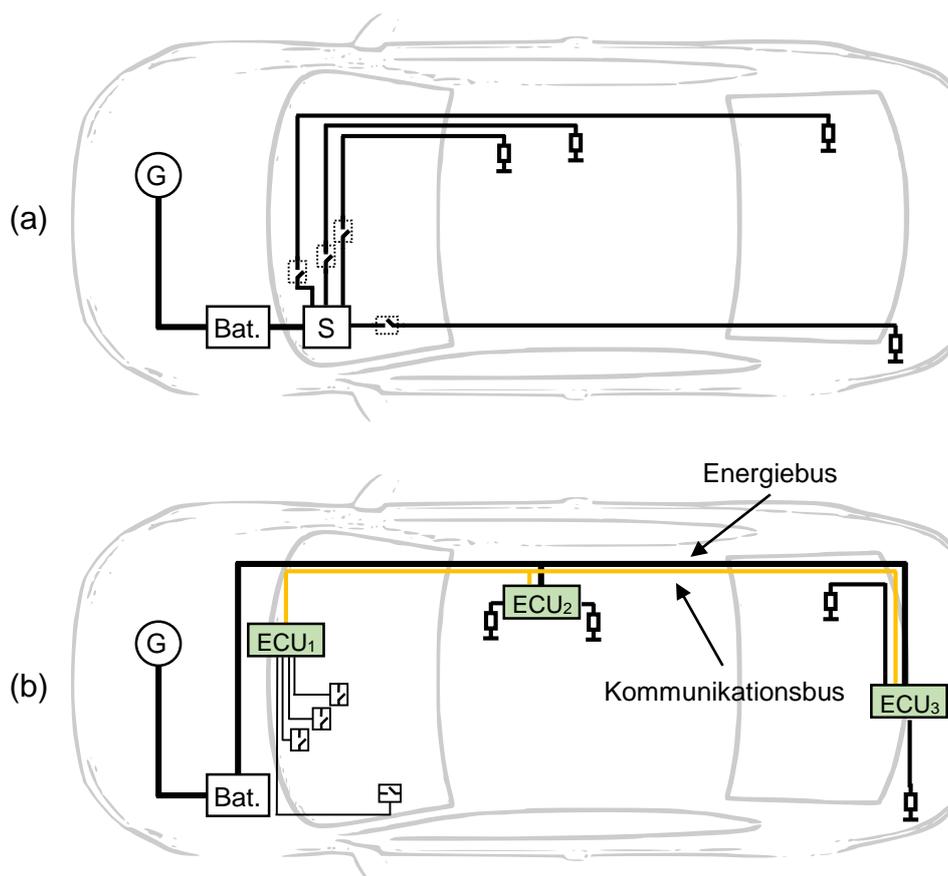
**Abbildung 15: Beispiel für Spannungsebenen in Pkw-Energiebordnetzen.**

Das konventionelle Bordnetz – hier vergleichend zu den Mehrspannungsarchitekturen abgebildet – stellt für alle Verbraucher die gleiche Spannungsebene bereit und besteht aus einem Generator, einer Batterie und den Verbrauchern. Es ist die am weitesten verbreitete Architektur in älteren Fahrzeugen. Das Zweispannungsbordnetz zählt bereits zu den Mehrspannungsbordnetzen und findet seinen Einsatz größtenteils in Hybrid- und Elektrofahrzeugen, aber auch in Oberklassefahrzeugen mit konventionellem Antrieb. Das HV-Bordnetz und das 12 V Niederspannungsbordnetz sind über einen DC/DC-Wandler miteinander gekoppelt. Die Energie im HV-Bordnetz wird für den Antrieb (M/G – Motor/Generator) genutzt und in der HV-Batterie gespeichert. Zusätzlich können HV-Verbraucher mit einer hohen Leistungsaufnahme an den Hochspannungsteil des Bordnetzes angeschlossen sein. Die Energie im 12 V Bordnetz wird über den DC/DC-Wandler aus dem HV-Bordnetz bezogen und in der 12 V Batterie gespeichert. Eine solche Architektur kann auch in Fahrzeugen mit konventionellem

Antrieb als Zweispannungsbordnetz mit 48 V und 12 V Spannungsebene vorkommen. Die dritte Variante ist das Mehrspannungsbordnetz mit mehr als zwei Spannungsebenen, bei der es ebenfalls eine zentrale Energieversorgung und -speicherung gibt. Im Beispiel ist eine 48 V Spannungsebene aufgeführt, von der die Energie für weitere Spannungsebenen zur Verfügung gestellt wird. Hochleistungsverbraucher können in der 48 V Ebene betrieben werden, Verbraucher mit weniger Leistungsaufnahme sind in der 12 V Ebene anzusiedeln. ECUs, die auf eine stabile Spannung angewiesen sind, werden z. B. im 5–8 V Teilbordnetz betrieben. Bei dieser Variante ist eine Erweiterung auf beliebig viele Spannungsebenen denkbar.

#### 4.2.2 Aktive Energieverteilung und vernetzte Steuerung von Verbrauchern

In älteren Architekturen wurden die meisten Verbraucher durch Punkt-zu-Punkt-Verbindungen mit einem zentralen Energieverteilknoten verkabelt und mit Relais oder mechanischen Schaltern geschaltet. Die Darstellung in Abbildung 16 (a) stellt so eine Situation exemplarisch dar.



**Abbildung 16: Energieverteilung und Steuerung in Pkw-Energiebordnetzen. Architektur (a) mit Punkt-zu-Punkt-Verbindungen zum Sicherungsträger (S) und mit mechanischen Schaltern direkt geschaltet. Architektur (b) mit Energieverteilung durch ECUs und gesteuert über einen Kommunikationsbus.**

In dieser Verdrahtungsarchitektur hat jeder Verbraucher eine dedizierte Leitung zu einem zentralen Sicherungsträger. Handelt es sich bei den Verbrauchern z. B. um Systeme, die direkt vom Benutzer bedient werden, so führen die Leitungen zunächst zu den mechanischen Schaltern im Armaturenbrett und von da aus weiter zum Verbraucher. Für jede Leitung und jeden Schalter muss die Stromtragfähigkeit gewährleistet sein. Die Konsequenz ist ein komplexer, voluminöser und schwerer Kabelbaum. Mit einer solchen Architektur waren viele der zuvor genannten Anforderungen an das Energiebordnetz in modernen Autos nicht umsetzbar.

Bussysteme für Energie und Kommunikation in modernen Fahrzeugen bieten deutlich effizientere und flexiblere Möglichkeiten, die Energie dezentral zu verteilen und Verbraucher zu steuern. Abbildung 16 (b) zeigt eine Architektur, in der die Verbraucher über einen gemeinsamen Kommunikationsbus von ECU<sub>1</sub> ferngesteuert werden. Die beiden ECU<sub>2</sub> und ECU<sub>3</sub> agieren hier als dezentrale aktive Energieverteiler. Sie sind an den gemeinsamen Energie- und Kommunikationsbus angeschlossen, wodurch dedizierte Leitungen für jeden Verbraucher entfallen. Die Verbraucher sind nur noch an die ECUs angeschlossen und beziehen Energie bei Bedarf aus dem Energiebus. Als Schaltelemente können Relais oder Halbleiterschalter in den ECUs das Ein- und Ausschalten übernehmen. Die Schaltsignale werden von den Armaturenbrettschaltern an ECU<sub>1</sub> übermittelt und von da über den Kommunikationsbus an das Ziel-ECU mit dem zu schaltenden Verbraucher versendet.

Signalleitungen haben einen deutlich kleineren Kabelquerschnitt, weil sie nicht so große Ströme wie die Energieleitungen tragen müssen. Zudem müssen weniger Leitungen verlegt werden. Insgesamt wird der Kabelbaum kompakter, leichter und günstiger. Weiteres Optimierungspotential würde eine Kommunikation direkt über die Energieleitungen, also PLC, bringen.

Wie bereits erwähnt, müssen in einigen ECUs Halbleiterschalter oder Relais zum Zu- und Abschalten integriert sein. Halbleiterschalter, die in modernen ECUs eingesetzt werden, bieten mehr Vorteile als traditionelle Relais [66] und finden auch in Hochstromanwendungen ihren Einsatz. Sie können viel einfacher mit Mikrocontrollern angesteuert werden, weil für das Schalten deutlich kleinere Treiberströme notwendig sind als bei Relais. Wegen der kurzen Ein- und Ausschaltverzögerung und einer hohen Schaltzyklusfestigkeit sind Halbleiterschalter prädestiniert für eine PWM-Steuerung der Verbraucher, womit sich weitere Einsatzmöglichkeiten ergeben. Als Beispiel für Halbleiterschalter sind sogenannte Smart-Power-Switches, also intelligente Leistungsschalter, zu nennen [67]. In Abbildung 17 ist die Basisstruktur eines Smart-Power-Switch dargestellt. Kernbestandteil ist ein MOSFET zum Schalten des Laststromes. Gesteuert wird er von einer Logikeinheit, die zudem Schutzfunktionen gegen Kurzschluss, Überstrom, Überspannung und Überhitzung beinhalten kann. Die Bordnetzspannung ist mit  $U_{\text{Batt}}$  und die Verbraucherimpedanz mit  $Z_v$  gekennzeichnet. Am In-Pin

kann z. B. mit unterschiedlichen Logikpegeln der Schaltzustand gesteuert werden. Außerdem bieten solche intelligenten Schalter häufig die Möglichkeit, den Laststrom (Sense-Pin) und den aktuellen Schalterzustand (Status-Pin) zu erfassen.

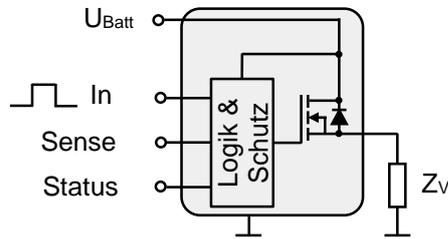


Abbildung 17: Basisstruktur eines Smart-Power-Switch.

Die Erfassung von Leistungsflüssen wird durch Stromsensoren, wie sie in Smart-Power-Switches zu finden sind, und zusätzlichen Spannungssensoren ermöglicht. Neben der gezielten Steuerung durch den Anwender ergeben sich auf Basis der Messdaten zusätzliche Diagnosefunktionen, die ein zentrales Energiemanagement nutzen kann, um z. B. das Energiebordnetz vor Überlastung zu schützen.

### 4.3 Verkabelungs-Topologien

Kenntnisse über die Netzstruktur sind eine erste Voraussetzung für die Datenübertragung über das Energiebordnetz. Einige elementare Topologien sind denkbar. Diese können als Netzwerk aus Knoten dargestellt werden. Zwei elementare Topologien sind die Baum- und die Bustopologie (Abbildung 18). Die Baumtopologie ist dadurch gekennzeichnet, dass sie einen Wurzelknoten hat, an den weitere Knoten angeschlossen sind. Die Knoten können Blätter (Knoten mit nur einer Verbindung) sein oder innere Knoten mit mehreren Verbindungen, an denen Blätter oder weitere innere Knoten angeschlossen sein können. Bei der Bustopologie sind alle Knoten an einen gemeinsamen Bus(zweig) angebunden.

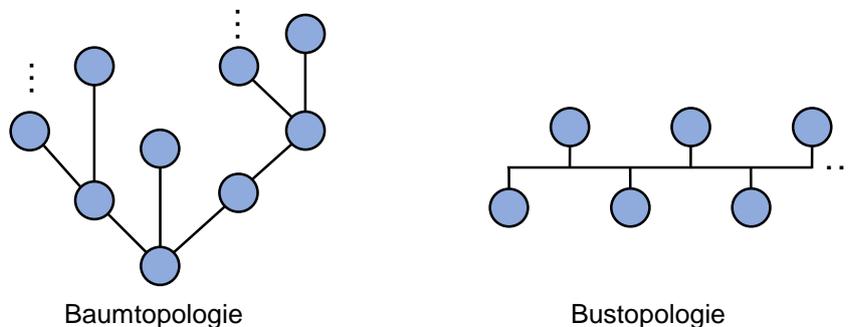


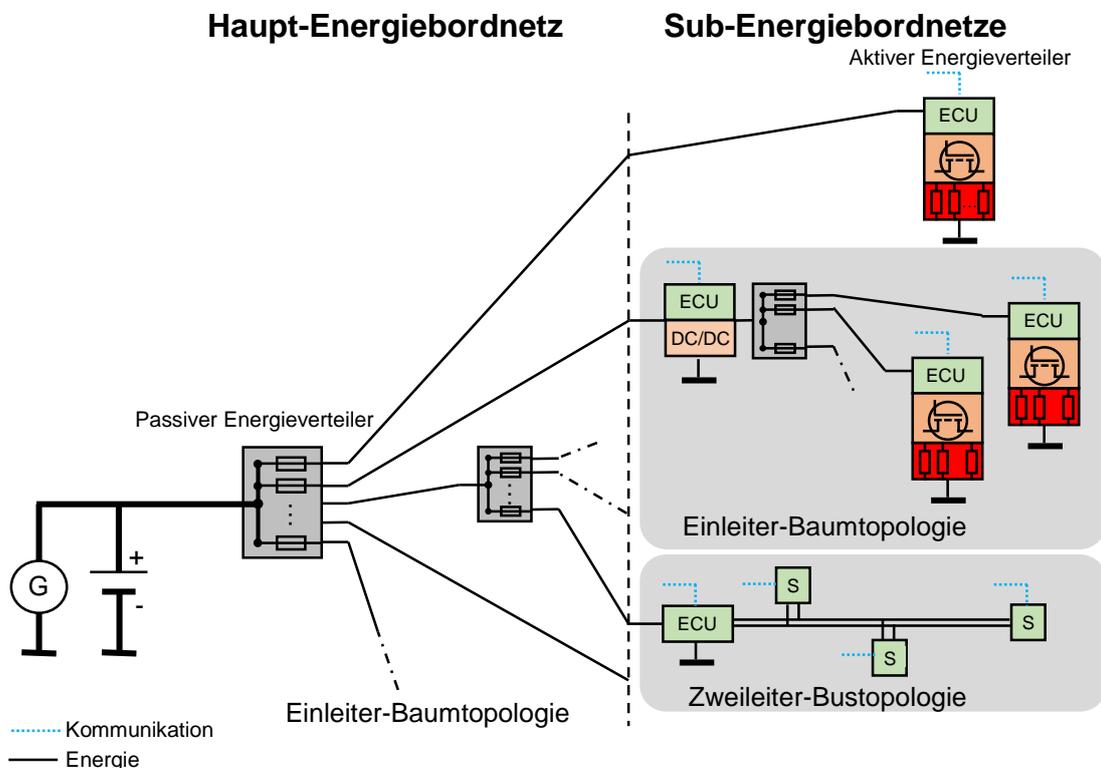
Abbildung 18: Netzwerktopologien.

In diesem Zusammenhang werden den Knoten folgende Bedeutungen zugewiesen:

- Energieerzeuger/-speicher
- Verbraucher
- DC/DC-Wandler
- ECUs
- Sicherungsträger mit Verteilerschiene (passive Energieverteilknoten)

Das moderne Energiebordnetz ist eine Mischform aus der Baum- und der Bustopologie. Der Wurzelknoten kann dabei als Generator/Batterie verstanden werden, von dem Verbindungen zu den direkt angeschlossenen Verbrauchern (Blättern) führen. Die inneren Knoten repräsentieren ECUs, passive Energieverteiler oder auch DC/DC-Wandler. Zusätzlich kann am Wurzelknoten oder einem inneren Knoten eine Busstruktur angeschlossen sein, deren Knoten wiederum weitere Verzweigungen aufweisen können, wie es am Beispiel in Abbildung 19 (ECU<sub>2</sub> und ECU<sub>3</sub>) gezeigt wird. Außerdem werden mittels einer Bustopologie beispielsweise Sensor- oder Aktuatornetzwerke mit einer stabilisierten Spannung über das ECU versorgt.

Um eine übersichtlichere Strukturierung zu schaffen, kann die Topologie in ein Haupt-Energiebordnetz und Sub-Energiebordnetze unterteilt werden, so wie in Abbildung 19 gezeigt.



**Abbildung 19: Aufteilung der Topologie in Haupt- und Sub-Energiebordnetz. Die ECUs sind aktive Energieverteiler und versorgen entweder Lasten oder Sensornetzwerke (S).**

Das Haupt-Energiebordnetz beinhaltet den Generator, die Batterie, passive Energieverteiler und direkt angeschlossene Verbraucher. Für die Verkabelung werden Einzelleiter eingesetzt, die eine hohe Stromtragfähigkeit haben müssen. Die Karosserie dient hierbei als Rückleiter<sup>23</sup>, was den Vorteil der Einsparung von Kabeln, und damit zusammenhängend zu Gewichts- und Kostenreduktionen führt. Die Sub-Energiebordnetze enthalten aktive Energieverteiler, also ECUs, die dahinterliegende Verbraucher steuern können (vgl. Abbildung 16 (b)). Dazu gehören aber auch Wandler, die eine andere Spannungsebene erzeugen oder die Spannung im Sub-Energiebordnetz stabilisieren. Ein Subnetz kann wiederum als Baumtopologie aufgefasst werden, weil der Wandler ein innerer Knoten ist. Innerhalb solcher Subnetze werden meistens auch Einzelleiter genutzt. Sensor- und Aktuatornetzwerke stellen eine weitere Variante von Sub-Energienetzen dar, bei der die Sensoren die benötigte Energie aus dem ECU über einen Energiebus beziehen. Für die Verkabelung kommen vornehmlich Doppelleitungen mit Hin- und Rückleiter zum Einsatz. Eine Verwendung von sowohl verdrehten als auch unverdrehten Leitungen ist denkbar, wobei die unverdrehte Variante kostengünstiger ist. Verdrehte Leitungen weisen hingegen bessere HF-Übertragungseigenschaften auf und bieten einen höheren EMV-Schutz. Für die reine Energieübertragung hat das keine Bedeutung, es kann aber für eine PLC-Übertragung vorteilhaft sein.

#### 4.3.1 Grundsätzliche Betrachtungen zu PLC im Kfz-Energiebordnetz

Alle ECUs und digitale Sensoren sind oft mit einer Kommunikationsschnittstelle ausgestattet. Hierbei kommen gängige Kfz-Bussysteme wie LIN, CAN (-FD), FlexRay oder Ethernet zum Einsatz. PLC könnte entweder ein Bussystem ersetzen oder einen redundanten Kommunikationsweg für sicherheitskritische Systeme schaffen.

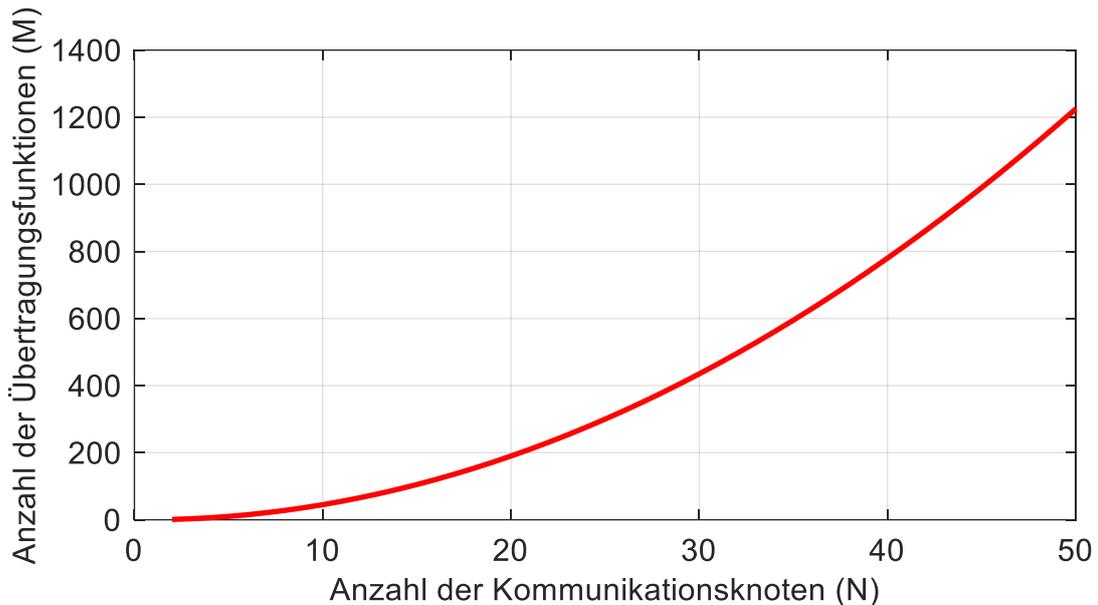
Die HF-Eigenschaften der Bordnetzverkabelung spielen eine wesentliche Rolle bei der Übertragungsqualität von PLC-Signalen über das Bordnetz. Zudem unterliegen die Übertragungstrecken zwischen den ECUs dem Einfluss von den Verzweigungen auf dem Weg und von den Impedanzen der angeschlossenen Komponenten. Deshalb besitzt jeder Kanal eine eigene Übertragungsfunktion. Die Anzahl der Übertragungsfunktionen ist abhängig von der Anzahl der zu vernetzenden ECUs im Bordnetz und kann mit der Formel

$$\begin{aligned}M(N) &= M(N - 1) + (N - 1), \\ N \geq 2, \quad M(1) &= 1\end{aligned}\tag{4.1}$$

---

<sup>23</sup> In Fahrzeugen mit elektrisch nicht leitfähiger Karosserie, bestehend z. B. aus kohlenstofffaserverstärktem Kunststoff, werden zusätzliche Rückleiter verlegt, die in einem gemeinsamen Sternpunkt oder direkt mit dem Minuspol der Batterie verbunden werden.

berechnet werden. Darin stellt  $N$  die Anzahl der kommunikationsfähigen ECUs dar und  $M$  die Anzahl der Übertragungsfunktionen. Für symmetrische lineare Systeme kann die Reziprozität von Übertragungsfunktionen angenommen werden, sodass die Übertragungsfunktion zwischen zwei Kommunikationsknoten in beide Richtungen nur einmal gezählt wird. Um den Zusammenhang zwischen der Anzahl der Kommunikationsknoten im Bordnetz und der Anzahl der möglichen Übertragungsfunktionen zu verdeutlichen, wurde die Formel in Abbildung 20 grafisch dargestellt.



**Abbildung 20: Zusammenhang zwischen der Anzahl von Kommunikationsknoten im Bordnetz und der Anzahl der möglichen Übertragungsfunktion.**

Wie man erkennt, steigt die Anzahl der Übertragungsfunktionen mit wachsender Anzahl der Kommunikationsknoten extrem schnell an. In modernen Kfz ist es keine Seltenheit, dass die Anzahl von ECUs die Anzahl von 50 oder mehr übersteigt, womit sich über 1200 Übertragungswege bzw. -funktionen ergeben. Nicht alle Übertragungswege bzw. -funktionen können für eine PLC-Übertragung geeignet sein, sei es wegen zu hoher Dämpfung, frequenzselektivem Verhalten oder Störungen. Deshalb ist eine Analyse der Kanalcharakteristiken notwendig, die in Kapitel 5 folgt.



## 5 Analyse des Energiebordnetz-Übertragungsverhaltens

Um die Spannungsversorgungsleitungen des Energiebordnetzes für eine Datenübertragung zu nutzen, ist eine genaue Kenntnis der HF-relevanten Eigenschaften unverzichtbar. Die Art der Verkabelung und die Vernetzung der Bordnetzkomponenten spielen eine wesentliche Rolle beim HF-Verhalten. Der Autohersteller bestimmt, welche Architektur und Komponenten im Auto zum Einsatz kommen, und diese sind auf seine speziellen Vorgaben und Anforderungen abgestimmt. Eine Verallgemeinerung für alle Fahrzeuge ist nicht möglich, weil die Verkabelung, Art und Anzahl der Bordnetzverbraucher vom Fahrzeugmodell und von der Ausstattung abhängen. Dennoch lassen sich einige gemeinsame Randbedingungen ableiten, die für den Einsatz von PLC im Fahrzeug relevant sind. Im Folgenden sollen die Randbedingungen, die die Signalintegrität im Energiebordnetz betreffen, systematisch dargestellt und analysiert werden.

### 5.1 Grundlagen der Kanalmodellierung

#### 5.1.1 Streuparameter

Eine universelle Beschreibungsform für die Übertragungseigenschaften von linearen Netzwerken bieten die Streuparameter [68]. Damit kann ein beliebig verzweigtes Bordnetz mit all seinen Leitungen und daran angeschlossenen Komponenten zu einem Black-Box-Modell mit  $n$  Toren zusammengefasst werden. Diese Darstellung erlaubt eine umfassende Analyse der für PLC-Anwendungen relevanten Übertragungseigenschaften zwischen verschiedenen Punkten im Bordnetz. Beispielsweise haben die Autoren in [11] die Streuparameter zwischen zwei Punkten eines Bordnetzes inklusive seiner Verbraucher messtechnisch erfasst und modelliert. Ebenso können die Übertragungseigenschaften von PLC-Koppelstrukturen als 2-Tor oder einzelne Komponenten als 1-Tor mittels Streuparameter beschrieben werden, wie bereits in Kapitel 5.4 gezeigt wurde.

Die Charakterisierung eines Netzwerkes erfolgt über die einlaufenden und reflektierten Leistungswellen an seinen Toren. Ein  $n$ -Tor-Netzwerk ist in Abbildung 21 dargestellt.

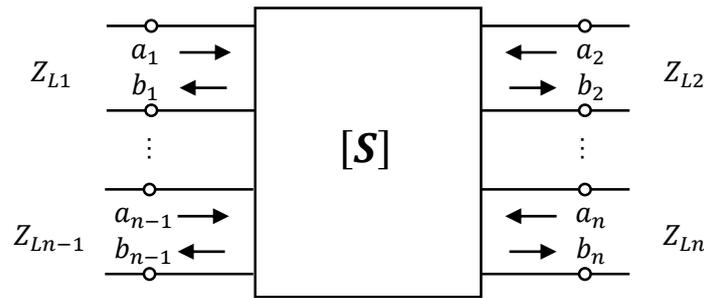


Abbildung 21: S-Parameterdarstellung eines n-Tors mit Wellengrößen.

Die Definitionen der einlaufenden Welle  $a_i$  und der reflektierten Welle  $b_i$  am Tor  $i$  lauten

$$a_i = \frac{U_i + Z_{Li} I_{Li}}{2\sqrt{\operatorname{Re}(Z_{Li})}},$$

$$b_i = \frac{U_i - Z_{Li} I_{Li}}{2\sqrt{\operatorname{Re}(Z_{Li})}}$$
5.1

und stellen den Zusammenhang zur am Tor  $i$  anliegenden Spannung  $U_i$  und dem in das Tor hineinfließenden Strom  $I_i$  dar. Die Referenzimpedanz der Tore ist mit  $Z_{Li}$  gekennzeichnet und beträgt bei der messtechnischen Erfassung, z. B. mittels Netzwerkanalysator, in der Regel  $50 \Omega$ .

Die Streumatrix  $\mathbf{S}$  verknüpft die einlaufenden und reflektierten Wellen in Form eines linearen Gleichungssystems und kann als Matrixgleichung

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}$$
5.2

und in abgekürzter Form als

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{a}$$
5.3

dargestellt werden. Die Diagonalelemente der Streumatrix beschreiben die Reflexionsfaktoren (Reflexionsfaktor  $S_{ii}$  am Tor  $i$ ) und die Elemente außerhalb der Diagonalen beinhalten die Transmissionsfaktoren (Transmissionsfaktor  $S_{ij}$  von Tor  $j$  zum Tor  $i$ ).

Die Repräsentation des linearen Netzwerkes durch die Streumatrix kann mittels mathematischer Operationen [68] z. B. in die Impedanzmatrix  $\mathbf{Z}$ , die Admittanzmatrix  $\mathbf{Y}$  oder die Kettenmatrix  $\mathbf{A}$  umgewandelt werden, die direkt die Spannungs- und Stromverhältnisse an den Toren darstellen.

### 5.1.2 Darstellung der Bordnetzkomponenten als Kettenmatrix

Die für eine Datenübertragung relevanten Teile des Bordnetzes lassen sich als eine Verkettung von 2-Toren modellieren. Hierbei bietet sich die Darstellung von Einzelkomponenten als Kettenmatrix in Abbildung 22 an. Die Kettenmatrix beschreibt die Beziehung der Ausgangsspannung  $U_2$  und des Ausgangsstroms  $I_2$  zur Eingangsspannung  $U_1$  und zum Eingangsstrom  $I_1$ .

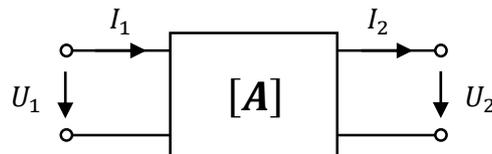


Abbildung 22: 2-Port-Darstellung eines linearen Netzwerkes als Kettenmatrix.

Die Beziehungen können mit einer Matrixgleichung dargestellt werden:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad 5.4$$

Für eine vereinfachte Analyse wird angenommen, dass die Leitungsabschnitte des Bordnetzes für eine Datenübertragung im Fahrzeug eine Leitung bilden, sodass ein konstanter Wellenwiderstand entlang eines Leitungsabschnittes vorliegt. Unter dieser Annahme kann die Kettenmatrix  $A_{Ltg}$  für einen Leitungsabschnitt im Bordnetz mit der Länge  $l$ , dem Wellenwiderstand  $Z_0$  und der Ausbreitungskonstante  $\beta$  für eine verlustlose Leitung angegeben werden:

$$A_{Ltg} = \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & -j \sin(\beta l) \\ -j \frac{1}{Z_0} \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix} \quad 5.5$$

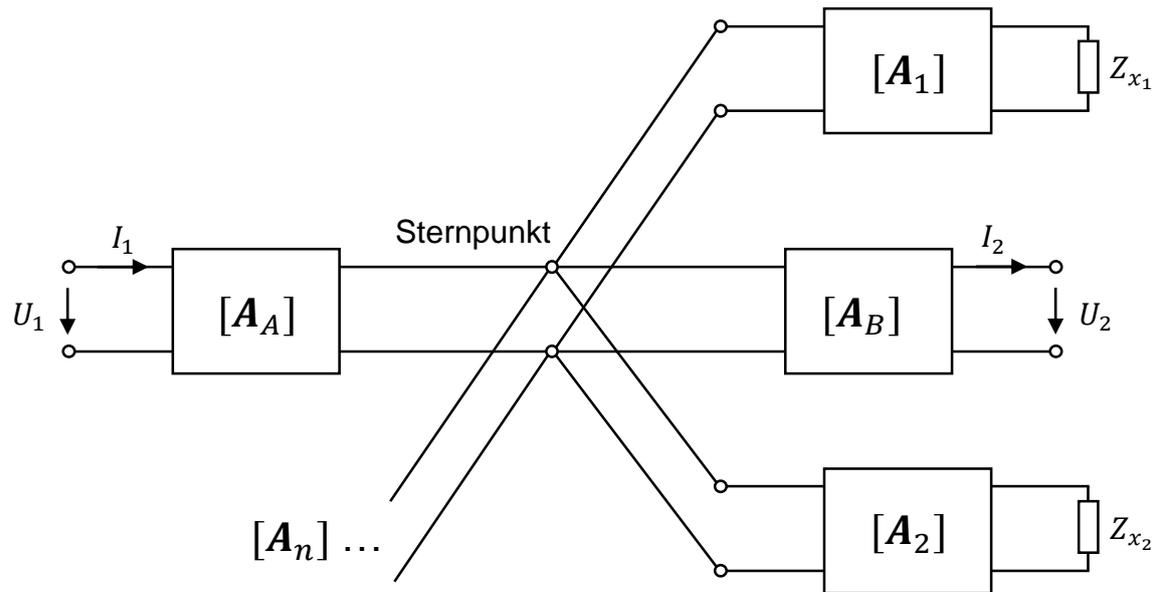
Die Kettenmatrix einer in Serie geschalteten Impedanz  $Z_s$  lässt sich darstellen als

$$A_{Z_s} = \begin{bmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad 5.6$$

und die Kettenmatrix einer parallel geschalteten Admittanz  $Y_p$  mit

$$A_{Y_p} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_p & 1 \end{bmatrix}. \quad 5.7$$

Das Klemmenverhalten einer verzweigten Bordnetzstruktur, wie es in Abbildung 23 dargestellt ist, kann dann als Kaskadierung der einzelnen Elemente durch Multiplikation der Kettenmatrizen angegeben werden.



**Abbildung 23: Nachbildung einer verzweigten Bordnetzstruktur durch Kettenmatrizen. Abgeschlossene Leitungen  $A_1$  bis  $A_n$  sind innerhalb des Übertragungszweiges zwischen  $A_A$  und  $A_B$  zu einem Sternpunkt verbunden.**

Der Sternpunkt im Übertragungspfad zwischen den Leitungen A und B (deren Kettenmatrizen  $A_A$  und  $A_B$  sind) führt zu einer Admittanz. Diese Admittanz resultiert aus den  $n$  angeschlossenen und mit  $Z_{x_i}$  abgeschlossenen Leitungen:

$$Y_{SP} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{Z_{0i}} \cdot \frac{Z_{0i} + jZ_{x_i} \tan(\beta_i l_i)}{Z_{x_i} + jZ_{0i} \tan(\beta_i l_i)} \quad 5.8$$

Die Parameter  $Z_{0i}$ ,  $\beta_i$  und  $l_i$  sind jeweils der Wellenwiderstand, die Ausbreitungskonstante und die Länge der  $i$ -ten Leitung am Sternpunkt. Die Formel beschreibt die Impedanztransformation einer mit  $Z_{x_i}$  angeschlossenen Leitung. Der Kehrwert aller transformierten Impedanzen, also der Admittanzen, wird aufsummiert und ergibt die Gesamtadmittanz  $Y_{SP}$  am Sternpunkt.

Die Spannungs- und Stromverhältnisse am Anfang und Ende der Sternpunktconfiguration können folglich mit

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = T_A \cdot T_{Y_{SP}} \cdot T_B \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad 5.9$$

berechnet werden, wobei  $T_{Y_{SP}}$  die Kettenmatrix der Sternpunktadmittanz gemäß Gleichung 5.7 ist.

## 5.2 Wellenwiderstand von Energiebordnetz-Leitungen

### 5.2.1 Aufbau des Kabelbaumes

Die signal- und energieübertragenden Leitungen werden in Bündeln verlegt. Dabei kann ein Bündel aus mehreren Einzelleitern, ungeschirmten oder geschirmten verdrehten Leitungen, Koaxialleitungen und Masseleitungen bestehen. Der Kabelbaum ist eine verzweigte Struktur, deren Zweige aus Bündeln aufgebaut sind, die je nach Vernetzungstopologie, abschnittsweise in der Anzahl der Leitungen variieren kann. Die Übertragung von PLC Signalen über die Energieleitungen kann durch Übersprechen mit anderen Leitungen im Bündel beeinflusst werden. Die Variation der Anzahl von Leitungen im Bündel, deren Abstand zueinander innerhalb des Bündels und der Verzweigungsstellen führt dazu, dass der Modellierungsaufwand enorm ansteigt. Der Fokus dieser Arbeit liegt nicht auf einer exakten Modellierung des Kabelbaumes, daher wurde ein Ansatz gewählt, der eine Einzelleitung über einer Massefläche (Fahrzeugkarosserie) beschreibt. Im Folgenden wird Angenommen, dass die Energieverteilungsstruktur nur aus Einzelleitungen besteht, und nicht im Bündel mit anderen Leitungen verlegt ist.

### 5.2.2 Grundlagen der Leitungstheorie

Die wesentlichen HF-Eigenschaften von Leitungen lassen sich auf Grundlage der Telegraphengleichungen beschreiben. Die Ausbreitung von HF-Signalen entlang einer Leitung kann anhand der Konfiguration, die in Abbildung 24 (a) dargestellt ist, gezeigt werden. Darin wird eine HF-Quelle, z. B. ein PLC-Transmitter, repräsentiert durch ein Thévenin-Äquivalent mit der Spannung  $U_Q$  und der Quellenimpedanz  $Z_Q$ , links an eine Leitung angeschlossen. Die Leitung hat die Länge  $l$ , den Durchmesser  $d$  und befindet sich in der Höhe  $h$  über einer Massefläche. Die Massefläche wird als unendlich ausgedehnt angenommen und dient als Rückleiter für den Strom. Bei hinreichend kleinem Anstand zur Fahrzeugkarosserie ist diese Annahme auch für Energiebordnetzleitungen plausibel. Auf der anderen Seite der Leitung befindet sich die Abschlussimpedanz  $Z$ , die z. B. einen PLC-Receiver repräsentiert. In Abbildung 24 (b) ist diese Konfiguration bei Annahme einer ideal leitenden Massefläche und unter Berücksichtigung der Spiegeltheorie [69] als Zweileitersystem dargestellt. Darin sind die Spannung und der Strom entlang der Leitung mit  $U(x)$  und  $I(x)$  gekennzeichnet. Am Anfang der Leitung sind Spannung und Strom mit  $U(0)$  und  $I(0)$  benannt, am Ende mit  $U(l)$  und  $I(l)$ .

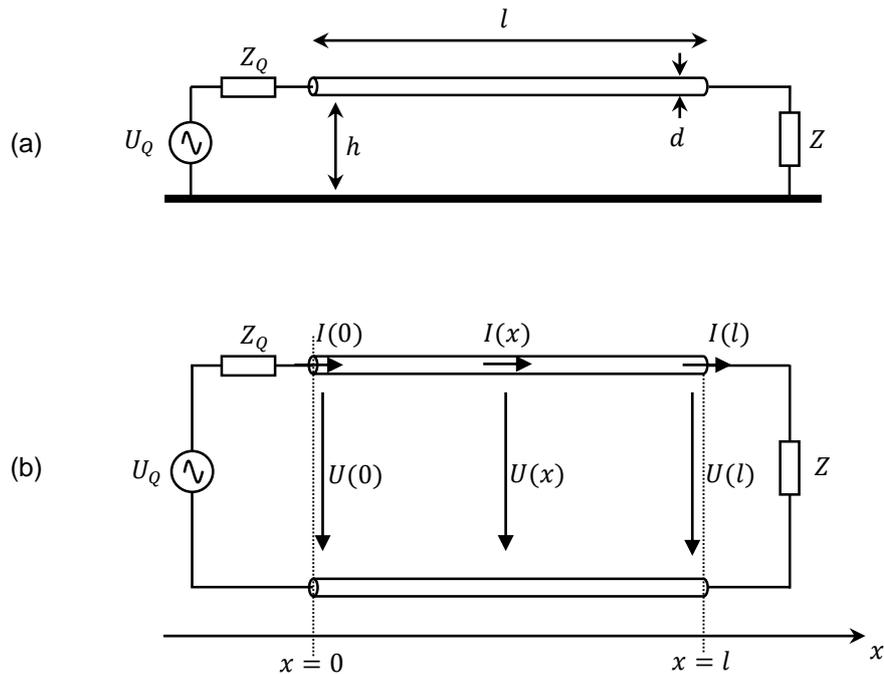


Abbildung 24: Einleiter-Konfiguration über einer Massefläche (a) und ein äquivalentes Zweileitersystem (b).

Für ein homogenes Zweileitersystem können Strom und Spannung mit den gekoppelten Differentialgleichungen erster Ordnung, auch Telegraphengleichungen genannt, formuliert werden [69]:

$$\frac{d}{dx} U(x) = -(R' + j\omega L') I(x)$$

$$\frac{d}{dx} I(x) = -(G' + j\omega C') U(x)$$

5.10

Die Leitung wird somit durch ihre Leitungsbeläge  $R'$ ,  $L'$ ,  $G'$  und  $C'$  charakterisiert:

- $R'$  ist der Widerstandsbelag und gibt den ohmschen Widerstand der Leitung pro Längeneinheit in  $[\Omega/m]$  an. Er beschreibt die Leitungsverluste. Darin kann auch der frequenzabhängige Skineneffekt enthalten sein.
- $L'$  repräsentiert den Induktivitätsbelag und gibt die Induktivität der Leitung pro Längeneinheit in  $[H/m]$  an.
- $C'$  stellt den Kapazitätsbelag dar und gibt die Kapazität pro Längeneinheit in  $[F/m]$  an.
- $G'$  ist der Leitwertbelag und gibt die Leitfähigkeit des Dielektrikums pro Längeneinheit in  $[S/m]$  an. Er beschreibt die dielektrischen Verluste des Isolationsmaterials.

Wenn die Verluste vernachlässigt werden können, entfallen  $R'$  und  $G'$  in den obigen Gleichungen [69]. Dann kann für den verlustlosen Fall die Lösung der Differentialgleichungen mit

$$\begin{aligned} U(x) &= U_h e^{-j\beta x} + U_r e^{j\beta x} \\ I(x) &= \frac{U_h}{Z_0} e^{-j\beta x} - \frac{U_r}{Z_0} e^{j\beta x} \end{aligned} \quad 5.11$$

angegeben werden. Die Amplitude der vorwärts laufenden Spannungswelle ist mit  $U_h$  benannt, die der rückwärts laufenden Welle mit  $U_r$ . Die Phasenkonstante der Leitung ist

$$\beta = \omega \sqrt{L'C'} = \frac{\omega}{v} \quad 5.12$$

wobei  $\omega$  die Kreisfrequenz und  $v$  die Ausbreitungsgeschwindigkeit ist. Im verlustlosen Fall ist der Wellenwiderstand der Leitung konstant und kann aus dem Induktivitäts- und Kapazitätsbelag mit

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad 5.13$$

berechnet werden.

### 5.2.3 Analyse des Wellenwiderstandes

Für die Berechnung des Wellenwiderstandes ist der Umstand bedeutsam, dass die Masseleitung im Kfz parallel mit den Energieleitungen geführt wird, sondern an mehreren Stellen im Fahrzeug über Massepunkte mit der Karosserie verbunden ist, die wiederum an dem negativen Batteriepol angeschlossen ist. Für die Berechnung wird angenommen, dass sich die Leitung mit dem Durchmesser  $d$  in einem Abstand  $h$  zu einer unendlich ausgedehnten Massefläche befindet, die der Karosserie entsprechen soll (Abbildung 24 (a)). Ist  $\varepsilon$  die Permittivität und  $\mu$  die Permeabilität des umgebenden Mediums, so können der Kapazitäts- und Induktivitätsbelag aus den geometrischen Gegebenheiten mit

$$\begin{aligned} C' &= \frac{2\pi\varepsilon}{\operatorname{arcosh}\left(\frac{2h}{d}\right)}, \\ L' &= \frac{\mu}{2\pi} \operatorname{arccos}\left(\frac{2h}{d}\right) \end{aligned} \quad 5.14$$

berechnet werden, woraus sich wiederum der Wellenwiderstand  $Z_0$  durch Einsetzen in Gleichung 5.13 und Kürzen bestimmen lässt:

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \operatorname{arcosh} \left( \frac{2h}{d} \right) \quad 5.15$$

An dieser Stelle sei angemerkt, dass die Bedingungen im Kfz keine homogene Struktur bezüglich der relativen Permittivitätszahl ( $\varepsilon_r = \varepsilon/\varepsilon_0$ ) darstellen, da die Kabel mit unterschiedlichen Dielektrika ( $\varepsilon_r > 1$ ) isoliert sind und der Bereich zwischen Kabel und Karosserie Luft ist ( $\varepsilon_r \approx 1$ ). Die relative Permeabilitätszahl ( $\mu_r = \mu/\mu_0$ ) für das Isolationsmaterial und die Luft kann hingegen konstant mit  $\mu_r \approx 1$  angenommen werden.

Bedingt durch die Stromaufnahme der diversen Verbraucher kommen in unterschiedlichen Teilen des Bordnetzes verschiedene Kabelquerschnitte zum Einsatz ( $d \neq \text{const.}$ ). Die Durchmesser bzw. Querschnitte für Fahrzeugkabel sind genormt und im Energiebordnetz kommen sie in verschiedenen Größen vor, die in Tabelle 4 aufgeführt sind. Der Durchmesser kann z. B. im Bereich von 0,9 mm bis 7,8 mm variieren.

Querschnitt in mm <sup>2</sup>	0,35	0,50	0,75	1,00	1,50	2,50	4,00	6,00	10	16	25
Durchmesser in mm	0,9	1,0	1,2	1,35	1,7	1,9	2,75	3,3	4,5	6,3	7,8

Tabelle 4: Genormte Kabelquerschnitte und Durchmesser in Anlehnung an [70].

Auch der Abstand  $h$  kann eine große Streubreite aufweisen. Der Abstand variiert aufgrund der Karosserieform und Toleranzen bei der Verlegung des Kabelbaums. Abbildung 25 zeigt die Abhängigkeit des Wellenwiderstandes vom Abstand der Leitung zur Karosserie und vom Kabelquerschnitt.

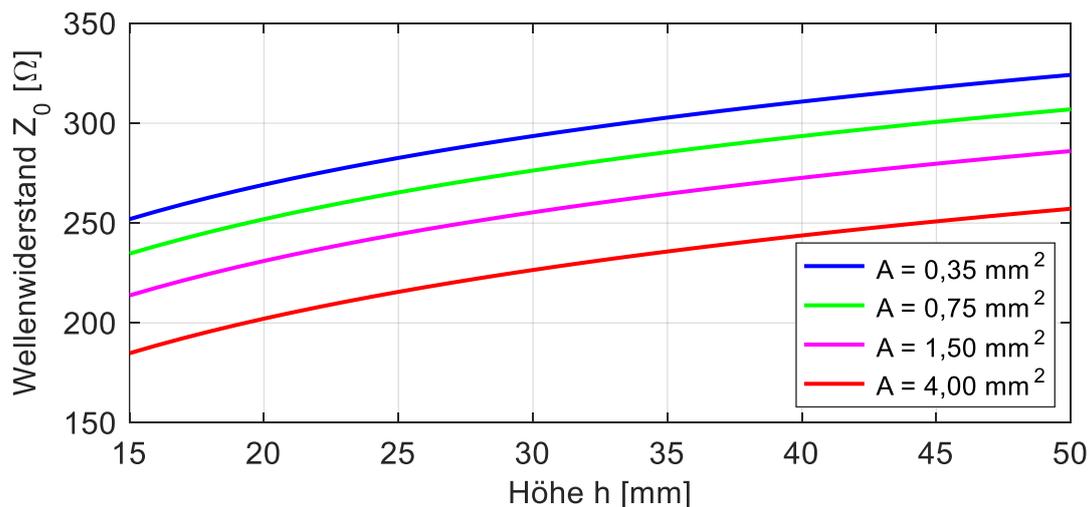


Abbildung 25: Wellenwiderstand  $Z_0$  in Abhängigkeit von der Höhe  $h$  und vom Kabelquerschnitt  $A$  für  $\varepsilon_r = 1$  nach Gleichung 5.15.

Im betrachteten Toleranzband von 15 mm bis 50 mm Höhe kann der Wellenwiderstand theoretisch um ca. 70  $\Omega$  variieren. Das betrifft auch die Abhängigkeit des Wellenwiderstandes vom Kabelquerschnitt: Im vorliegenden Fall von 0,35 mm<sup>2</sup> bis 4 mm<sup>2</sup> variiert  $Z_0$  ebenfalls um 70  $\Omega$ . Dieser Umstand macht es sehr schwierig, einen definierten und allgemein gültigen Wellenwiderstand der Energiebordnetzleitungen anzunehmen. Dies kann sich bei der Impedanzanpassung von PLC-Modems als schwierig erweisen. Zudem führen inhomogen verlegte Leitungen zu zusätzlichen Variationen. Wird eine HF-Signalquelle mit einer Quellenimpedanz  $Z_Q$  an eine Leitung mit Wellenwiderstand  $Z_0$  angeschlossen und es liegt der Fall  $Z_Q \neq Z_0$  vor, dann gibt es eine Fehlanpassung. Das gleiche gilt für die Abschlussimpedanz  $Z$ , wenn  $Z \neq Z_0$  ist. Aufgrund der Fehlanpassung wird ein Teil der vorwärts laufenden Welle reflektiert, was anhand des Reflexionsfaktors ersichtlich ist [69]:

$$\Gamma = \frac{U_h}{U_r} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad 5.16$$

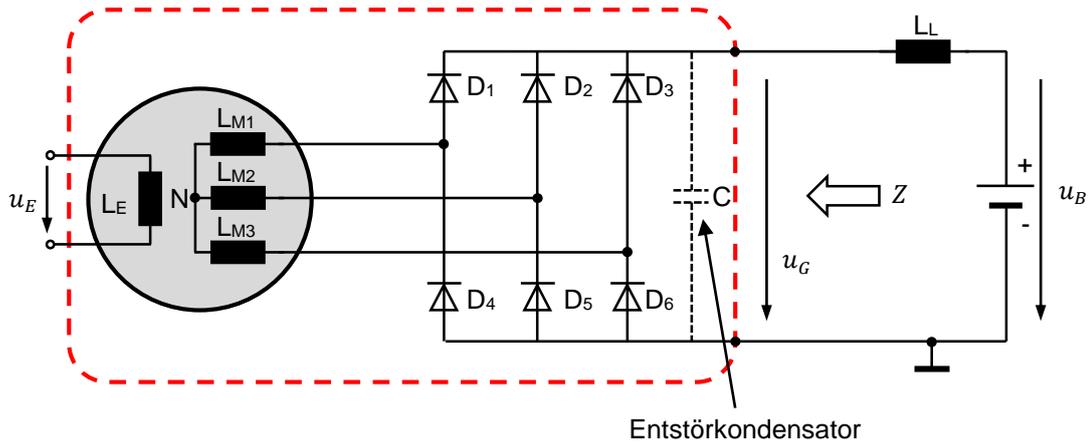
Für eine reflexionsfreie Anpassung muss die Quellen- und Abschlussimpedanz dem Wellenwiderstand der Leitung entsprechen ( $Z = Z_0$ ), wodurch sich ein Reflexionsfaktor  $\Gamma$  zu null ergibt.

### 5.3 Impedanzverhalten der Bordnetz-Komponenten

In diesem Unterkapitel werden die Impedanzen von wesentlichen Komponenten (Generator, Batterie, Wandler) im Energiebordnetz diskutiert. Der innere Aufbau vieler Komponenten ist in der Regel unabhängig vom Hersteller ähnlich, sodass eine grundsätzliche Aussage über das Impedanzverhalten getroffen werden kann. Maßgebend sind dabei oft die EMV-Maßnahmen, die für die Entstörung der Komponenten eingesetzt werden.

#### 5.3.1 Generator

In Abbildung 26 ist das Prinzipschaltbild einer Drehstrom-Klauenpolmaschine dargestellt. Ein Dreiphasengleichrichter (Dioden  $D_1$  bis  $D_6$ ) formt aus der dreiphasigen Wechselspannung die Gleichspannung für das Bordnetz. Die Erregerwicklung des Generators wird mit  $L_E$  und die Statorwicklungen mit  $L_1$ ,  $L_2$  und  $L_3$  bezeichnet. Außerdem wird die Induktivität der Zuleitung ( $L_L$ ) zur Batterie berücksichtigt.



**Abbildung 26: Prinzipschaltbild einer Drehstrom-Klauenpolmaschine mit Gleichrichter, Entstörkondensator und Batterie.**

Trotz des Dreiphasengleichrichters und der nachgeschalteten Batterie verbleibt eine nicht unerhebliche Restwelligkeit der Bordnetzspannung, die von der Verkabelung und dem gewählten Anschlusspunkt der Verbraucher abhängt [71]. Durch das Schalten der Dioden – wenn der Strom von einer Diode zur nächsten kommutiert – entstehen zudem hochfrequente Spannungsschwingungen [72]. Der Generator kann ein Störspektrum bis in den Bereich von 100 kHz emittieren [71]. Ein Entstörkondensator parallel zu den Klemmen des Gleichrichters kann Störungen minimieren [72]. Generator, Gleichrichter, Reglerschaltung und Entstörkondensator sind in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht. Durch die Entstörmaßnahme mit dem Kondensator, der als HF-Kurzschluss dient, kann die Eingangsimpedanz an Anschlussklemmen des Generators für HF-Signale klein sein. Sie wird lediglich durch die parasitären Eigenschaften des Kondensators und die Induktivität der Zuleitungen begrenzt.

### 5.3.2 Batterie

Die Energiespeicher gelten aus Sicht der EMV als unkritische Komponenten, da sie in der Regel weder als Störquelle noch als Störsenke agieren. Deshalb wenden keine besonderen Entstörmaßnahmen eingesetzt. Für die hier angestellten Betrachtungen sind sie nur als Ausbreitungspfad von Hochfrequenzsignalen im Bordnetz anzusehen. EMV-Analysen auf der Systemebene, bei denen Traktionsbatterien als Ausbreitungspfad im HV-Bordnetz berücksichtigt wurden, finden sich z. B. in [73] und [74]. Die Betrachtung ist in gleicher Weise auf das Niederspannungsbordnetz übertragbar und kann im Hinblick auf die Ausbreitung von PLC-Signalen relevant sein.

Batterien haben üblicherweise einen sehr niedrigen internen Gleichstromwiderstand, um innere Verluste und Spannungseinbrüche bei hohen Strömen gering zu halten. Hersteller von Blei-Säure-Batterien geben den Gleichstrominnenwiderstand im Bereich von  $m\Omega$  an [75], wobei dieser je nach Alterungszustand, Ladezustand und

Temperatur variieren kann. In [76] wird das Hochfrequenzverhalten vereinfacht mit einem äquivalenten Ersatzschaltbild wie in Abbildung 27 modelliert. Der Innenwiderstand  $R_i$  bildet hier die ohmschen Verluste nach, die aufgrund der endlichen Leitfähigkeit der Kontakte und den Übergangswiderständen zwischen Batteriezellen auftreten. Zudem haben die Strukturen eine Eigeninduktivität, die mit  $L_b$  berücksichtigt wird. Die Parallelschaltung aus  $C_p$  und  $R_p$  berücksichtigt zusätzliche Polarisierungseffekte, die durch den Ladungstransfer und die Doppelschichtkapazität zwischen den Elektroden und dem Elektrolyt entstehen. Die Spannungsquelle  $V_o$  bildet die Leerlaufspannung der Batterie nach. Die Kapazitäten  $C_g$  beschreiben die Gleichtaktkopplung zur Masse. Ein noch genaueres Verhalten kann mit nichtlinearen Parametern nachgebildet werden, wie es in [77] für die Modellierung von Blei-Säure-Batterien beschrieben ist.

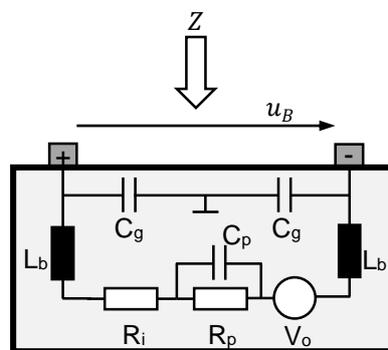


Abbildung 27: Vereinfachtes HF-Ersatzschaltbild einer Batteriezelle.

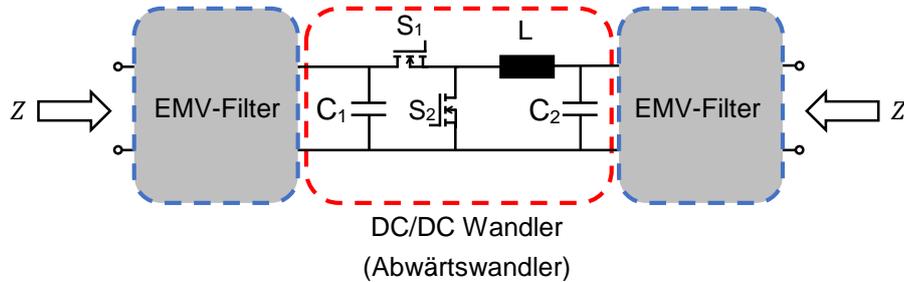
Betrachtet man das Ersatzschaltbild, kommt man zu der Schlussfolgerung, dass die Batterie für niedrige Frequenzen eine Impedanz aufweisen sollte, die hauptsächlich durch den Innenwiderstand ( $R_i + R_p$ ) dominiert wird. Auch ist nur eine geringe Induktivität der Strukturen zu erwarten, weil diese in der Regel kurz sind. Diese Annahme bestätigen Untersuchungen von Nickel-Metallhydrid- und Lithium-Ionen-Batterien in [78], die eine konstante Impedanz von unter  $0.01 \Omega$  bis zur Frequenz von  $1 \text{ MHz}$  ergaben. Danach steigt sie an, wobei sie bei  $100 \text{ MHz}$  in etwa  $0.1 \Omega$  erreicht. Das bedeutet, dass die Impedanz von Energiespeichern bis etwa  $100 \text{ MHz}$  näherungsweise als sehr gering anzusehen ist.

### 5.3.3 DC/DC-Wandler

Die getaktete Ansteuerung der Halbleiterschalter von Wandlern mit Schaltfrequenzen im Bereich von einigen kHz bis in den dreistelligen kHz-Bereich [79] verursacht elektromagnetische HF Emissionen aufgrund der steilen Spannungs- ( $du/dt$ ) und Stromschaltflanken ( $di/dt$ ). Daher gelten solche leistungselektronischen Komponenten aus EMV-Sicht als besonders kritisch. Spezielle Ansteuerungstechniken der Halbleiterschalter können die Emissionen reduzieren [80], [81]. Dennoch sind passive Filter

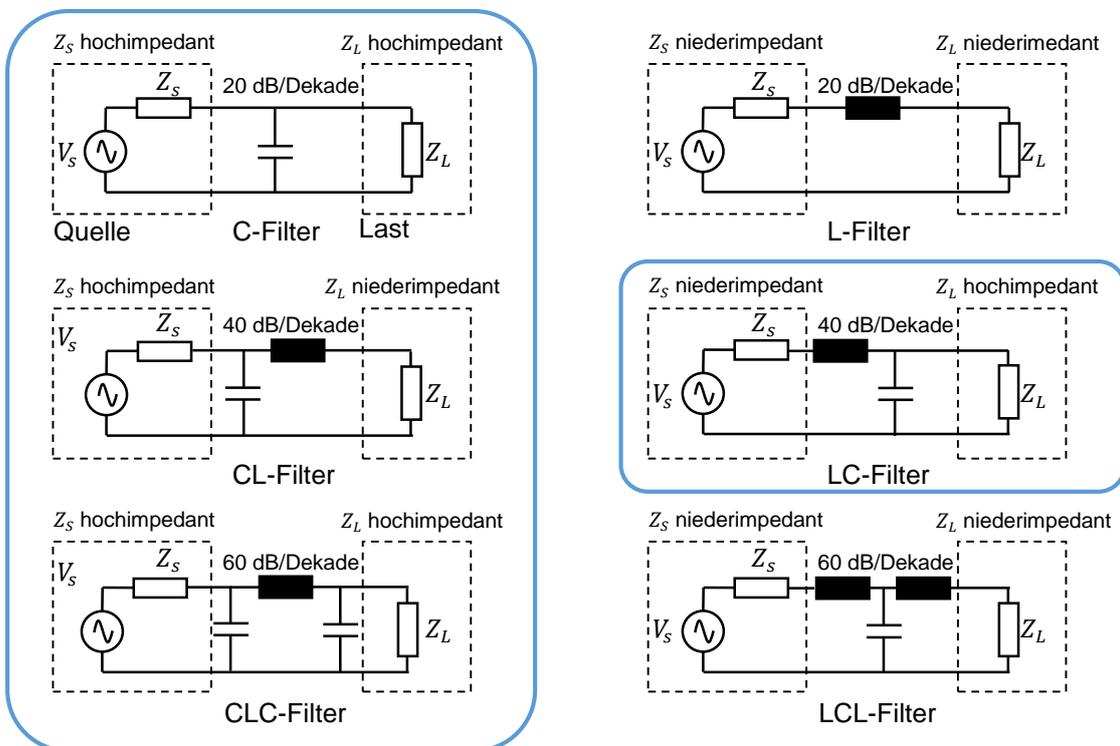
in den meisten Anwendungen ein üblicher Weg, Emissionen zu unterdrücken, um EMV-Standards zu erfüllen.

Abbildung 28 stellt exemplarisch einen Abwärtswandler mit den entsprechenden Elementen für die Sicherstellung seiner Grundfunktionalität dar. Um die EMV-Emissionen zu beherrschen, gehören zur Topologie eines Wandlers EMV-Filter, wie sie in der Abbildung am Eingang und Ausgang des Abwärtswandlers dargestellt sind.



**Abbildung 28: DC/DC-Wandler mit EMV-Filter am Ein- und Ausgang.**

Die Wahl der EMV-Filter hängt davon ab, wie groß die Störquellenimpedanz des Wandlers auf der einen Seite des Filters und die Lastimpedanz des Bordnetzes auf der anderen Seite ist.



In der Praxis relevante Filter

**Abbildung 29: Filtertopologien [82].**

Zudem ist für die Topologie des Filters entscheidend, welche Dämpfung erreicht werden soll. Abbildung 29 zeigt sechs grundlegende Filtertopologien und ihre Anwendung bei verschiedenen Kombinationen von Quellenimpedanz  $Z_S$  und Lastimpedanz  $Z_L$ . Mit dem einfachen C- oder L-Filter kann eine Dämpfung von 20 dB/Dekade erreicht werden. Mit einem CL- oder LC-Filter sind 40 dB/Dekade möglich, mit einem CLC- oder LCL-Filter bis zu 60 dB/Dekade. In der Praxis werden Induktivitäten möglichst vermieden, weil sie in der Regel teurer sind als Kapazitäten. Die praxisrelevanten Filtertopologien sind in Abbildung 29 mit einem blauen Rahmen gekennzeichnet.

Die Eingangsimpedanz  $Z$  des Wandlers hängt letztendlich von dem eingesetzten EMV-Filter ab. Die Werte für L und C sollten in der Regel relativ groß sein, sodass die Filter bereits im kHz-Bereich ihre Wirkung zeigen können. Die bordnetzseitige Eingangsimpedanz für HF-Signale wäre demgemäß beim Einsatz eines C-, CL- oder CLC-Filters schon bei tiefen Frequenzen klein. Hier führt die Kapazität am Eingang zu einem HF-Kurzschluss. Parasitäre Eigenschaften der Elemente können zusätzlich den Frequenzgang verändern. Eine eindeutige Aussage über die Eingangsimpedanz  $Z$  von Wandlern kann an dieser Stelle nicht gemacht werden. In der Praxis ist aber eher davon auszugehen, dass am Ausgang des Filters meist eine Kapazität vorzufinden ist.

#### 5.3.4 ECUs

In modernen ECUs werden meist Mikrocontroller ( $\mu\text{C}$ ) oder ASICs eingesetzt, die zum Betrieb eine sehr präzise, geglättete und stabile Betriebsspannung erfordern. Das Gleiche gilt für viele Sensoren, die vom ECU mit elektrischer Energie versorgt werden müssen. Besonders im Hinblick auf elektromagnetische Störeinflüsse unterscheidet sich die Fahrzeugelektronik von anderer Elektronik, z. B. im Haushaltsbereich. Das führt zu elektronischen Lösungen, die sich erheblich von denen unterscheiden, die lediglich auf die Grundfunktionalität ausgelegt sind. Einige dieser Maßnahmen haben Einfluss auf die HF-Eigenschaften und damit auch auf die PLC-Signalintegrität. Sie sollen im Folgenden diskutiert werden.

Durch Hinzunahme beliebig vieler Bauteile kann ein beliebig hoher EMV-Schutz realisiert werden. Solch eine Maßnahme ist aber in den meisten Fällen unwirtschaftlich, sodass meistens ein Mittelweg gefunden wird. Für den EMV-Schutz von ECUs werden daher die besonderen Bedingungen in Fahrzeugen berücksichtigt und entsprechende Lösungen konzipiert. Die an dieser Stelle relevanten Hauptaufgaben der Spannungsversorgung bestehen aus der Bereitstellung einer Betriebsspannung für einen  $\mu\text{C}$  (meist 5 V oder 3,3 V) und dem EMV-Schutz. Die Lösungen haben zusätzlich einen relevanten Einfluss auf die Integration von PLC-Übertragungssystemen. So kann mit

Kenntnis der bordnetzseitigen Eingangsimpedanz eine optimale Kopplung von PLC-Modems gewählt werden.

#### 5.3.4.1 Eingangsbeschaltung von ECUs

Typischerweise werden Linearregler oder DC/DC-Wandler verwendet, um die nötige Betriebsspannung der  $\mu\text{C}$  zu erzeugen. Im Folgenden wird für die Analyse eine Schaltung mit Linearregler betrachtet. Diese Regler haben einen Eingang, einen Ausgang und einen Masseanschluss. Eine klassische Schaltung nach den Datenblattangaben von Bauteileherstellern beinhaltet jeweils einen Kondensator am Eingang und Ausgang. So eine Schaltung ist in Abbildung 30 dargestellt. Der Kondensator  $C_1$  dient meist dazu, Restwelligkeiten der Eingangsspannung  $U_{\text{in}}$  auszugleichen. Der Kondensator  $C_2$  wird benötigt, um das Schwingverhalten des Spannungsreglers zu beseitigen [83].

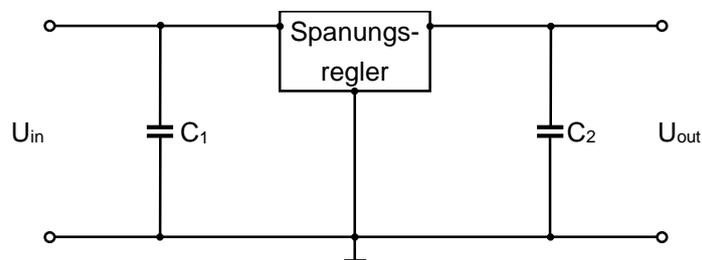


Abbildung 30: Standard-Spannungsregler.

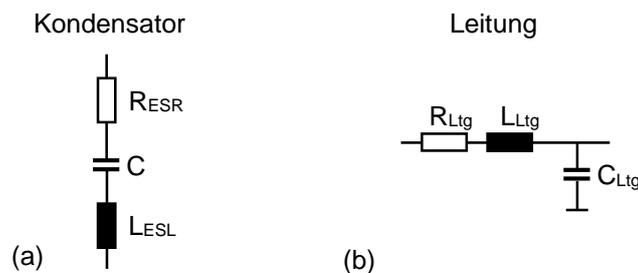
In der Praxis kann so eine Schaltung streng genommen nicht realisiert werden, weil die Bauelemente und Leitungen unerwünschte Eigenschaften haben. Das Verhalten von realen Kondensatoren kann als eine Reihenschaltung der eigentlichen Kapazität mit einem parasitären Widerstand ( $R_{\text{ESR}}$ ) und einer parasitären Induktivität ( $L_{\text{ESL}}$ ) nachgebildet werden [84]. Das Ersatzschaltbild zeigt Abbildung 31 (a). Ebenso haben die elektrischen Verbindungen, d. h. die Leiterbahnen, kein ideales Verhalten und können für elektrisch kurze Leitungen entsprechend dem ESB<sup>24</sup> in Abbildung 31 (b) mit dem Leitungswiderstand  $R_{\text{Ltg}}$ , der Leitungsinduktivität  $L_{\text{Ltg}}$  und der Leitungskapazität  $C_{\text{Ltg}}$  nachgebildet werden [84].

Die parasitären Elemente sind normalerweise sehr klein und haben meist keinen Einfluss auf die Funktion der Schaltung. Bei hochfrequenten Störungen oder PLC-Signalen können sie jedoch durchaus eine Relevanz haben. So ist besonders der Masseanschluss des Spannungsreglers kritisch bei Störungen. Durch einen Spannungsabfall aufgrund der parasitären Wirkung der Zuleitung besteht die Möglichkeit, dass Störungen bzw. PLC-Signale vom Eingang auf den Ausgang übertragen werden [83].

<sup>24</sup> Ersatzschaltbild

Die parasitären Eigenschaften der Kondensatoren mindern die Wirkung als HF-Kurzschluss.

Für die speziellen EMV-Anforderungen im Kfz wurden deshalb schaltungstechnische Lösungen konzipiert, die sehr umfangreich und aufwendig sein können. Grundsätzlich sind die EMV-Maßnahmen in zwei Schwerpunkte zu unterteilen: transiente Impulse mit hohen Spannungspeaks und hochfrequente Störungen.



**Abbildung 31: Ersatzschaltbild eines Kondensators (a) und einer elektrisch kurzen Leiterbahn (b).**

Eine typische Spannungsversorgung von ECUs mit den entsprechenden Maßnahmen ist in Abbildung 32 dargestellt, in Anlehnung an die Schaltung in [83]. Die Bauteilegruppen für den HF-Schutz und den Transientenschutz sind entsprechend markiert. Der Ausgang  $U_{Last}$  vor dem Spannungsregler dient dazu, Ausgangsstufen und Lasten zu versorgen, die durch den  $\mu C$  gesteuert werden.

Für die grundlegende Funktion des Spannungsreglers sind die beiden Kondensatoren  $C_1$  und  $C_4$  zuständig. Hierbei ist der eingangsseitige Ladekondensator  $C_1$  meist ein Elektrolyt-Kondensator größerer Kapazität im Bereich von  $100 \mu F$  bis  $1000 \mu F$ . Der ausgangseitige Ladekondensator  $C_4$  kann entweder als Elektrolyt-Kondensator oder als ein besonders spezifizierter Tantal-Elektrolyt-Kondensator (mit Werten von  $20 \mu F$  bis  $100 \mu F$ ) vorkommen.

Eine erste Maßnahme gegen die Überkopplung von Störungen ist die Trennung der Massesysteme, wie sie in der Schaltung angedeutet ist. Dabei werden die Massen  $GND_1$  und  $GND_2$  unmittelbar am Spannungsregler zusammengeführt, um eine möglichst geringe gemeinsame Impedanz zum Spannungsregler zu gewährleisten.

Die Dioden  $D_1$ ,  $D_{31}$ ,  $D_{32}$  und  $D_4$  dienen insbesondere dem Schutz vor typischen Störimpulsen im Bordnetz [85]. Zudem fungiert die Diode  $D_2$  als Verpolschutz und auch als Schutz vor negativen Impulsen. Diese Diode wird leitfähig, sobald ein positives Potenzial am Bordnetzanschluss anliegt, das größer ist als die Schwellenspannung

der Diode<sup>25</sup>. In Verbindung mit der Sicherung F funktioniert auch die Diode  $D_1$  als Verpolschutz (Auslösen der Sicherung bei Verpolung). Der Widerstand  $R_1$  soll Stromspitzen verhindern. Zum Schutz vor schnellen Impulsen und hochfrequenten Störungen sind die beiden HF-Kondensatoren  $C_2$  und  $C_3$  mit sehr kurzen Leiterbahnen an den Spannungsregler angebunden. Ihre Werte liegen im Bereich von 40 nF bis 100 nF.

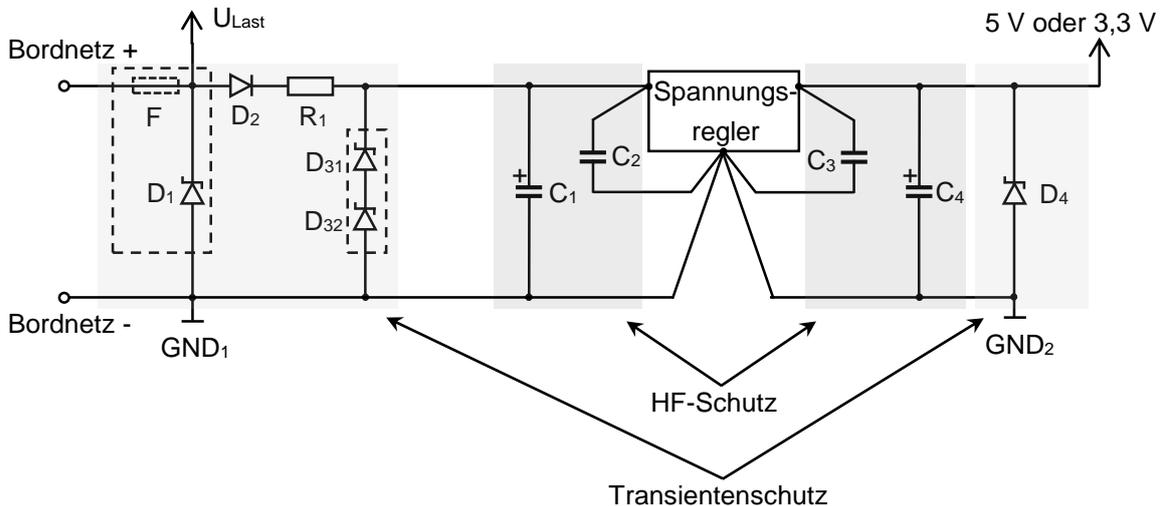


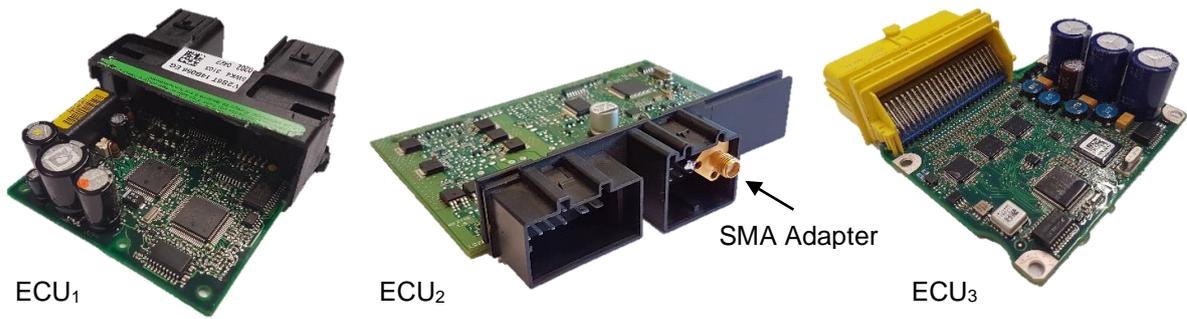
Abbildung 32: Mögliche Spannungsversorgung in einem ECU.

Insgesamt kann man davon ausgehen, dass die Eingangsimpedanz der Spannungsversorgung von ECUs sich für HF-Signale wegen der Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  sehr niederohmig verhält und nur durch deren parasitäre Elemente und den Widerstand  $R_1$  limitiert wird. Dies ist aus EMV-Sicht erwünscht, weil HF-Störungen damit gegen Masse abgeleitet werden und nicht bis zum eigentlichen ECU gelangen.

#### 5.3.4.2 Messung der Eingangsimpedanz

Die ECU-Impedanz sollte sich aufgrund der Verpolschutz-Diode bordnetzseitig nur bei aktiver Bordnetzspannung zeigen. Der Transientenschutz hat kaum Einfluss auf Kleinsignalanregungen. Diese Annahmen sollten anhand von Messungen belegt werden. Dazu wurden exemplarisch drei verschiedene ECUs vermessen, die in Abbildung 33 dargestellt sind.

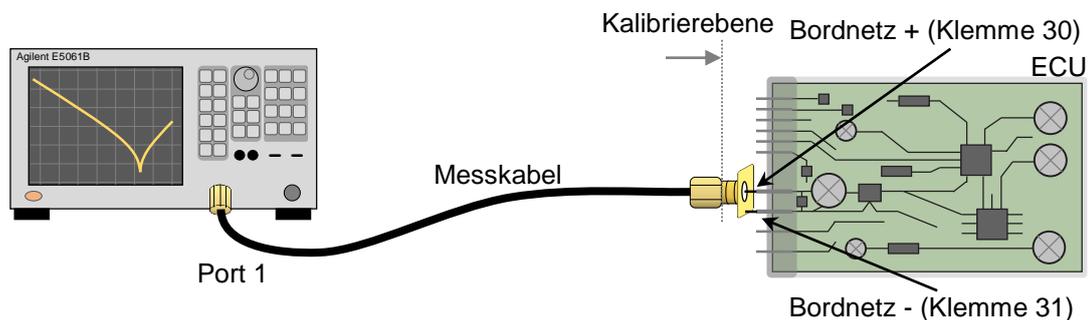
<sup>25</sup> Bei Silizium-Dioden beträgt die Schwellenspannung ca. 0,7 V. Die Bordnetzspannung ist üblicherweise deutlich größer, als die Schwellenspannung der Diode.



**Abbildung 33: ECUs zur Untersuchung der Eingangsimpedanz. An ECU<sub>2</sub> ist der SMA-Adapter zu erkennen, um das Messkabel an die Versorgungspins anschließen zu können.**

Unter Zuhilfenahme eines Netzwerkanalysators wurde eine 1-Port-Reflexionsmessung an den Anschlusspins für die Spannungsversorgung der ECUs aufgenommen. In der Abbildung ist am ECU<sub>2</sub> der Adapter von SMA auf die Versorgungs-Pins zu sehen.

In Abbildung 34 ist der Messaufbau dargestellt. Darin ist der Port 1 des Netzwerkanalysators mittels eines Messkabels und eines Adapters an die Bordnetzpins des ECU angeschlossen.



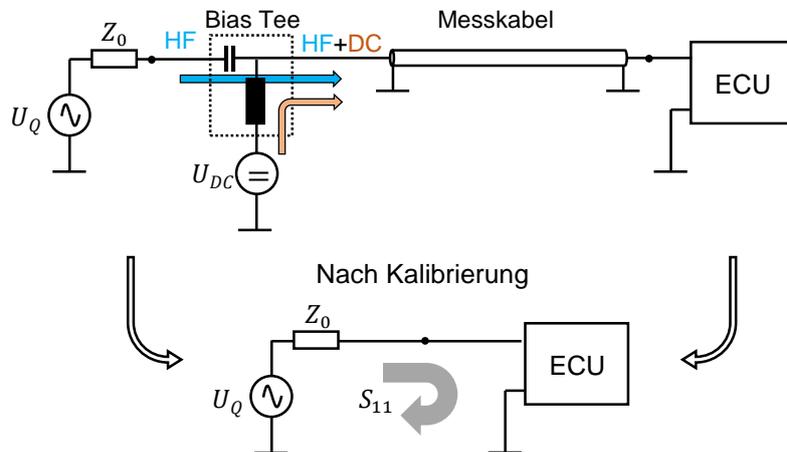
**Abbildung 34: Darstellung der Messungen der ECU-Eingangsimpedanz mit dem Netzwerkanalysator.**

Die Kalibrierebene deutet darauf hin, dass an diesem Ende des Messkabels eine Open-Short-Match-Kalibrierung durchgeführt wurde, um die unerwünschten Eigenschaften des Messkabels und andere systematische Fehlerquellen aus der Messung zu entfernen [86].

Um die Situation einer aktiven Bordnetzspannung nachzustellen, kann am verwendeten NWA<sup>26</sup> über einen integrierten Bias Tee ein Offset eingestellt werden. Zur Verdeutlichung des Messprinzips ist in Abbildung 35 ein Schaltbild dargestellt, welches die Quelle und das Bias Tee des NWA beinhaltet. Die Kapazität blockiert darin die DC-Spannung zur HF-Quelle hin und die Induktivität verhindert, dass das HF-Signal des

<sup>26</sup> Agilent E5061B

NWAs über die DC-Quelle abfließt. Somit entsteht am Ausgang des Bias Tee eine Überlagerung des HF- und DC-Signals. Nach der Kalibrierung sind die unerwünschten Effekte der Komponenten zwischen HF-Quelle und ECU aus den Messergebnissen entfernt. Die Quelle kann nun als direkt an das ECU angeschlossen betrachtet werden, womit die Reflexionsmessung des Streuparameters  $S_{11}$  an der ECU möglich ist.



**Abbildung 35: Prinzipschaltbild des Messaufbaus mit dem Bias Tee und nach der Kalibrierung die Reflexionsmessung des Streuparameters  $S_{11}$ .**

Die Streuparameter wurden im Frequenzbereich von 10 kHz bis 30 MHz gemessen. Aus dem Streuparameter  $S_{11}$  der Reflexionsmessung lässt sich mit

$$Z = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad 5.17$$

die angeschlossene Impedanz  $Z$  berechnen. Die Impedanz des Messsystems ist beim verwendeten Netzwerkanalysator mit  $Z_0 = 50 \Omega$  gegeben. Die Messergebnisse der ECU-Eingangsimpedanzen sind in Abbildung 36 gezeigt. Die Messung wurde an allen drei ECUs mit jeweils ein- und ausgeschalteter DC-Spannung durchgeführt.

Zunächst ist zu sagen, dass alle drei ECUs ein ähnliches Impedanzverhalten aufweisen. Es ist zu erkennen, dass mit ausgeschalteter DC-Spannung (gestrichelte Linien) bis 3 MHz ein kapazitives Verhalten vorliegt. Der Impedanzverlauf deutet auf eine relativ kleine Kapazität hin. Diese könnte möglicherweise von einem Kondensator mit wenigen nF vor dem Verpolschutz der Spannungsversorgung herrühren. Betrachtet man den Frequenzgang bei eingeschalteter DC-Spannung, erkennt man, dass die Impedanz v. a. unterhalb von 3 MHz deutlich geringer ist als vorher und in diesem Bereich ein resistives Verhalten aufweist. Die Veränderung des Impedanzverlaufs bestätigt die Annahme einer Verpolschutz-Diode. Mit eingeschalteter DC-Spannung wird damit die Impedanz der großen Kapazität mit ihrem parasitären Widerstand ( $R_{ESR}$  des Kondensators  $C_1$ , Abbildung 32) wirksam. Die Resonanzeffekte über 3 MHz deuten zudem auf mehrere kapazitive und induktive Elemente hin.

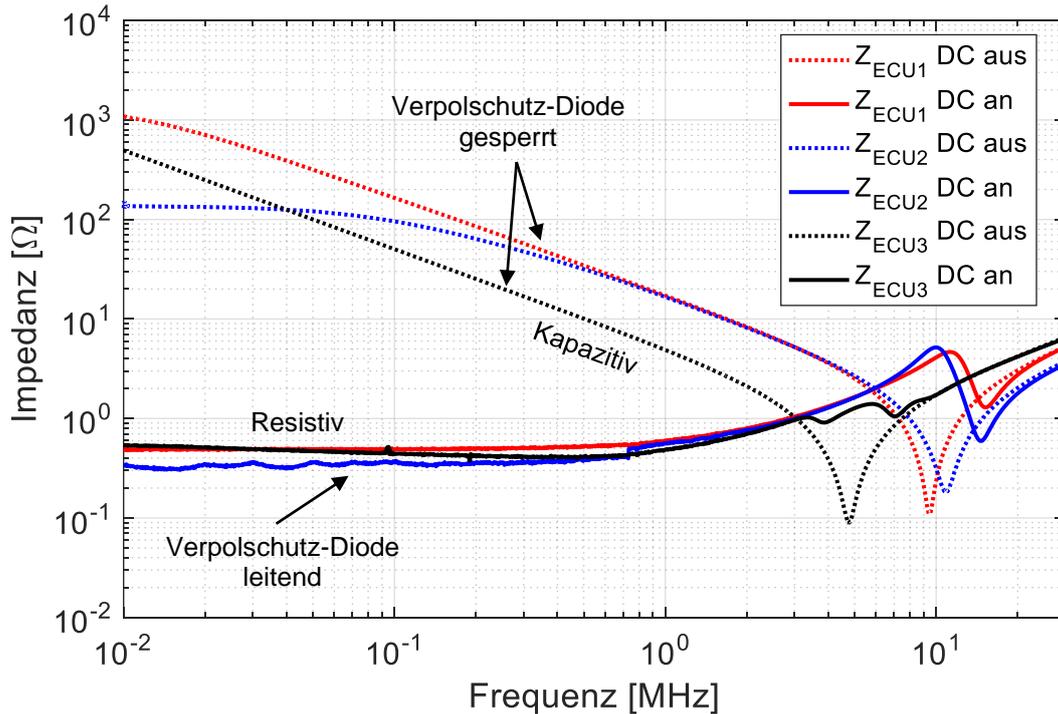


Abbildung 36: Gemessene Eingangsimpedanzen der ECUs für die Fälle „DC an“ und „DC aus“.

### 5.3.4.3 Modellierung der Eingangsimpedanz

Für eine detailliertere Analyse der Impedanz kann nun die allgemeine Eingangsschaltung aus Abbildung 32 als Grundlage für ein Ersatzschaltbild der hier gemessenen ECU-Eingangsimpedanz angenommen werden. Für den Fall einer eingeschalteten DC-Spannung kann die Verpolschutz-Diode vernachlässigt werden. Ebenso kann der Transientenschutz, der Spannungsregler und die dahinterliegende Beschaltung für die Kleinsignalanregung vernachlässigt werden, womit das ESB in Abbildung 37 entsteht.

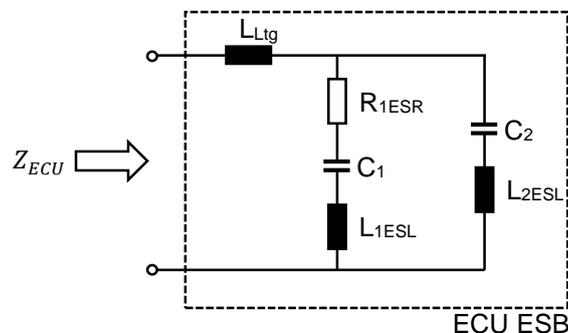


Abbildung 37: Ersatzschaltbild der Eingangsimpedanz.

Da Elektrolyt-Kondensatoren nicht für HF-Anwendungen ausgelegt sind und ein vergleichsweise großes  $R_{ESR}$  und  $L_{ESL}$  haben, wurde das entsprechende ESB für  $C_1$

gewählt, welches beide parasitären Elemente beinhaltet. Der Kondensator  $C_2$  hingegen ist speziell für HF-Anforderungen geeignet und hat einen vernachlässigbar kleinen  $R_{ESR}$ . Daher wurde hier nur die parasitäre Induktivität  $L_{ESL}$  berücksichtigt. Beide Kondensatoren mit ihren parasitären Elementen sind in dem Fall wie in der Original-Schaltung parallel angeschlossen und werden mit einer in Reihe geschalteten Leitungsin-  
 duktivität  $L_{Ltg}$  ergänzt, wobei die Leitungskapazität hier vernachlässigt wurde. Die Impedanz lässt sich dann analytisch berechnen:

$$Z_{ECU} = j\omega L_{Ltg} + \frac{\left(R_{1ESR} + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_{1ESL}\right) \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_{2ESL}\right)}{\left(R_{1ESR} + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_{1ESL}\right) + \left(\frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_{2ESL}\right)} \quad 5.18$$

Formuliert als ein Optimierungsproblem<sup>27</sup>, können die unbekannt Parameter des ESB in einem Computer mit einem Suchalgorithmus<sup>28</sup> an die Messdaten angepasst werden. Die gefundenen Parameter sind in Tabelle 5 dargestellt. Der Kondensator  $C_2$  wurde mit 220  $\mu\text{F}$  angenommen. Dieser Wert findet sich erfahrungsgemäß häufig als Pufferkondensator in Kfz-Anwendungen. Wegen der großen Kapazität wirken lediglich seine parasitären Elemente im gemessenen Frequenzbereich. Die ermittelten Werte der Bauteile und ihrer parasitären Elemente liegen in einem realistischen Bereich.

$L_{Ltg}$	$R_{1ESR}$	$C_1$	$L_{1ESL}$	$C_2$	$L_{2ESL}$
31 nH	486 m $\Omega$	220 $\mu\text{F}$	18 nH	9 nF	0,65 nH

**Tabelle 5: ESB-Parameter für die Eingangsimpedanz von ECU1.**

Der Vergleich zwischen der Messung und dem Impedanzverlauf des ESB in Abbildung 38 zeigt eine sehr gute Übereinstimmung und bestätigt die vermutete Eingangsbeschaltung. Die Auswirkungen der Elemente auf die Impedanz sind in der Grafik gekennzeichnet. Zudem wird die Impedanz des ESB für tiefere Frequenzen ab 500 Hz gezeigt, um den Impedanzanstieg aufgrund des Kondensators  $C_1$  bei tiefen Frequenzen zu verdeutlichen.

<sup>27</sup> Hier eine zu minimierende Gütefunktion  $G(L_{Ltg}, R_{1ESR}, L_{1ESL}, C_2, L_{2ESL}) = (|Z_{mess}| - |Z_{ECU}(L_{Ltg}, R_{1ESR}, L_{1ESL}, C_2, L_{2ESL})|)^2$ .

<sup>28</sup> Z. B. Gradientenabstiegsverfahren

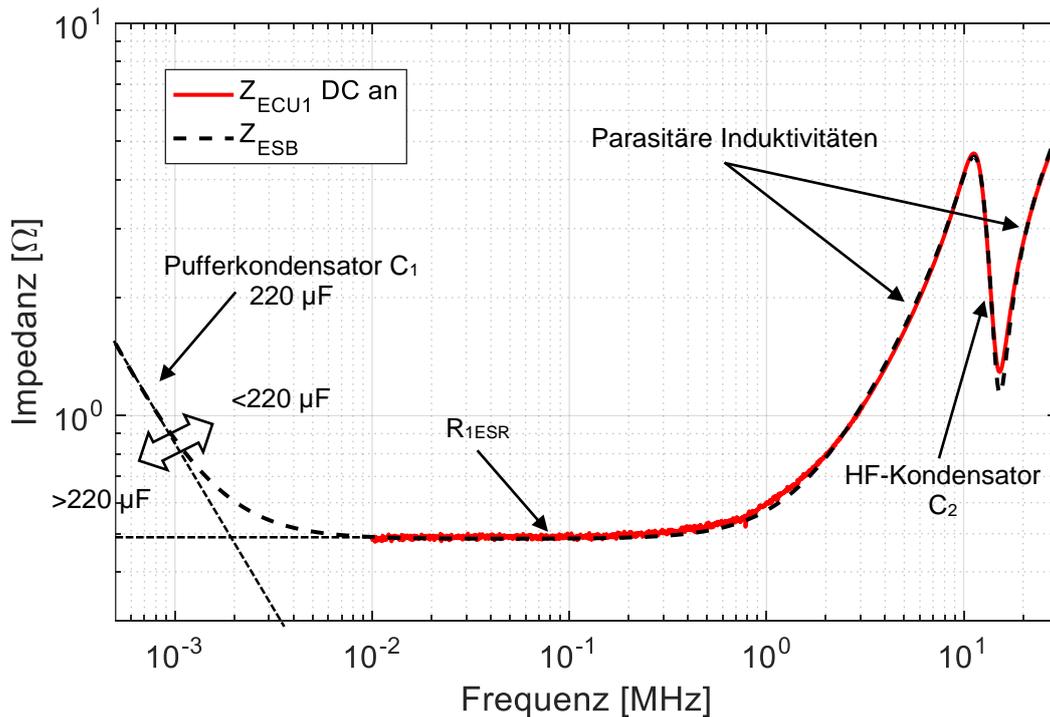


Abbildung 38: Vergleich der gemessenen Eingangsimpedanz von ECU1 und der Impedanz des ESB mit den Werten aus Tabelle 5.

Die Ergebnisse der Untersuchung legen dar, dass der HF-Schutz und der Glättungskondensator zu einem niederimpedanten Verhalten des ECU führen, wobei letzterer für Frequenzen unterhalb von 1 MHz in gewissen Grenzen auch als Schutz betrachtet werden kann. Die theoretischen Überlegungen und die Messungen an drei verschiedenen ECUs führen zu dem Schluss, dass sich die Impedanz im Frequenzbereich von PLC (z. B. 10 kHz bis 30 MHz) zwischen  $0,5 \Omega$  und  $5 \Omega$  bewegt. Die niedrige Impedanz ist für die grundlegende Funktion und die EMV von ECUs notwendig. Sie führt aber auch dazu, dass besondere Maßnahmen bei der Kopplung von PLC-Modems berücksichtigt werden müssen.

#### 5.3.4.4 PLC Modem im ECU

Neben Aktuatoren und Sensoren, gehören ECUs zu den Informationsquellen und -senken. PLC Modems sollten in räumlicher Nähe der Quellen bzw. Senken positioniert sein. Eine sinnvolle Position wäre demnach direkt an den Anschlussklemmen der Energiebordnetzleitungen im ECU selbst. Eine mögliche Integration des PLC Modems ist in Abbildung 39 dargestellt. Die Funktion der einzelnen Elemente ist bereits in Kapitel 5.3.4.1 beschrieben worden. Der Mikrokontroller ( $\mu C$ ) ist hier die datenverarbeitende Einheit und tauscht Daten über das PLC Modem mit anderen ECUs im PLC Netzwerk aus.

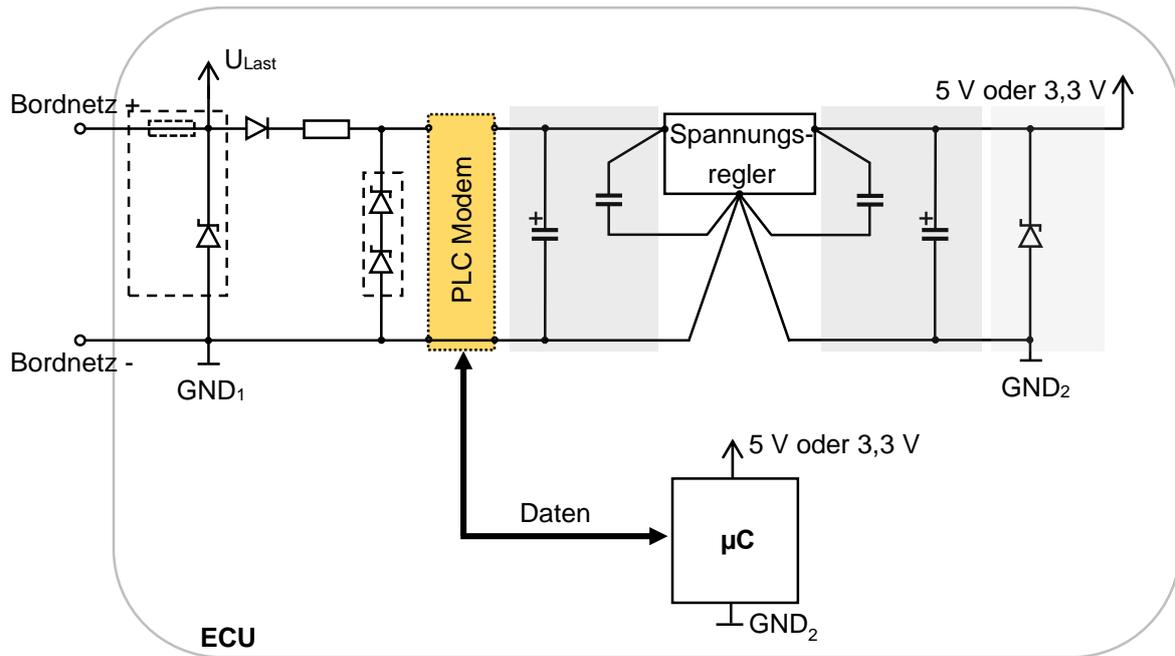


Abbildung 39: Mögliche Position eines PLC-Modems im ECU.

Die Platzierung des PLC-Modems hinter dem Transientenschutz kann das Modem vor energiereichen Impulsen schützen und so einen eigenen Schutz einsparen. Auf die PLC-Signale mit geringer Leistung hat der Transientenschutz keine Auswirkung, da die Dioden erst bei großen Spannungspegeln ihre Wirkung zeigen. Abgesehen von den parasitären Kapazitäten der Dioden dürften die Kondensatoren den größten Einfluss auf die Kleinsignalimpedanz haben. Das bedeutet, dass PLC Signale, welche üblicherweise im MHz-Bereich liegen, kurzgeschlossen werden. Damit ist zwar die ECU-interne EMV gegenüber dem PLC-Modem sichergestellt, dies kann aber speziell bei der Kopplung des Modems zusätzlichen Aufwand bedeuten. Im folgenden Kapitel werden Möglichkeiten für das Einkoppeln von PLC Signalen in das Energiebordnetz unter Berücksichtigung der besonderen Rahmenbedingungen untersucht.

## 5.4 Einkopplung von Datensignalen in das Energiebordnetz

Koppelnetzwerke haben in erster Linie die Aufgabe, das hochfrequente Datensignal des PLC-Modems auf die Energieleitungen des Bordnetzes ein- und auszukoppeln. Eine galvanische Trennung zwischen dem Bordnetz und dem PLC-Transceiver ist notwendig. Die galvanische Entkopplung von Gleichstrom/Gleichspannung und die gleichzeitige Kopplung der HF-Signale lässt sich kapazitiv mit Kondensatoren oder induktiv mit Übertragern (Transformatoren) realisieren. Für eine effiziente Übertragung, also eine starke Kopplung zwischen PLC-Modem und Bordnetz, sollten die Verluste in den Koppelnetzwerken möglichst gering sein. Dabei ist ein weiterer Aspekt die Impe-

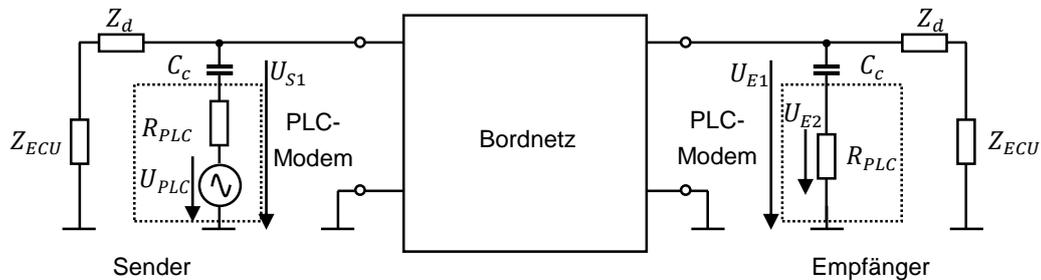
danz- bzw. Leistungsanpassung. Wenn die Impedanz des PLC-Modems an den Wellenwiderstand der Energieleitung angepasst wird, ist die vom Sendermodem zum Empfängermodem übertragene Leistung am größten. Weiterhin lassen sich durch diese Maßnahme Reflexionen auf dem Bordnetz reduzieren und somit die Signalintegrität verbessern. Dadurch kann die Symboldauer kleiner gewählt werden, womit direkt eine höhere Datenrate einhergeht. Bei einem Bordnetz mit vielen Verzweigungen und einem nicht konstanten Wellenwiderstand ist die Impedanzanpassung nur schwierig umzusetzen. Dennoch können durch eine näherungsweise Anpassung der Impedanz, realisiert mithilfe von Koppelnetzwerken oder zusätzlichen Übertragern, die Übertragungseigenschaften optimiert werden. Eine geeignete Koppelstruktur kann dazu beitragen, geringe Signaldämpfung zu erreichen, und helfen, das Signal-Rausch-Verhältnis zu verbessern.

Weitere Kriterien bei der Auslegung von Koppelnetzwerkstrukturen sind die Kosten, die Zuverlässigkeit, der Aufwand und die Komplexität. Weiterhin muss die innere EMV berücksichtigt werden, wenn PLC-Modems innerhalb von ECUs verbaut werden. Zum einen darf das PLC-Modem die Funktion des ECU nicht stören, zum anderen ist auch eine Beeinträchtigung des Modems durch das ECU zu verhindern. Hier kann die Wahl einer Koppelnetzwerkstruktur dazu beitragen, den Mehraufwand für die Einhaltung der inneren EMV gering zu halten.

Bei der Wahl und Auslegung eines Koppelnetzwerks können Konditionierungsmaßnahmen in Form von Entkopplungsstrukturen erforderlich sein. Diese dienen der Entkopplung der PLC-Signale von für HF niederimpedanten Eingängen bei ECUs mit kapazitiven Eingangsbeschaltungen. So kann eine zu starke Dämpfung der Nachrichtensignale durch die ECUs vermieden werden. Ein weiterer Anwendungsfall ist die Segmentierung des Bordnetzes. Dazu wird an bestimmten Stellen im Bordnetz das PLC-Signal durch eine HF-Entkopplung unterbrochen. Somit lassen sich in bestimmten Teilabschnitten des Bordnetzes definierte Ausbreitungswege für PLC-Signale herstellen und damit die Signalintegrität verbessern. Außerdem können auf diese Weise eigenständige PLC-Netzwerke im Bordnetz geschaffen werden. Bei der Dimensionierung der Entkopplungsstrukturen ist eine hohe Dämpfung der PLC-Signale sicherzustellen, während gleichzeitig der von den Verbrauchern benötigte Gleichstrom nicht beeinflusst werden darf – etwa durch einen zu hohen Spannungsabfall in der Entkopplungsstruktur. Zudem muss gewährleistet sein, dass hohe Ströme von niederohmigen Verbrauchern und die Umgebungsbedingungen, z. B. hohe Temperaturen, keine Beeinträchtigung der Funktion darstellen.

### 5.4.1 Kapazitive Kopplung

Bei der kapazitiven Kopplung (Abbildung 40) vereint der Koppelkondensator  $C_c$  die beiden Aufgaben der Entkopplung der Gleichspannung und der möglichst starken Kopplung zwischen PLC-Modem und Bordnetz bezüglich des hochfrequenten Datensignals. Dies ist möglich wegen der frequenzabhängigen Impedanz einer idealen Kapazität.



**Abbildung 40: Kapazitive Kopplung eines PLC-Signals an das Kfz-Bordnetz unter Berücksichtigung von ECUs auf der Sender- und Empfängerseite. Das Bordnetz ist hier als Black-Box dargestellt. Die zusätzliche Impedanz  $Z_d$  dient der Entkopplung von niederimpedanten ECUs.**

Für PLC-Signale mit höheren Frequenzanteilen und hinreichend großem Koppelkondensator  $C_c$  kann die Impedanz gering genug sein, um diese durchzulassen. Zusammen mit dem Eingangswiderstand  $R_{PLC}$  des Modems bildet sich empfangenseitig ein RC-Hochpass, mit der Übertragungsfunktion

$$H_E = \frac{U_{E2}}{U_{E1}} = \frac{R_{PLC}}{R_{PLC} + Z_{C_c}} \quad 5.19$$

unter der Annahme

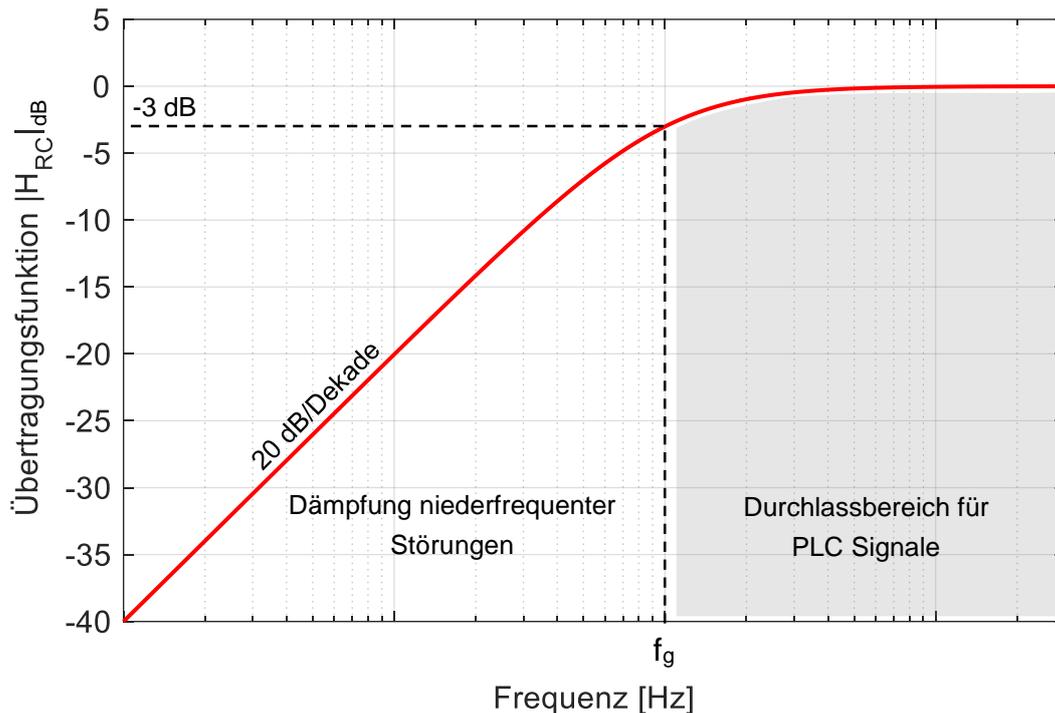
$$Z_d + Z_{ECU} \gg R_{PLC} + \frac{1}{j\omega C_c}. \quad 5.20$$

Mithilfe der Formel für die Grenzfrequenz  $f_g$  kann somit der Wert für den Kondensator bei gegebenem Modem-Innenwiderstand gewählt werden:

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_{PLC} C_c} \quad 5.21$$

Für eine Berechnung der senderseitigen Übertragungsfunktion ( $H_S = \frac{U_{S1}}{U_{PLC}}$ ) ist die Kenntnis über die senderseitige Eingangsimpedanz der Bordnetzes notwendig. Diese hängt von der Bordnetzstruktur, den Leitungen und den Abschlussimpedanzen ab. Eine Analyse des Impedanzverhaltens von Energiebordnetzkomponenten wird in Kapitel 5 durchgeführt.

Um die Zusammenhänge der kapazitiven Kopplung zu verdeutlichen, wird in Abbildung 41 die Übertragungsfunktion des RC-Tiefpasses aus Koppelkapazität und Eingangswiderstand des PLC-Modems aufgetragen. Die Grenzfrequenz sollte so gewählt werden, dass möglichst viele niederfrequente Störungen des Bordnetzes gedämpft werden. Im vorliegenden Fall wirkt der Filter mit 20 dB/Dekade dämpfend auf Störungen, die unterhalb der Grenzfrequenz liegen. Das Datensignal kann ohne nennenswerte Dämpfung im Durchlassbereich des Filters das Empfängermodem erreichen.



**Abbildung 41: Übertragungsfunktion des empfängerseitigen RC-Hochpasses, welche aus der kapazitiven Kopplung resultiert.**

Eine Eigenschaft der kapazitiven Kopplung ist, dass das PLC-Modem parallel zur Nachrichtenquelle bzw. -senke liegt, die in der Regel ein ECU mit einer kapazitiven Eingangsbeschaltung ist und gemäß der Resultate in Kapitel 5.3 eine betragsmäßige Impedanz von  $0,5\text{--}5\ \Omega$  bis 30 MHz aufweisen kann. Dies führt zu dem Problem, dass das PLC-Signal in  $Z_{ECU}$  einen niederimpedanten HF-Pfad sieht, womit der größte Teil der Sendeleistung daran abgeführt wird und das Empfangsmodem nicht erreicht. Folglich ist eine Entkopplung vom ECUs nötig, die im nächsten Kapitel näher erläutert wird und die in Abbildung 40 durch die Impedanz  $Z_d$  dargestellt ist. Ein weiterer Nachteil der kapazitiven Kopplung ist die fehlende Möglichkeit der Impedanzanpassung. Wenn notwendig, muss diese z. B. mittels eines Übertragers realisiert werden, der in Abhängigkeit vom Windungsverhältnis eine entsprechende Impedanztransformation vornimmt. Die Nachteile werden durch die äußerst simple Struktur und die günstige Implementierung aufgewogen.

### 5.4.2 Entkopplung von niederimpedanten Strompfaden

Eine Entkopplung ist notwendig, wenn niederimpedante Strompfade an Verzweigungsstellen im Bordnetz oder Verbrauchern die PLC-Signale zu stark dämpfen oder auch das Bordnetz in mehrere eigenständige PLC-Subnetzwerke geteilt werden soll. Grundsätzlich eignet sich jeder Tiefpass als Entkopplungsstruktur. Im einfachsten Fall kann eine Induktivität als Längselement für eine Entkopplung benutzt werden. Die Impedanz einer Induktivität kann mit

$$Z_d = j\omega f L_d \quad 5.22$$

angegeben werden. Die Induktivität muss so dimensioniert sein, dass zum einen der maximal zu erwartende Gleichstrom geführt werden kann und zum anderen eine hinreichend hohe Dämpfung der hochfrequenten PLC-Signale gegeben ist. Dazu sollte die Impedanz  $Z_d$  zusammen mit der ECU Impedanz  $Z_{ECU}$  deutlich größer sein als der Modem-Innenwiderstand:

$$j\omega L_d + Z_{ECU} \gg R_{PLC} \quad 5.23$$

Reale Spulen weisen zudem eine parasitäre Kapazität auf. Bei der Auslegung sollte darauf geachtet werden, dass die Eigenresonanzfrequenz der Spule oberhalb der PLC-Frequenzen liegt, damit die parasitäre Kapazität die Impedanz im relevanten Frequenzbereich nicht herabsetzt. Ist der zu entkoppelnde Verbraucher kapazitiv, wie es bei ECUs häufig der Fall ist, ist es essentiell, dass die Resonanzfrequenz

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d C_{ECU}}} \quad 5.24$$

unterhalb der PLC-Frequenzen liegt, um eine ausreichende Entkopplung zu bewirken. Für die Abschätzung der Resonanzfrequenz kann die ECU Impedanz näherungsweise als eine Kapazität  $C_{ECU}$  angenommen werden und die Resonanzfrequenz berechnet werden.

#### 5.4.2.1 Segmentierung in Teilbordnetze

Um das Bordnetz zu segmentieren, eignen sich besonders LCL-Filter. In Abbildung 42 ist beispielhaft eine solche Entkopplungsstruktur für die Segmentierung in zwei Subnetzwerke zu sehen.

Mit dieser Schaltung kann im Idealfall eine Dämpfung von 60 dB/Dekade zwischen den beiden Bordnetzsegmenten erzielt werden. Dazu muss die Grenzfrequenz des Tiefpasses unterhalb der PLC-Frequenzen gewählt werden.

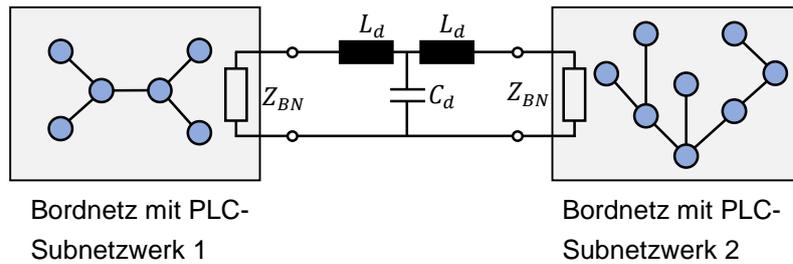


Abbildung 42: Bordnetzsegmentierung mit einem LCL-Filter.

Damit gleichzeitig die PLC-Signale innerhalb eines Sub-Bordnetzes keine große Dämpfung erfahren, muss die Belastung durch die Entkopplungsstruktur und das Bordnetz möglichst gering sein, d. h. die Impedanz der Entkopplungsstruktur zusammen mit der Bordnetzimpedanz  $Z_{BN}$  muss deutlich größer als der Modem-Innenwiderstand sein:

$$j\omega L_d + \frac{1}{j\omega C_d} \parallel (j\omega L_d + Z_{BN}) \gg R_{PLC} \quad 5.25$$

Mithilfe der beiden erwähnten Bedingungen können die Werte für die Kapazität und Induktivität festgelegt werden. Dabei sind auch parasitäre Effekte der Bauteile von Bedeutung. Die Anbindung der Kapazität  $C_d$  an Masse sollte möglichst kurz sein, um den Einfluss parasitärer Induktivitäten vernachlässigbar klein zu halten. Ebenso muss die Eigenresonanzfrequenz der Induktivitäten  $L_d$  hinreichend groß sein.

#### 5.4.2.2 Filterspulen mit Ferritkern

Für die Realisierung von Induktivitäten können Luftspulen verwendet werden oder Spulen mit Kernmaterialien, die magnetische Flussdichte erhöhen und damit kleinere Baugrößen erlauben. Bei letzterem kommen häufig Ferrite zum Einsatz, die z. B. als Ringkern (Abbildung 43) Anwendung finden.

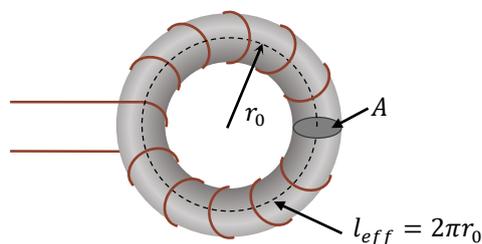


Abbildung 43: Ringkernspule mit mittlerem Radius  $r_0$ , Querschnittsfläche  $A$  und mittlerer Weglänge  $l_{eff}$ .

Die Impedanz berechnet sich dabei wie folgt:

$$Z_d = j\omega L_0 \mu_r \quad 5.26$$

$L_0$  ist dabei die geometrische Induktivität ohne Spulenkern und kann für Ringkerne mit folgender Formel abgeschätzt werden [87]:

$$L_0 = N^2 \frac{\mu_0 A}{l_{eff}} \quad 5.27$$

Die Abschätzung gilt, wenn.

$$\mu_r = \mu'_r(f) - j\mu''_r(f) \quad 5.28$$

Der Realteil  $\mu'_r$  ist maßgebend für die Induktivität, der Imaginärteil  $\mu''_r$  für die Umagnetisierungsverluste. Die Impedanz ergibt sich dementsprechend mit den Gleichungen 5.26 und 5.28 als:

$$Z_d = \underbrace{\omega L_0 \mu''_r}_{R_s} + j \underbrace{\omega L_0 \mu'_r}_{L_s} \quad 5.29$$

Die Spule mit Ferritkern kann als eine Serienschaltung mit der frequenzabhängigen Induktivität  $L_s$  und dem ebenfalls frequenzabhängigen Widerstand  $R_s$  betrachtet werden.

### 5.4.2.3 Volumenabschätzung der Entkopplungsstruktur

Von großer Bedeutung für die Integration von PLC in das Bordnetz sind der Platzbedarf und das Gewicht der Komponenten, die für den Betrieb notwendig sind. Passive Filter für Versorgungsleitungen sind meist voluminös und schwer, womit sie die Vorteile von PLC kompensieren können oder gar einen Gewichts- und Volumenzuwachs mit sich bringen. Daher ist eine Abschätzung des zusätzlichen Volumenbedarfs von Entkopplungsstrukturen von Interesse. Wie bereits erwähnt, erlauben Filter mit Ferritkernen eine kleine Baugröße. Der Nachteil von Ferriten ist das nichtlineare Verhalten der relativen Permeabilität. Bei einem zu hohen Strom geht das Material in Sättigung. Damit verliert der Ferrit seine Wirkung, weshalb der maximal zu erwartende Strom bei der Auslegung einer Ferrit-Entkopplung zwingend berücksichtigt werden muss. Die Sättigungsflussdichte  $B_{sat}$  des Kernmaterials ist hierbei von entscheidender Bedeutung. Sie liegt für Mangan-Zink bei 440 mT; bei Nickel-Zink ist eine etwa halb so große Sättigungsflussdichte zu beobachten [89]. Der Sättigungsstrom  $I_{sat}$  kann mithilfe des Durchflutungsgesetzes abgeschätzt werden [87]:

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} l_{eff}}{\mu_r \mu_0 N} \quad 5.30$$

Dabei ist  $l_{eff}$  die mittlere Weglänge der Feldlinien des geschlossenen Ringkerns ( $l_{eff} = 2\pi r_0$ ), der für hohe Sättigungsströme dementsprechend groß sein muss, was mit einem entsprechend großen Volumen einhergeht. Um Bauraum zu sparen, ist es

möglich, durch Einfügen eines Luftspalts mit der Länge  $l_{gap}$  die effektive mittlere Weglänge  $l_{eff}$  der Feldlinien im Ringkern zu vergrößern, während die geometrische Länge  $l$  konstant bleibt [90]:

$$l_{eff} = l + l_{gap}\mu_r \quad 5.31$$

Allerdings ist die Induktivität  $L_0$  nach Gleichung 5.27 antiproportional zur mittleren Weglänge, die demgemäß nicht zu groß gewählt werden darf. Um für eine bestimmte Induktivität  $L$  das erforderliche Bauvolumen  $V = A \cdot l$  abzuschätzen, werden die Gleichungen 5.27, 5.30 und 5.31 ineinander eingesetzt:

$$V = A \cdot l = \frac{LI_{sat}}{B_{sat}N} \cdot \left( \frac{\mu_0\mu_r I_{sat}N}{B_{sat}} - \mu_r l_{gap} \right) \quad 5.32$$

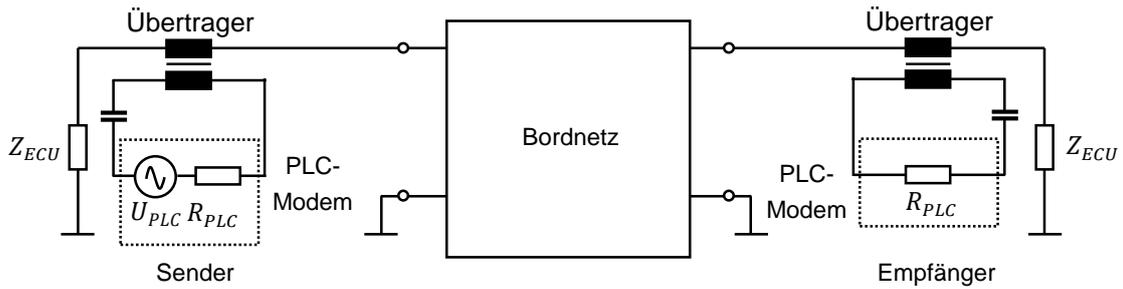
Streueffekte sind hierbei nicht berücksichtigt, sodass die Gleichung nur gilt, wenn  $\mu_r \gg 1$  und  $l_{gap} \ll l$  ist [90]. Die Gleichung zeigt, dass das Volumen – und damit auch das Gewicht – in erster Näherung quadratisch mit dem Sättigungsstrom wächst. Bei hinreichend großem Luftspalt sind jedoch nahezu beliebig kleine Baugrößen realisierbar sind, solange die oben genannten Bedingungen erfüllt sind. Ferner definiert der nötige Kabelquerschnitt, der auf Basis des tolerierbaren Spannungsabfalls und Temperaturanstiegs dimensioniert werden muss, eine untere Schranke des Volumens, da die mittlere Weglänge  $l$  aufgrund der Kabelwicklung nicht beliebig klein sein kann.

Beispielsweise benötigt die Entkopplung eines 500 W Verbrauchers im 12 V Bordnetz einen Ferrit mit einer Querschnittsfläche von  $1 \text{ cm}^2$ , einem mittleren Durchmesser von etwa  $2 \text{ cm}$  und einem Luftspalt von  $1,1 \text{ mm}$ , um eine Induktivität von  $10 \text{ }\mu\text{H}$  ohne Sättigungseffekte zu realisieren (bei  $N = 10$  und  $\mu_r = 1000$ ).

Ferrite werden darüber hinaus verwendet, um Übertrager für eine induktive Kopplung herzustellen. Aufgrund der hohen Permeabilität eignen sie sich hervorragend, um das Magnetfeld zu bündeln und so eine starke magnetische Kopplung zu gewährleisten. Dies wird im nächsten Abschnitt näher erläutert.

### 5.4.3 Induktive Kopplung

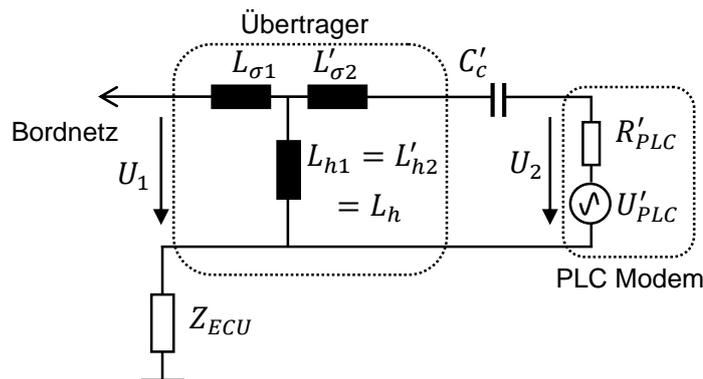
Bei der induktiven Kopplung von PLC-Signalen kann ein Übertrager verwendet werden, dessen Primärwicklung in Reihe zur ECU Impedanz  $Z_{ECU}$  liegt. Abbildung 44 zeigt exemplarisch die Anbindung eines Senders und Empfängers an das Bordnetz in Anwesenheit von ECU-Impedanzen. Die Kapazität im Sender- bzw. Empfängerstromkreis (Sekundärwicklung des Übertragers) dient dazu, Gleichströme bzw. niederfrequente Ströme zu unterbinden.



**Abbildung 44: Prinzipschaltung einer induktiven Kopplung von PLC-Modems an das Kfz-Bordnetz in Gegenwart von ECUs auf der Sender- und Empfängerseite. Das Bordnetz ist hier wieder als Black-Box dargestellt.**

Ein Übertrager besteht im Wesentlichen aus einer Anordnung von zwei magnetisch gekoppelten Spulen. Um eine möglichst gute Flussverketzung zu erzielen, können die Spulen auf ferromagnetische Kerne gewickelt werden. Solche Konfigurationen sind für Großsignalanregungen nichtlinear. Luftübertrager oder Kerne mit Luftspalt können die Anordnung linearisieren. Für die Übertragung kleiner Leistungen bei Datensignalen kann der Übertrager mit Kern meist als linear und verlustlos angenommen werden. Im vorliegenden Anwendungsfall übernimmt der Übertrager zwei Aufgaben: die Anpassung der PLC-Modemimpedanz an die Bordnetzimpedanz zur optimalen Leistungsübertragung sowie die galvanische Trennung des PLC-Modems von der Bordnetzspannung.

In Abbildung 45 ist das Streuungs-Ersatzschaltbild [87] eines Übertragers in Kombination mit dem PLC-Modem und der ECU Impedanz abgebildet. Darin ist  $L_{h1}$  bzw.  $L'_{h2}$  die Hauptinduktivität und  $L_{\sigma 1}$  und  $L'_{\sigma 2}$  sind die Streuinduktivitäten der Primär- und Sekundärseite.



**Abbildung 45: Ersatzschaltbild eines verlustlosen Übertragers mit Streuung gemäß der Anordnung aus Abbildung 44.**

Mittels Transformation können die Impedanzen und Spannungen der Sekundärseite auf die Primärseite übertragen werden. Die transformierten Größen auf der Primärseite ergeben sich aus dem Windungsverhältnis  $\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2}$  folgendermaßen [87]:

$$\begin{aligned} L'_{\sigma 2} &= \ddot{u}^2 L_{\sigma 2} \\ L'_{h2} &= \ddot{u}^2 L_{h2} \end{aligned} \quad 5.33$$

$$C'_c = \frac{C_c}{\ddot{u}^2} \quad 5.34$$

$$R'_{PLC} = \ddot{u}^2 R_{PLC} \quad 5.35$$

$$U'_{PLC} = \ddot{u} U_{PLC} \quad 5.36$$

Die Spuleninduktivitäten der Primärseite  $L_1$  und der Sekundärseite  $L_2$  ergeben sich aus der Summe der jeweiligen Haupt- und Streuinduktivität:

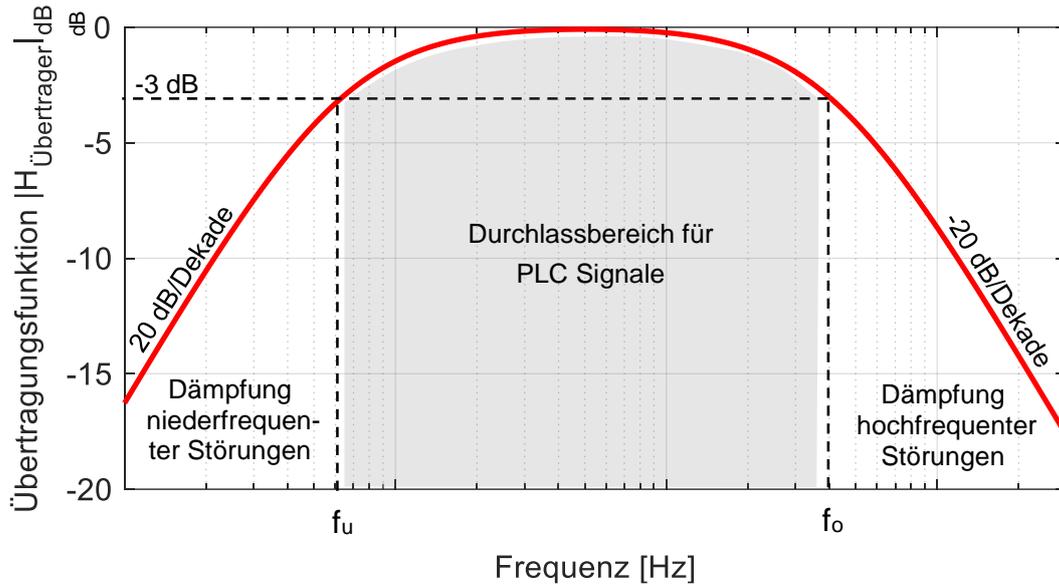
$$\begin{aligned} L_1 &= L_{h1} + L_{\sigma 1} \\ L_2 &= L_{h2} + L_{\sigma 2} \end{aligned} \quad 5.37$$

Anhand von Formel 5.35 wird ersichtlich, dass der Modeminnenwiderstand  $R_{PLC}$  mit dem Faktor  $\ddot{u}^2$  auf die Primärseite des Übertragers transformiert wird. Diese Tatsache erlaubt es, mithilfe des Windungsverhältnisses die Impedanz an die Zugangsimpedanz des Bordnetzes anzupassen.

Aus dem Streuungs-Ersatzschaltbild in Abbildung 45 kann die empfängerseitige Übertragungsfunktion aufgestellt werden:

$$H_{\text{Übertrager}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_{PLC}}{(R_{PLC} + Z'_{c_c} + Z'_{\sigma 2})} \cdot \frac{Z_h || (Z'_{\sigma 2} + Z_{c_c} + R_{PLC})}{Z_h || (Z'_{\sigma 2} + Z_{c_c} + R_{PLC}) + Z_{\sigma 1}} \quad 5.38$$

Zur Veranschaulichung ist der Betrag der Übertragungsfunktion in Abbildung 46 über der Frequenz aufgetragen. Darin ist die Bandpasscharakteristik der Schaltung zu erkennen. Zum einen wirken die beiden Streuinduktivitäten  $L_{\sigma 1}$  und  $L'_{\sigma 2}$  dämpfend bei hohen Frequenzen, zum anderen wirkt die Kapazität  $C'_c$  dämpfend bei niedrigen Frequenzen.



**Abbildung 46:** Übertragungsfunktion des empfängerseitigen Übertragers, welche aus dem Streuungs-Ersatzschaltbild und der Kapazität  $C_c$  der Kopplung resultiert.

Für eine hinreichend große Hauptinduktivität  $L_{h1}$  und hohe Frequenzen kann die entsprechende Impedanz der Hauptinduktivität groß genug sein, um vernachlässigt zu werden. Dann können die untere Grenzfrequenz  $f_u$  und die obere Grenzfrequenz  $f_o$  näherungsweise mit

$$f_u \approx \frac{1}{2\pi R'_{PLC} C'_c} \quad (5.39)$$

$$f_o \approx \frac{R'_{PLC}}{2\pi(L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2})}$$

berechnet werden.

Ferner limitiert die Hauptinduktivität die untere Betriebsfrequenz des Übertragers. Dies wird im Streuungs-Ersatzschaltbild ersichtlich: Bei einer niedrigen Impedanz der Hauptinduktivität wirkt diese wie ein Kurzschluss, wodurch die Übertragung kurzgeschlossen wird.

Mithilfe der Gegeninduktivität  $M$ ,

$$M = \sqrt{L_{h1} L_{h2}}, \quad (5.40)$$

und des Koppelfaktors  $k$ ,

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (5.41)$$

können die Streuinduktivitäten eines Übertragers aus den Spuleninduktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  und dem Koppelfaktor  $k$  des Übertragers berechnet werden:

$$\begin{aligned} L_{\sigma 1} &= (1 - k) \cdot L_1 \\ L_{\sigma 2} &= (1 - k) \cdot L_2 \end{aligned} \tag{5.42}$$

Der Koppelfaktor liegt zwischen 0 und 1. Der Formel entsprechend müssen der Koppelfaktor oder die Spuleninduktivitäten groß genug sein, um gemäß der Formel 5.39 die Grenzfrequenz oberhalb des Übertragungsbandes von PLC-Signalen zu realisieren.

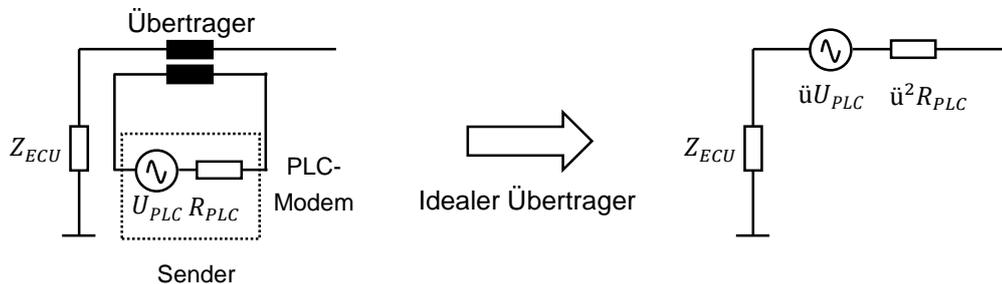
Aus diesem Grund verwenden HF-Übertrager hochpermeable Kerne, meist aus Ferritmaterial, um die magnetische Flussdichte zu erhöhen und das Streufeld möglichst gering zu halten. Kernmaterialien sind in der Regel verlustbehaftet. Die Ummagnetisierungsverluste manifestieren sich im Imaginärteil  $\mu_r''$  der komplexen Permeabilität [87]. Der Realteil  $\mu_r'$  hingegen ist maßgebend für die Spuleninduktivitäten. Dementsprechend ist ein Kernmaterial mit möglichst geringem  $\mu_r''$  im Nutzfrequenzbereich für eine weitestgehend verlustlose Übertragung zu wählen. Ein wesentlicher Nachteil von der Ferrite ist die nichtlineare Kennlinie der Permeabilität. Insbesondere für den Einsatz von Übertragern in Bordnetzabschnitten mit hoher Gleichstrombelastung kann der Kern in Sättigung gehen und die Eigenschaft, die magnetische Flussdichte zu erhöhen, verlieren. Dadurch sinkt der Koppelfaktor und die obere Grenzfrequenz des Übertragers verschiebt sich zu kleineren Frequenzen. Gegenmaßnahmen wurden bereits in Kapitel 5.4.2.2 diskutiert. Der Sättigungseffekt kann andererseits als Transientenschutz genutzt werden. Denn energiereiche Impulse können durch die Verringerung der Kopplung auf der Modemseite gedämpft werden, wodurch das Modem vor der Zerstörung durch Überspannung geschützt werden kann.

Für vereinfachte Untersuchungen kann die Bandpasscharakteristik des verlustlosen Übertragers vernachlässigt werden, indem die Spuleninduktivitäten beliebig groß gemacht werden. Für einen streuungsfreien Übertrager ( $k = 1$ ) und eine sehr große primäre Spuleninduktivität  $L_1 \rightarrow \infty$  [91] kann die Kettenmatrix angegeben werden zu [91]:

$$A_{\text{Übertrager}} = \begin{bmatrix} \ddot{u} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\ddot{u}} \end{bmatrix} \tag{5.43}$$

Diese Formulierung eignet sich insbesondere für die Kombination mit der in Kapitel 5.1.2 eingeführten Darstellung einer verzweigten Bordnetzstruktur. Auch kann daraus ein grundlegendes Verhalten des Übertragers dargestellt werden. Die Quelle und der Modeminnenwiderstand können nämlich mit dem Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  des Übertragers auf die Primärseite transformiert werden, wie Abbildung 47 zeigt. Damit liegen die Quelle und der Modeminnenwiderstand in Reihe zur ECU Impedanz und

zum Bordnetz. Auf diese Weise können die Haupt- und Streuinduktivitäten vernachlässigt werden, wodurch der ideale Übertrager ein breitbandiges Übertragungsverhalten aufweist.



**Abbildung 47: Transformation des Modeminnenwiderstandes und der Quelle von der Sekundär- auf die Primärseite mittels eines idealen Übertragers. Die Kapazität  $C_c$  wurde hier nicht berücksichtigt.**

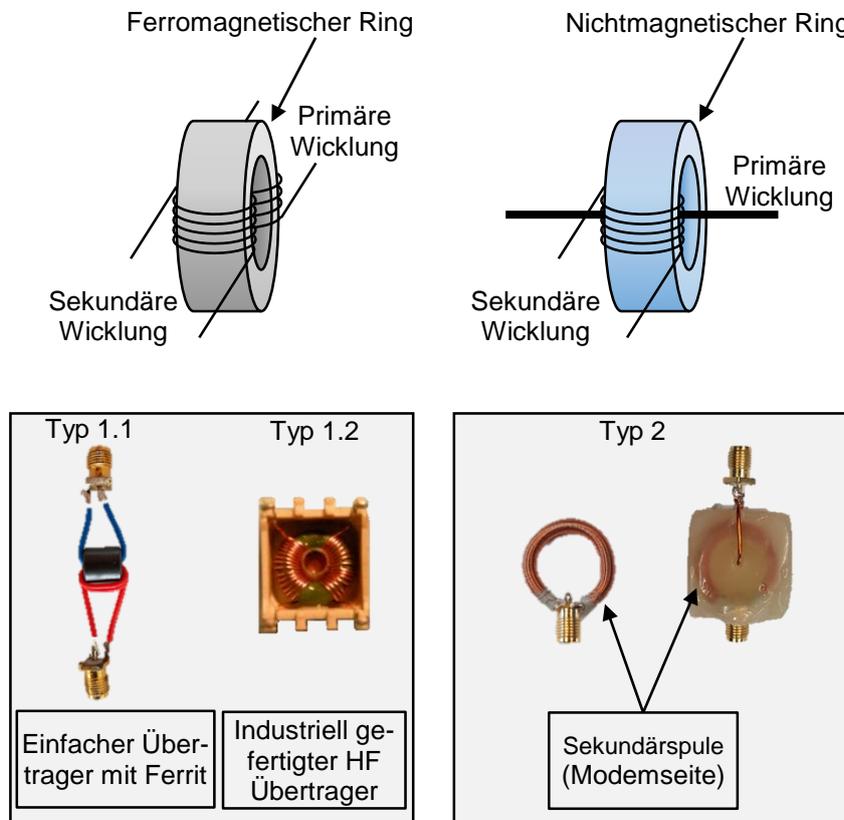
Dadurch, dass das Modem nach der Transformation in Serie zu der ECU Impedanz liegt, muss  $Z_{ECU}$  möglichst niederohmig sein. Ein großes  $Z_{ECU}$  würde sonst dazu führen, dass die an das Bordnetz abgegebene Leistung des Modems herabgesetzt wird, weil der HF-Strom nicht über die ECU Impedanz abfließen kann. Bei den Untersuchungen in Kapitel 5.3 hat sich herausgestellt, dass  $Z_{ECU}$  niederohmig ist und ein kapazitiv-resistives Verhalten aufweist, womit die induktive Kopplung von PLC-Signalen in diesem Fall keiner zusätzlichen Entkopplung der ECU-Impedanz bedarf. Für den Fall von resistiv-induktiven Verbrauchern, deren Impedanz nicht hinreichend gering ist, sollte eine zusätzliche Kapazität parallel zum Verbraucher einen niederohmigen HF-Pfad schaffen können, ohne die Funktionalität des Verbrauchers zu beeinträchtigen.

#### 5.4.3.1 Untersuchung von Übertragern

Der Aufbau von Übertragern kann sehr unterschiedlich sein. Die Impedanzanpassung des Modeminnenwiderstandes und die Stromtragfähigkeit spielen für den Einsatz in einem Energiebordnetz eine wichtige Rolle. Daher wurden unterschiedliche Übertragertypen hinsichtlich ihrer Übertragungseigenschaften untersucht.

In Abbildung 48 sind zwei Typen von Übertragern dargestellt. Übertrager mit einem ferromagnetischen Kern und gewickelter Primär- und Sekundärseite weisen in der Regel einen hohen Kopplungsfaktor auf, wodurch eine dämpfungsarme Übertragung von Signalen möglich ist. Der maximale Sättigungsstrom des Kernmaterials schränkt allerdings das Einsatzgebiet solcher Übertrager ein. Für den Einsatz in Bordnetzabschnitten mit hoher Strombelastung könnte daher ein kernloser Übertrager verwendet werden. Solche Übertrager verhalten sich linear, auch bei hoher Strombelastung. In Abbildung 48 ist eine Variante gezeigt, bei der die primäre Seite daraus besteht, dass ein

Leiter sich parallel zur Sekundärwicklung befindet. Der magnetische Fluss des Leiters auf der Primärseite kann die Sekundärwicklung durchdringen, womit sich eine Flussverkettung bildet, die beide Seiten magnetisch verkoppelt.



**Abbildung 48: Zwei Varianten von Übertragern. Links: gewickelter Übertrager mit ferromagnetischem Kernmaterial ( $\mu_r \gg 1$ ). Rechts: Durchsteckübertrager mit gewickelter Sekundärwicklung und nichtmagnetischem Kernmaterial ( $\mu_r \approx 1$ ).**

Es wurde ein speziell gewickelter Übertrager mit einem NiZn-Ferritkern untersucht (in der Abbildung Typ 1.1). Solche Ferrite werden z. B. bei Stromversorgungsleitungen zur Störunterdrückung eingesetzt. Wie in der Abbildung zu sehen, ist der Übertrager zur Messung mit SMA-Buchsen bestückt. Des Weiteren wurde ein kommerzieller HF-Übertrager für PLC-Anwendungen (Typ 1.2) untersucht. Für den kernlosen Übertrager (Typ 2) wurde die Sekundärwicklung auf einen Kunststoffring gewickelt und für eine bessere Stabilität mit Heißklebstoff vergossen. In der Abbildung ist der Übertrager ebenfalls für Messungen vorbereitet. Alle drei Typen unterscheiden sich sowohl im Kernmaterial als auch in der Windungszahl.

Um die relevanten Parameter der Übertrager zu ermitteln, wurden Leerlauf- und Kurzschlussmessungen durchgeführt. Die ermittelten Parameter sind in Tabelle 6 zusammengefasst. Wie erwartet, sind die Kopplungsfaktoren der Übertrager (Typ 1.1/1.2) mit Ferritkern nahe dem Wert 1. Der kernlose Übertrager (Typ 2) hat im Vergleich einen sehr kleinen Kopplungsfaktor von 0,09. Typ 1.1 hat aufgrund der geringen

Wicklungszahlen geringere Spuleninduktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  als Typ 1.2. Die Übertrager mit nur einer Wicklung auf der Primärseite haben eine vergleichsweise große sekundäre Streuinduktivität  $L_{\sigma 2}$ . Insbesondere beim kernlosen Übertrager machen sich die Streuverluste wegen der fehlenden Magnetfeldbündelung stark bemerkbar.

	Hersteller	Kern	w1	w2	$L_1$ [ $\mu\text{H}$ ]	$L_2$ [ $\mu\text{H}$ ]	$L_{\sigma 1}$ [ $\mu\text{H}$ ]	$L_{\sigma 2}$ [ $\mu\text{H}$ ]	$k$
Typ 1.1	-	Würth 74270033	1	3	0,9	8,0	0,03	0,25	0,9686
Typ 1.2	VAC (T60403- K)	k.A.	-	-	50,0	50,0	0,1	0,1	0,9979
Typ 2	-	Kein Kern	1	254	0,029	13	0,026	12	0,09

Tabelle 6: Parameter der untersuchten Übertrager.

Die Gegenüberstellung des Transmissionsfaktors  $S_{21}$  aus den Streuparametermessungen der Übertrager ist in Abbildung 49 dargestellt. In dem Messaufbau wurde keine Koppelkapazität  $C_c$  verwendet, sodass die untere Betriebsfrequenz durch die Hauptinduktivität bestimmt wird. Dies macht sich in der Dämpfung von  $S_{21}$  unterhalb von ca. 3 MHz bemerkbar. Da die Messung im 50  $\Omega$  System erfolgte, hat der kommerzielle Übertrager mit einem Übersetzungsverhältnis von 1 eine ideale Anpassung zwischen ca. 3 MHz und 30 Mhz, sodass  $S_{21}$  nahezu keine Dämpfung erfährt. Der selbstgewickelte Übertrager führt im Gegensatz dazu zu einer Fehlanpassung von ca. 6 dB. Dies entspricht einer Transformation der 50  $\Omega$  Port-Impedanz auf 150  $\Omega$  ( $\ddot{u} = 3/1$ ) bzw. 17  $\Omega$  ( $\ddot{u} = 1/3$ ), je nach Wahl der Primär- und Sekundärseite. Besonders ausgeprägt sind die Fehlanpassung und der geringe Koppelfaktor beim kernlosen Übertrager. Hier ist eine Dämpfung von über 40 dB zu beobachten. Wegen der Durchsteckbauweise ist die Wahl der hohen Wicklungszahl auf der Modemseite bzw. die Durchsteckseite auf der Bordnetzseite zu bevorzugen. Dadurch wird die Modemimpedanz abwärts transformiert. Das bedeutet eine bessere Anpassung an eine sehr niedrige Zugangsimpedanz. Im Fall einer 50  $\Omega$  Modemimpedanz wäre die transformierte Impedanz ca. 0,2  $\Omega$ . Bei höheren Frequenzen treten im kernlosen Übertrager parasitäre Effekte in Erscheinung. Die Ursache dafür sind unerwünschte kapazitive Kopplungen zwischen den Windungen. Die Wirkung der Streuinduktivität und damit die Bandpasscharakteristik sind in den Messungen insbesondere beim kommerziellen Übertrager sichtbar. Hier tritt ab ca. 30 MHz eine Dämpfung auf. Die obere Grenzfrequenz des selbst gewickelten Übertragers ist oberhalb des gemessenen Frequenzbereiches zu erwarten.

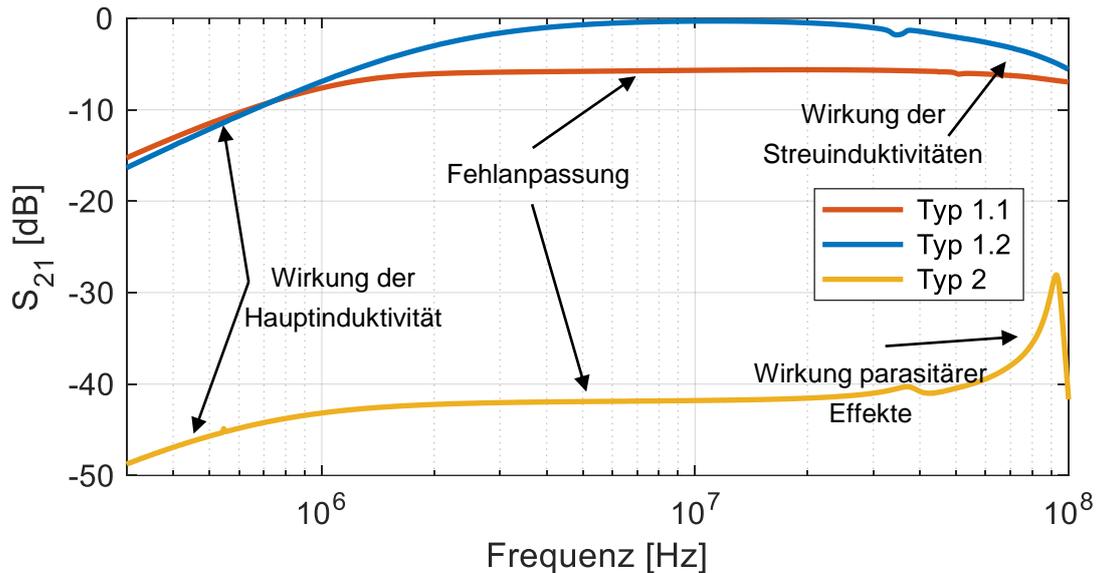


Abbildung 49: Vergleich der  $S_{21}$ -Streuparameter von unterschiedlichen Übertragern.

Um Sättigungseffekte zu vermeiden, kann der kernlose Übertrager verwendet werden. Das macht insbesondere in Bordnetzabschnitten mit einer hohen Strombelastung Sinn. Beispielsweise wurden ähnliche Übertrager in Untersuchungen zur Integration von PLC in eine Traktionsbatterie für Elektroautos verwendet [9]. Allerdings muss hier durch den geringen Koppelfaktor eine hohe Signaldämpfung in Kauf genommen werden. Außerdem ist der kernlose Übertrager eher in Bereichen mit einer sehr niedrigen Zugangsimpedanz zu bevorzugen. Der industriell gefertigte Übertrager hat die wenigsten Streuverluste. Ein kleiner Leiterquerschnitt auf der Primärseite erlaubt es ihm aber nur sehr kleine Gleichströme für Verbraucher zu führen. Damit ist er, genauso wie der selbst gewickelte Übertrager, durch seinen Sättigungsstrom limitiert. Typische PLC Übertrager können Ströme von bis zu 250 mA (Effektivwert) tragen [92].

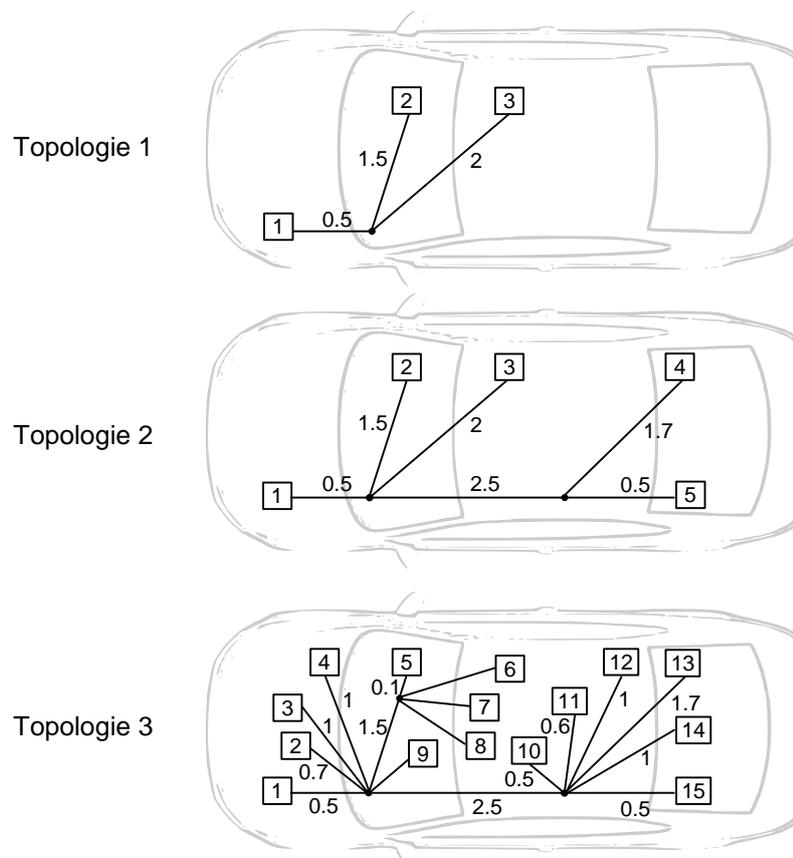
## 5.5 Analyse von verzweigten Bordnetzen

Um die Übertragungseigenschaften eines Energiebordnetzes auf Basis der zuvor diskutierten Randbedingungen zu verstehen, werden verschiedene Bordnetztopologien simuliert. Die Modellierung basiert auf dem in Kapitel 5.1 vorgestellten Ansatz. Die Modelle stellen Subenergiebordnetze dar, die für eine PLC-Vernetzung vorbereitet sind. Das bedeutet, dass in dem Bordnetzsegment kommunikationsfähige ECUs betrieben werden und das Subenergiebordnetz vom restlichen Energiebordnetz für HF-Signale entkoppelt ist (Kapitel 5.4.2).

Es wurden drei unterschiedlich komplexe Bordnetztopologien untersucht, um den Einfluss der ECU Anzahl (ausgestattet mit PLC-Modems) und die Anzahl der Sicherungsboxen (passive Energieverteilknoten) in verzweigten Topologien zu analysieren.

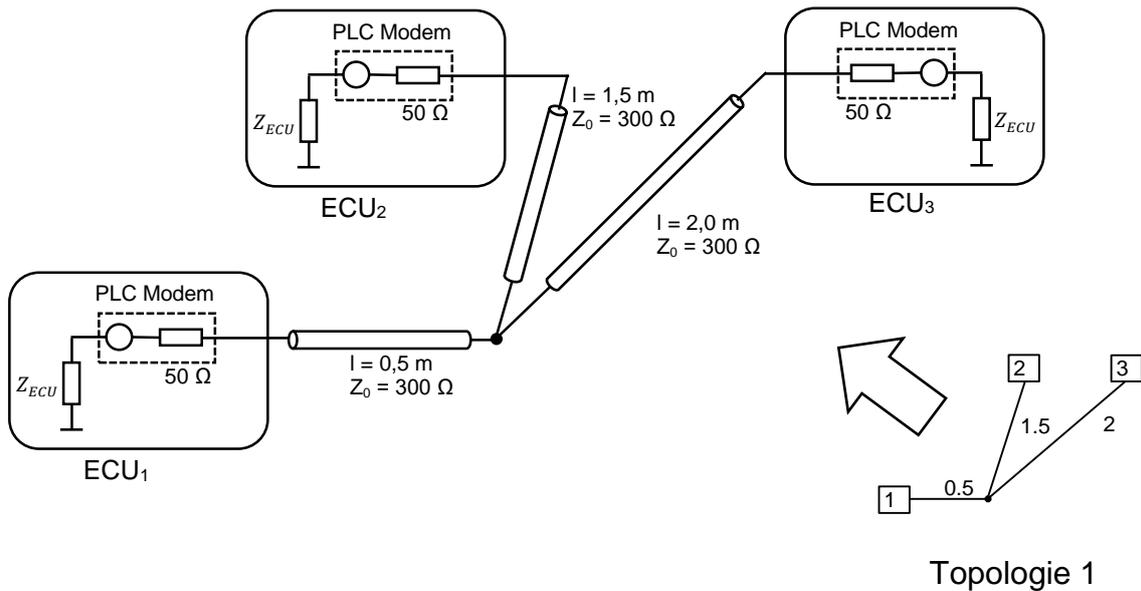
Zu diesem Zweck wurden Leitungsmodelle mit einem Wellenwiderstand  $Z_0 = 300 \Omega$  verwendet und die Streuparameter des gesamten Netzwerkes berechnet. Die untersuchten Topologien sind in Abbildung 50 dargestellt. Die Topologie 1 besteht lediglich aus 3 ECUs und einem Sternpunkt (passivem Energieverteilknoten) und bildet damit die einfachste verzweigte Struktur. Topologie 2 beinhaltet 5 ECUs und 2 Sternpunkte, Topologie 3 15 ECUs und 3 Sternpunkte.

Die Anzahl an möglichen Übertragungsstrecken nimmt mit der Anzahl der Teilnehmer im Netzwerk zu. So besitzt Topologie 1 gemäß Formel 4.1 drei Übertragungsfunktionen, Topologie 2 hat 15 und Topologie 3 insgesamt 105 Übertragungsfunktionen.



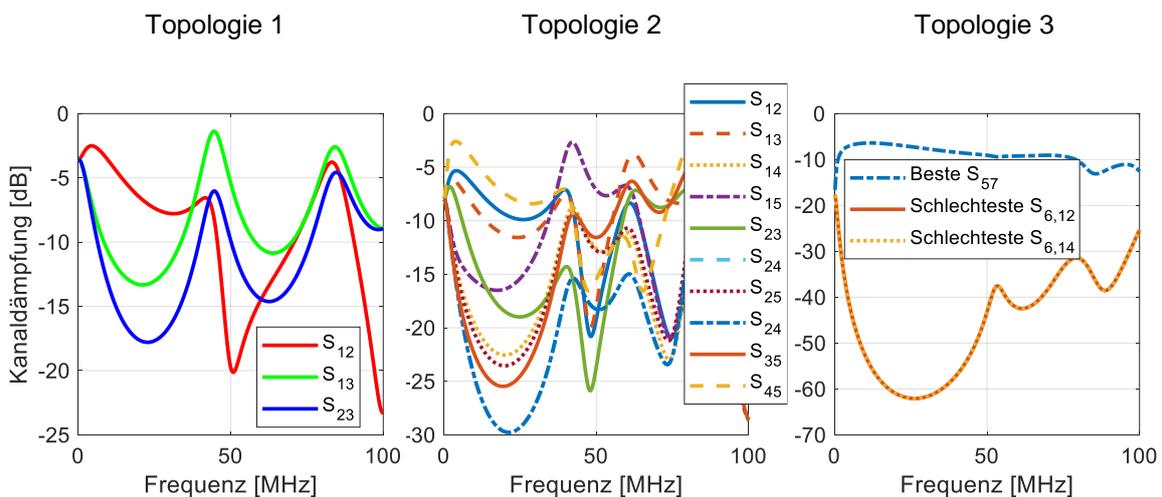
**Abbildung 50: Drei verschiedene Energiebordnetztopologien.**

Für die vorgestellten Topologien wurden die Streuparameter (Transmissionsfaktoren) mit einer Bezugsimpedanz von  $50 \Omega$  berechnet. Dabei werden die PLC-Modems durch äquivalente Quellen ersetzt und mittels eines idealen Übertragers mit einem Übersetzungsverhältnis von 1:1 an das Bordnetz gekoppelt. Die Transformation entspricht einer in Reihe geschalteten Quelle mit ihrem Innenwiderstand. Abbildung 51 zeigt am Beispiel von Topologie 1 eine detaillierte Darstellung des Modells. Die ECU-Impedanzen  $Z_{ECU}$  wurden gemäß der Erkenntnisse aus Kapitel 5.3 vereinfacht als Reihenschaltung aus einer  $220 \mu\text{F}$  Kapazität mit einem ESR von  $0,5 \Omega$  verwendet (siehe Kapitel 5.3.4).



**Abbildung 51: Detaillierte Darstellung des Modells von Topologie 1. Die PLC-Modems sind mittels eines idealen 1:1 Übertragers angekoppelt. Die Darstellung zeigt die Transformierten äquivalenten Quellen.**

Die Simulation der vorgestellten Topologien wurde im Frequenzbereich von 150 kHz bis 100 MHz durchgeführt und die Ergebnisse in Abbildung 52 dargestellt. Da die Topologie 3 insgesamt 105 Übertragungskanäle besitzt, wurden nur die Kanäle mit der über dem Frequenzbereich kumulativ geringsten (besten Kanal) und größten (schlechtester Kanal) Dämpfung gezeigt.



**Abbildung 52: Simulationsergebnisse der Kanaldämpfung für die möglichen Übertragungswege zwischen den ECUs in verschiedenen komplexen Energiebordnetzen.**

Die Ergebnisse zeigen bei allen Übertragungsstrecken eine frequenzabhängige Dämpfung. So kann die Kanaldämpfung bei Topologie 1 im besten Kanal eine Dämpfung von -13 dB bei ca. 21 MHz und im schlechtesten Kanal eine Dämpfung von -23 dB

bei 100 MHz erreichen. In Topologie 2 erreicht der beste Kanal eine maximale Dämpfung von -17 dB bei 48 MHz, der schlechteste Kanal -30 dB bei 21 MHz. In Topologie 3 kann die Kanaldämpfung sogar im schlechtesten Fall bis zu -60 dB bei 26 MHz erreichen.

Aus den Ergebnissen kann die Schlussfolgerung gezogen werden, dass die Dämpfung in Netzwerken mit vielen ECUs und Energieverteilknoten größer ist als in kleineren Netzwerken mit wenigen ECUs und Knoten. Dieses Verhalten ist wenig überraschend, denn durch die Kopplung von PLC-Modems mittels Übertrager induziert die bordnetzseitige Wicklung eine Spannung in den Bordnetzleitungen. Liegen auf dem Ausbreitungspfad Energieverteilknoten und ECUs, führt das zu zusätzlichen Admittanzen, über die ein Teil des Stromes abfließt, sodass nur ein gedämpfter Strom das Empfängermodem erreicht. Des Weiteren erkennt man an den Ergebnissen, dass die Kanaldämpfung über der Frequenz nicht flach verläuft. Der Grund dafür ist die Fehlanpassung der PLC-Modems an das Netzwerk. Die verwendeten Leitungsmodelle haben einen Wellenwiderstand von  $300 \Omega$ , die transformierten Modeminnenwiderstände hingegen  $50 \Omega$ . Die Fehlanpassung im restlichen Netzwerk und die Verzweigungen führen dazu, dass Signale bestimmter Wellenlängen sich durch Interferenzen auslöschten und somit zu Dämpfungen führen. Das sieht man beispielsweise an der Kurve  $S_{23}$  in Topologie 1 für die Frequenz 22 MHz. Hier tritt die erste Resonanzfrequenz bei einer  $\lambda/4$  Wellenlänge von ca. 3,3 m auf<sup>29</sup>. Diese Länge entspricht in etwa der direkten Leitungslänge zwischen den ECUs 2 und 3. Weitere Resonanzen treten bei Vielfachen der  $\lambda/4$  Wellenlänge auf. Die Resonanzen ließen sich durch die Anpassung mittels eines entsprechenden Übersetzungsverhältnisses des Übertragers kompensieren. Da die Anpassung in einem realen Bordnetz nicht immer gewährleistet werden kann, sollten die Ergebnisse das charakteristische Verhalten aufzeigen. Auch Übertragungsfunktionen der Gebäude-PLC zeigen dieses typische Verhalten, bei dem die Kanaldämpfung frequenzabhängig stark einbrechen kann [93]. Aufgrund der deutlich größeren Ausdehnung der Gebäude-PLC-Verkabelung können Einbrüche bereits unterhalb von 30 MHz auftreten, im Vergleich zum Kfz-Energiebordnetz. So scheinen die Übertragungskanäle für eine PLC-Übertragung unterhalb von 30 MHz am geeignetsten zu sein. Dennoch ist zu beachten, dass wegen der teils großen Dämpfung nicht jeder Kanal geeignet sein kann, wie es z. B. in Topologie 3 zwischen ECU 6 und 12 der Fall ist.

---

<sup>29</sup> Für die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Vakuum ( $\sim 3 \cdot 10^8$  m/s).

## 6 Elektromagnetische Verträglichkeit

Typischerweise erfolgt die Datenübertragung über speziell dafür vorgesehene Leitungen. Diese können zum Teil mit speziellen Maßnahmen zur Reduktion der Störanfälligkeit und Störemission versehen sein. Beispielsweise werden Datenleitungen verdreht oder geschirmt ausgeführt, um Störungen nach außen zu reduzieren und gleichzeitig die Störfestigkeit zu verbessern. Solche Maßnahmen können für PLC-Systeme in der Regel nicht angewendet werden. Innerhalb des Energiebordnetzes wird eine Vielzahl unterschiedlicher Systeme im Verbund betrieben, die Störungen in die Energieleitungen emittieren. Selbst Bordnetzsegmente mit wenigen Eigenstörungen können durch Überkopplung von parallel verlegten Leitungen Störungen auffangen, wenn sie über keine Gegenmaßnahmen verfügen. In der Regel werden die Energiebordnetzsysteme so konstruiert, dass sie diesen Störungen standhalten. Dementsprechend muss untersucht werden, wie sich ein PLC-System aus Sicht der Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) in diesen Verbund integrieren lässt, ohne Störungen in den vorhandenen Systemen zu erzeugen und gleichzeitig zufriedenstellend in dieser Umgebung zu funktionieren.

### 6.1 Grundlagen zur EMV

Ein System, das elektromagnetisch kompatibel mit seiner Umgebung ist, muss die drei folgenden Kriterien erfüllen [84]:

1. Das System darf keine Störungen bei anderen Systeme erzeugen.
2. Es wird nicht von anderen Systemen gestört.
3. Es darf sich selbst nicht stören.

Das elektromagnetische Umfeld in einem Kfz lässt sich mit dem allgemeinen Koppelmodell der EMV beschreiben, das in Abbildung 53 dargestellt ist. In diesem Modell erzeugt eine Störquelle elektromagnetische Energie. Diese Energie gelangt zur Störsenke über einen Koppelpfad. Die Kopplung kann galvanisch, kapazitiv, induktiv oder elektromagnetisch geschehen. Im Kfz können als Störquellen z. B. Relais, Schalter, die Zündanlage oder die PWM von DC/DC-Wandlern betrachtet werden. Auch das Nutzsignal eines PLC-Transmitters kann für andere Systeme als Störsignal aufgefasst werden. Zu den Störsenken gehören z. B. Sensoren, Aktuatoren, ECUs und auch PLC-Empfänger.

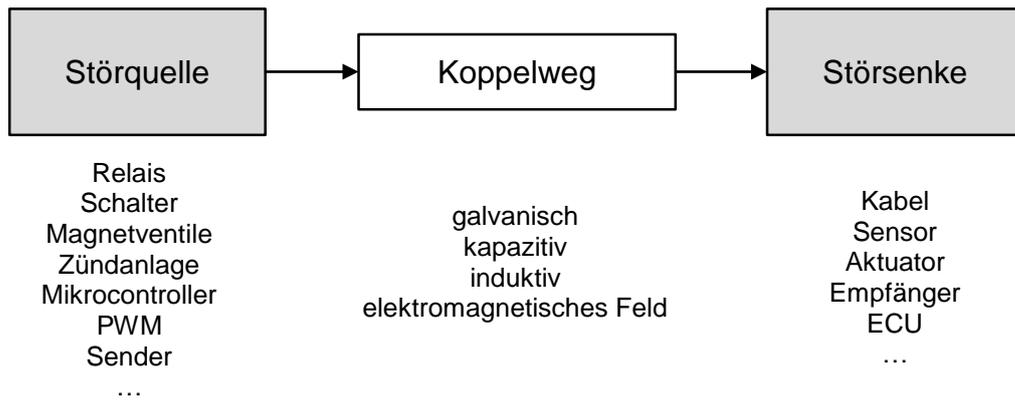


Abbildung 53: Elektromagnetisches Umfeld in einem Fahrzeug [83].

Das Fachgebiet der EMV kann zunächst in zwei Unterkategorien unterteilt werden, Störfestigkeit und Störaussendung. Sowohl bei der Betrachtung der Störfestigkeit als auch bei der Störaussendung kann die Störung leitungsgebunden oder gestrahlt übertragen werden. Die Störungen können im Zeitbereich (z.B. langsame Impulse oder Impulsgruppen) oder im Frequenzbereich betrachtet werden. Bei der gestrahlten Störfestigkeit und Störaussendung werden die Störsignale in der Regel nur im Frequenzbereich betrachtet.

## 6.2 Störungen im Energiebordnetz

In Anlehnung an einen typischen Übertragungskanal von Gebäude-PLC [94] können in ähnlicher Weise die Störungen in einem Kfz-Energiebordnetz zusammengefasst werden, nämlich als Überlagerung von diversen Typen von Störungen (Abbildung 54).

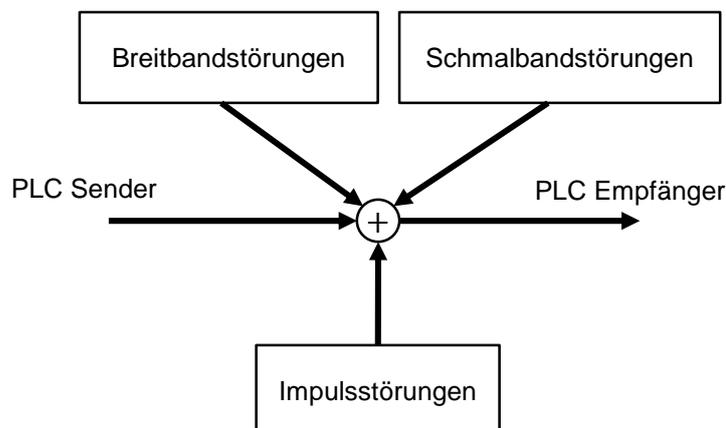
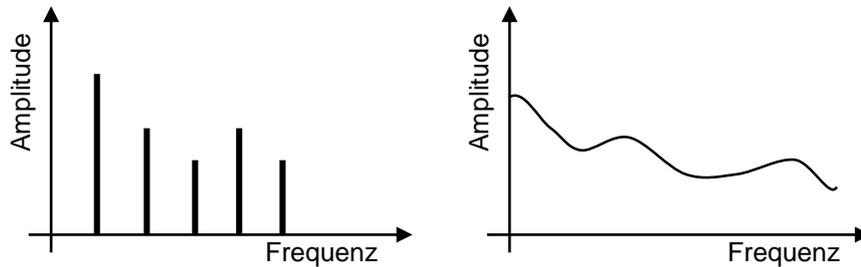


Abbildung 54: Blockdiagramm des PLC-Übertragungskanals im Kfz (ohne Berücksichtigung der Übertragungsfunktion des Kanals).

Breitband- und Schmalbandstörungen können im Frequenzbereich betrachtet werden. Aperiodische elektromagnetische Vorgänge verursachen ein breitbandiges kontinuierliches Spektrum, während periodische Vorgänge ein Linienspektrum erzeugen (Abbildung 55).



**Abbildung 55: Spektren von Schmalband- (links) und Breitbandstörquellen (rechts).**

Die dominanten (leitungsgebundenen) Störungen im Energiebordnetz treten im Frequenzbereich von einigen kHz bis ca. 30 MHz auf. Untersuchungen in [95], [96] und [12] haben gezeigt, dass die spektrale Störleistungsdichte im Energiebordnetz in verschiedenen Betriebszuständen im Bereich von -140 dBm/Hz und -90 dBm/Hz liegt. Leistungselektronik, Pulsweitenmodulation oder der Takt von Prozessoren verursachen schmalbandige Störungen, diese liegen in etwa 10 bis 20 dB über dem breitbandigen Störungen [95], [2]. Die Qualität der Datenübertragung in Anwesenheit von Breitbandstörungen kann mit relativ einfachen Maßnahmen verbessert werden, indem man z. B. das SNR erhöht. Schmalbandstörungen hingegen können insbesondere Einzelträgermodulationsverfahren beeinträchtigen, wenn im Übertragungsband Spektrallinien mit hoher Amplitude von Schmalbandstörern wie z. B. getakteten DC/DC-Wandlern, auftreten. Dieses Problem kann mit Frequenzmultiplexverfahren, wie z. B. OFDM, umgangen werden.

Impulsstörungen im Energiebordnetz werden durch Zu- und Abschalten von Verbrauchern verursacht und werden vorrangig im Zeitbereich betrachtet. Störimpulse können die unterschiedlichsten Ursachen haben. Das Abschalten von niederohmigen Lasten führt dazu, dass die Kabelbauminduktivität durch die Laststromänderung ( $di/dt$ ) einen Spannungsimpuls an den anderen, nicht abgetrennten Verbrauchern bzw. Abschlüssen hervorruft. Das Abschalten induktiver Lasten hingegen führt zu negativen Spannungsspitzen an Verbrauchern, die parallel zu der abgeschalteten Last liegen. Außerdem können abklingende Schwingungen entstehen, wenn Lasten eingeschaltet werden. Hier bestimmen die (parasitären) Kapazitäten und Induktivitäten des Anschlusskabels und der Last die Schwingungsfrequenz. So haben Untersuchungen in [16], [97] und [2] von Fahrzeugen in unterschiedlichen Betriebszuständen gezeigt, dass die Störungen in der Regel Schwingungen mit exponentiell abklingenden Einhüllenden sind. In den Untersuchungen wurden mithilfe von statistischen Methoden die

Parameter der abklingenden Schwingungen ermittelt. Dabei wurden große Streubreiten mit ungleichmäßigen Verteilungen festgestellt. So ist z. B. die Verteilungsdichte der Pseudofrequenzen nicht kontinuierlich, sondern weist Maxima bei mehreren Frequenzen auf. Gegenüber einzelner aperiodischer Impulse treten auch periodische Impulsstörungen auf. Diese Impulsstörungen werden in vielen Fällen durch das regelmäßige Schalten von z.B. Relais verursacht. Hierbei kann es zum „Prellen“ kommen. Das „Prellen“ Relais wird durch die mechanische Federwirkung der Kontakte ausgelöst und führt zu mehrmaligem öffnen und schließen des Stromkreises. Das Ergebnis ist eine Folge von schnellen Störimpulsen auf der Versorgungsleitung, auch Bursts genannt. In modernen Bordnetzen kommen aber solche Störungen immer seltener vor, weil die meisten mechanischen Schalter bzw. Relais durch Halbleiterschalter ersetzt werden (siehe Kapitel 4.2.2).

Die typischen Störimpulse bzw. Impulsgruppen sind in der ISO Norm 7637-2 [85] beschrieben, um standardisierte Störfestigkeitsprüfungen an Fahrzeugkomponenten durchführen zu können. Die wichtigsten Parameter von ausgewählten Prüfpulsen sind in Tabelle 7 zusammengefasst. Impuls 1 entsteht beim Abschalten der Spannungsversorgung von beispielsweise ECUs mit parallel angeschlossener induktiver Last. Impuls 2a entsteht an ECUs, wenn parallel zu ihnen niederohmige Verbraucher von der Versorgungsspannung abgetrennt werden. Es handelt sich hierbei um relativ langsame Impulse mit einer vergleichsweise großen Zykluszeit  $t_1$  von 0,5 s bis 5 s. Dieser zeitliche Abstand ist bei den Burst-Impulsen 3a und 3b deutlich kritischer. Diese Impulse wiederholen sich periodisch alle 100  $\mu$ s. Des Weiteren sind in der ISO 7637-2 [85] die Impulse 2b, 4 und 5 aufgeführt, die vergleichsweise seltene Ereignisse abbilden, wie das Anlassen des Motors und Zeitkonstanten im ms-Bereich aufweisen. Sie sind folglich als unkritisch für eine PLC-Datenübertragung anzusehen und hier daher nicht näher erläutert.

Impuls	Amplitude $A$	Anstiegszeit $t_r$	Pulsbreite $t_d$	Zykluszeit $t_1$	Prüfquelleninnenwiderstand $R_i$
<b>Impuls 1</b>	-100 V	1 $\mu$ s	2 ms	[0,5 s; 5 s]	10 $\Omega$
Impuls 2a	100 V	1 $\mu$ s	50 $\mu$ s	[0,5 s; 5 s]	2 $\Omega$
Impuls 3a	-150 V	5 ns	100 ns	100 $\mu$ s	50 $\Omega$
Impuls 3b	150 V	5 ns	100 ns	100 $\mu$ s	50 $\Omega$

**Tabelle 7: Parameter ausgewählter Prüfpulse nach ISO 7637-2.**

Die Norm wurde nicht im Hinblick auf eine Datenkommunikation über Energieversorgungsleitungen erstellt. Daher ist eine Abschätzung des Störpotentials nur bedingt möglich. Für einen PLC-Empfänger bedeutet dies, dass die empfangene Störleistung der Prüfpulse stark vom Aufbau abhängt. Der Innenwiderstand der Prüfpulsquelle

ist je nach Impuls zwischen  $2\ \Omega$  und  $50\ \Omega$  zu wählen (siehe Tabelle 7). Zum einen belastet die Impedanz der Bordnetznachbildung die Prüfquelle und zum anderen die Prüflingsimpedanz, die parallel zur Bordnetzimpedanz liegt. Damit wird ein Teil der Impulsenergie am Innenwiderstand der Prüfquelle umgesetzt. Der andere Teil wird über die Bordnetzimpedanz und den Prüfling verteilt. Hinzu kommt der Transientenschutz, der bei der Überschreitung einer Maximalspannung leitend wird und die Impulsenergie ableitet. So ist es entscheidend, in welcher Konfiguration ein PLC-Modem im ECU integriert ist, und ob es über einen eigenen Transientenschutz verfügt. Außerdem schließt der Transientenschutz bei solchen Impulsereignissen auch das PLC-Signal kurz und stört damit die Datenübertragung. Die Übertragung während impulsartiger Störungen kann daher kaum durch eine Erhöhung der Sendeleistung des PLC-Signals verbessert werden. Hier müssen entsprechende Verfahren die verfälschte Information, die während solcher Ereignisse entstanden ist, korrigieren bzw. eine erneute Übertragung veranlassen.

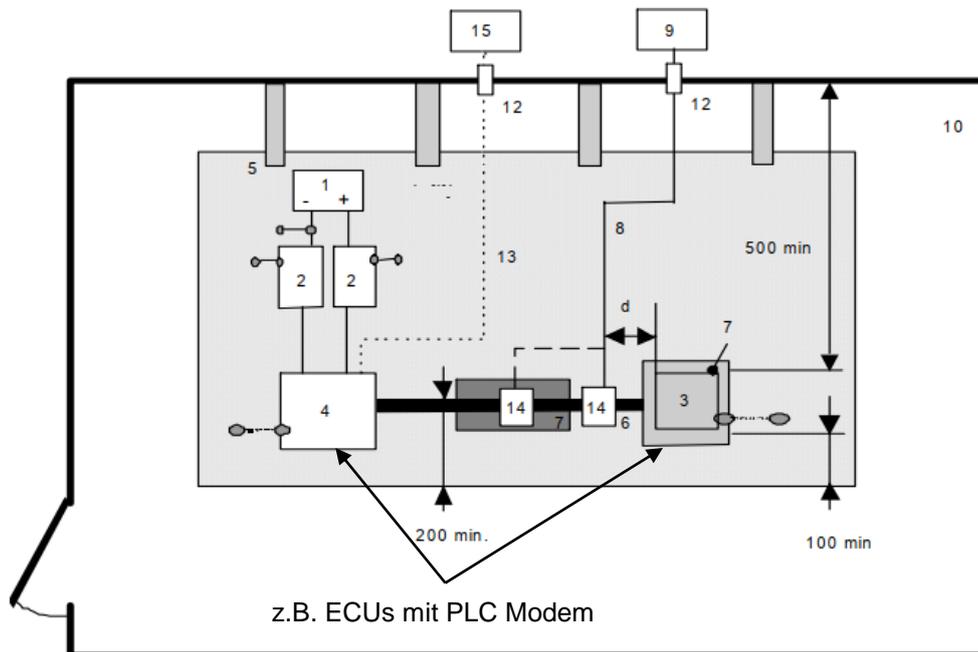
## 6.3 Theoretische Untersuchungen

### 6.3.1 Festlegung des SNR auf Basis von EMV-Normen

Bevor elektrische und elektronische Komponenten in einem Fahrzeug verbaut werden, müssen sie Störemissionstests durchlaufen. Auf EMV-Ebene wird damit sichergestellt, dass sie in der Kfz-Umgebung funktionieren, ohne Störungen zu verursachen. So müssen die Komponenten gewisse Grenzwerte einhalten, um für den Einbau in ein Fahrzeug freigegeben zu werden. In EMV-Normen werden die Grenzwerte für die spektrale Emission vorgegeben. Als Beispiel dient an dieser Stelle die Norm CISPR 25 [98], die Hochfrequenzemissionsgrenzwerte zum Schutz von Empfängern im Fahrzeug regelt. Unter der Annahme, dass Fahrzeughersteller Komponenten in Fahrzeugen verbauen, die diese Grenzwerte einhalten, kann das Störpotential, das im Energiebordnetz vorliegt, anhand der Grenzwerte abgeschätzt werden. Gleichzeitig kann damit auch das maximal zulässige Spektrum (Frequenzbereich und Amplitude) des PLC Nutzsignals reguliert werden. Für PLC-Empfänger, die mit einem Übertrager an die Stromversorgungsleitung gekoppelt sind, werden die leitungsgeführten Störstromgrenzwerte herangezogen. Für die folgenden Überlegungen wird ohne Beschränkung der Allgemeinheit ein induktiver 1:1 Übertrager und ein PLC-Modem mit  $50\ \Omega$  Innenwiderstand vorausgesetzt.

Zur Ermittlung der leitungsgebundenen Störemission mittels der Stromzangenmethode nach der Norm CISPR 25 wird der Prüfaufbau in Abbildung 56 verwendet. Das EUT (Equipment Under Test) wird mittels einer Spannungsversorgung über eine Bordnetznachbildung, eine Lastnachbildung und den Kabelbaum versorgt. Das emittierte

Störstromspektrum des EUT im Kabelbaum wird mit einem Stromsensor und daran angeschlossenen Messempfänger erfasst. Zu unterscheiden ist dabei das emittierte Störstromspektrum der Komponenten und das Nutzsignal der PLC-Modems.



**Abbildung 56: Messaufbau für die Messung der leitungsgebundenen Störemission mittels Stromzange [98]. 1: Spannungsversorgung, 2: Bordnetznachbildung, 3: EUT, 4: Lastnachbildung, 5: Massefläche, 6: Kabelbaum, 7: Stützblock mit niedrigem  $\epsilon_r$ , 8: Koaxialleitung (Messleitung), 9: Messinstrument, 10: Schirmkabine, 12: Steckverbinder, 13: Optische Glasfaserleitung, 14: Stromsensor, 15: Simulations- und Überwachungssystem, d: Kürzeste Distanz zwischen Stromsensor und EUT.**

Einige Frequenzbänder und deren nach Klassen eingeteilte Grenzwerte für die Stromamplitude sind in Tabelle 8 aufgeführt.

Frequenz [MHz]		AV Amplitude [dB $\mu$ A]				
		Klasse 5	Klasse 4	Klasse 3	Klasse 2	Klasse 1
LW	0,15-0,3	30	40	50	60	70
MW	0,53-1,8	6	14	22	30	38
SW	5,9-6,2	-1	5	11	17	23
FM	76-108	-16	-10	-4	2	8
TV Band I	41-88	-10	-4	2	8	14
CB	26-28	-10	-4	2	8	14
VHF	30-54	-10	-4	2	8	14
VHF	68-87	-16	-10	-4	2	8

**Tabelle 8: Grenzwerte für leitungsgeführte Störungen im Kfz nach der Stromzangenmethode [98] in relevanten Frequenzbänder für eine PLC-Übertragung.**

Die Grenzwertklassen, die eine Störquelle einhalten muss, ergeben sich aus dem zulässigen Störpotential. Zum Beispiel findet die Grenzwertklasse 5 bei Störquellen Anwendung, die besonders nahe an der Kfz-Antenne als Störsenke verbaut sind. Daher scheint diese Klasse als oberer Störgrenzwert für solche Komponenten geeignet zu sein, die im selben Energiebordnetzabschnitt, wie die PLC-Modems betrieben werden.

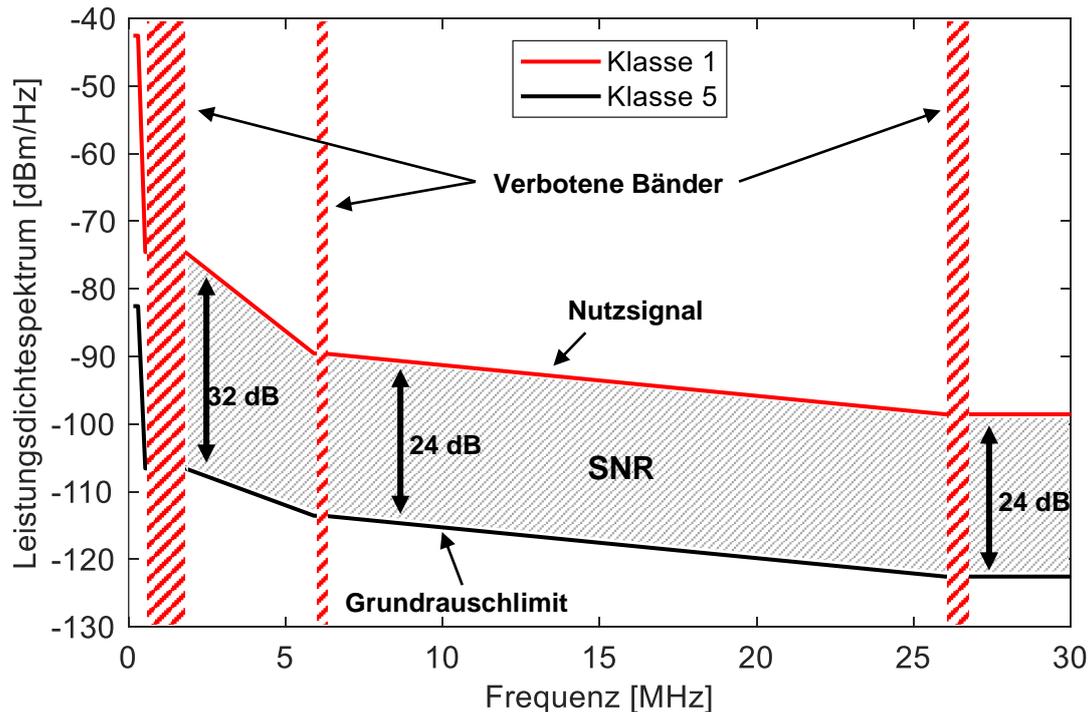
Aus den Grenzwerten Tabelle 8 in kann das Leistungsdichtespektrum (LDS) unter Berücksichtigung der Messbandbreite ( $RBW$  – Resolution Bandwidth), die in der Norm für die Messung mittels Messempfänger vorgegeben ist, berechnet werden:

$$LDS = \frac{I_{eff}^2 R}{RBW} \quad 6.1$$

In der Formel stellt  $I_{eff}$  den Effektivwert des Störstromes und  $R$  den Innenwiderstand des PLC-Modems dar, der auf  $50 \Omega$  festgelegt ist.  $RBW$  ist die Messbandbreite und wird für den Frequenzbereich bis 30 MHz nach CISPR 25 mit 9 kHz angenommen.

In Abbildung 57 ist das berechnete Leistungsdichtespektrum aus den interpolierten Grenzwerten der Klassen 1 und 5 dargestellt. Die Grenzwerte (oberhalb von 5 MHz) sind in der Größenordnung der Untersuchungen in [95], [96] und [12], wo das Leistungsdichtespektrum zwischen -140 dBm/Hz und -90 dBm/Hz unter Realbedingungen im Fahrzeug untersucht wurde.

Für die Sicherstellung eines definierten SNR, das sowohl die Datenrate als auch die Robustheit einer PLC-Übertragung wesentlich beeinflusst, muss von Fahrzeugherstellerseite eine klare Definition der Emissionsgrenzwerte erfolgen. Die Frequenzbänder 1,8-5,9 MHz und 6,2-26 MHz sind in der CISPR 25 nicht reguliert. Das bedeutet generell, dass die Sendeleistung von PLC frei gewählt werden kann. Andererseits heißt das auch, dass andere Systeme in diesem Band beliebig Leistung emittieren können. Die Interpolation der Grenzwerte stellt daher nur eine Annahme dar. Im vorliegenden Fall ist ein frequenzabhängiges SNR von 32 dB bei knapp oberhalb des MW-Bandes (0,53-1,8 MHz) und 24 dB bei 5,9-30 MHz möglich, wenn die Störemission der Bordnetzverbraucher auf die Klasse 5 reguliert ist und gleichzeitig das Nutzsignal der PLC-Übertragung bis zum Grenzwert der Klasse 1 zulässig ist. Die MW, SW und CB Bänder werden von anderen Diensten genutzt und deshalb für die PLC Übertragung nicht zulässig. Hier kann z.B. bei Verwendung einer OFDM eine spektrale Maske die Übertragung in den verbotenen Bändern ausblenden, indem die Subträger in diesen Frequenzbereichen ausgeschaltet werden.



**Abbildung 57:** Berechnetes Leistungsdichtespektrum an der 50 Ohm Impedanz eines PLC-Modems aus den Grenzwerten nach Tabelle 8. Das SNR ergibt sich aus der Regulierung der Störemission des EUT auf Klasse 5 und der Nutzsignalemission des PLC-Modems auf Klasse 1. Die verbotenen Bänder (MW, SW und CB) sind rot schraffiert gekennzeichnet.

Zusammengefasst kann das SNR in Kfz-Energiebordnetzen auf Basis normativer Vorgaben unter folgenden Bedingungen definiert werden:

1. Die Störungen im Energiebordnetz dürfen nicht die in der Norm spezifizierten Grenzwertklassen überschreiten.
2. Die Sendeleistung von PLC-Modems entspricht genau dem Grenzwert der Klasse 1.

Mit diesen Randbedingungen lassen sich nun die erzielbaren Datenraten abschätzen.

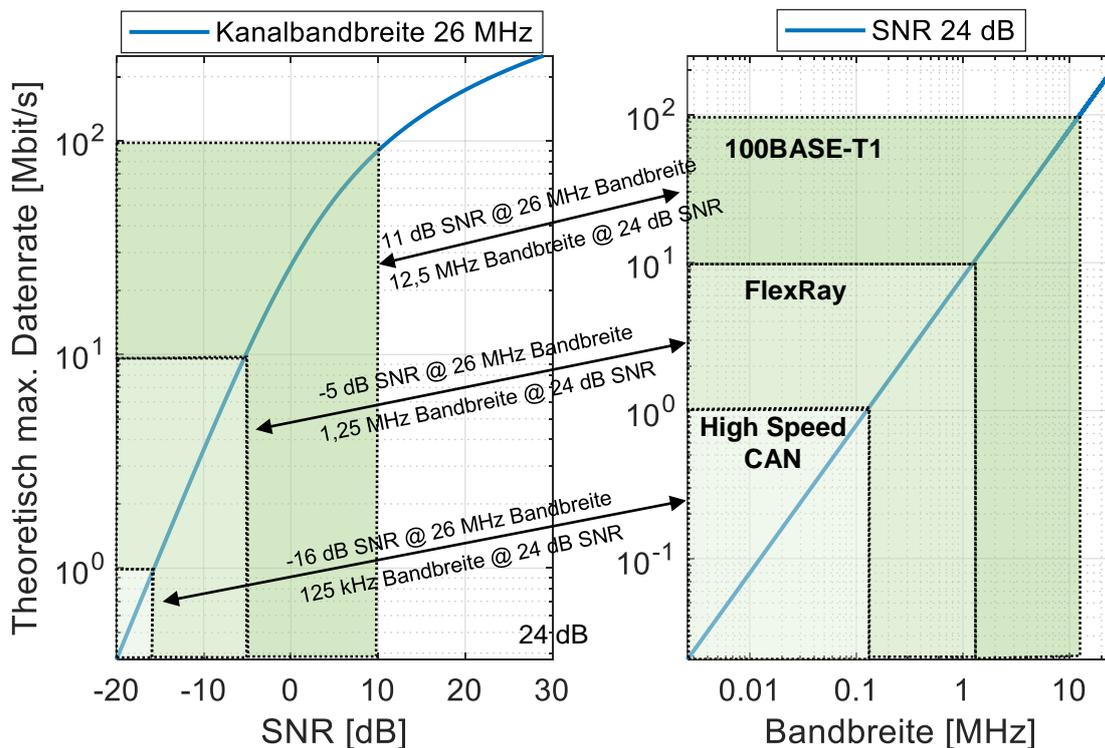
### 6.3.2 Theoretisch erzielbare Datenraten

Auf Basis der vorherigen Überlegungen können Abschätzungen bezüglich der theoretisch erzielbaren Übertragungsraten von PLC-Systemen innerhalb der Kfz-Umgebung gemacht werden. Die Rechnung orientiert sich am Frequenzband, das von In-Haus-PLC-Technologien wie HomePlug AV, HomePlug GreenPHY oder HD-PLC genutzt wird, bzw. an dem erzielbaren SNR zwischen den Entstörklassen 1 und 5. Der Wert für das SNR im Frequenzband von 1,8 MHz bis 28 MHz (z. B. HomePlug AV) liegt bei 27,7 dB. Zur vereinfachten Rechnung werden im Folgenden ein SNR von 24 dB und eine Bandbreite von 26 MHz angenommen.

Aus theoretischer Sicht ist die maximal mögliche Datenrate  $C$  (in Bits/s) in einem rauschbehafteten Kanal begrenzt durch die Rauschleistung  $N_0$ , die Signalleistung  $S$  und die Bandbreite  $B$ . Mit der shannonschen Formel kann die maximal erzielbare Datenrate im rauschbehafteten Kanal berechnet werden [60]:

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N_0} \right) \quad 6.2$$

Die Datenrate als Funktion des Signal-Rausch-Verhältnisses (SNR) bzw. der Bandbreite ist in Abbildung 58 dargestellt, um den Einfluss des jeweiligen Parameters zu verdeutlichen.



**Abbildung 58: Theoretisch erzielbare Datenrate über SNR bei einer Kanalbandbreite von 26 MHz (links) und über Bandbreite bei einem konstanten SNR von 24 dB (rechts) nach Formel 6.2. Im Vergleich die notwendigen SNR bzw. Bandbreiten für die typischen Vertreter von Bussystemen im Kfz.**

Um eine Datenrate von 1 Mbit/s, wie etwa bei High-Speed-CAN, zu erzielen, ist bei einer Bandbreite von 26 MHz ein SNR von lediglich -16 dB notwendig. Ist ein SNR von 24 dB vorgegeben, wie es zwischen den Entstörklassen 1 und 5 der Fall ist, dann wird eine Bandbreite von mindestens 125 kHz benötigt. Für 10 Mbit/s, die der Datenrate von FlexRay entsprechen, wird ein SNR von -5 dB bei einer Bandbreite von 26 MHz oder eine Bandbreite von 1,25 MHz bei einem SNR von 24 dB vorausgesetzt. Um die Datenrate von 100BASE-T1 Ethernet zu erzielen, werden 17 dB an SNR bzw. 12,5

MHz Bandbreite benötigt. Die theoretisch maximal erzielbare Datenrate bei der gegebenen Kanalbandbreite und SNR liegt dementsprechend bei ca. 210 Mbit/s. Die Kanaldämpfung ist hierbei noch nicht berücksichtigt.

Es ist anzumerken, dass solche Datenraten in realen Systemen aufgrund von nicht idealer Modulation und Kanalkodierung kaum erreicht werden können. Zum Beispiel erzielt der PLC-Standard HomePlug-AV Datenraten, die etwa 15% unterhalb der theoretisch erreichbaren Kanalkapazität liegen [99]. Ein weiterer Einflussfaktor ist die Kanaldämpfung, die das empfangene Nutzsignal herabsetzt und das Signal-Rausch-Verhältnis verkleinert. Daher wird im nächsten Abschnitt die Kanaldämpfung der zuvor simulierten Bordnetztopologien aus Kapitel 5.4 berücksichtigt, um die erzielbare Datenrate unter diesen Bedingungen zu berechnen.

### 6.3.3 Datenraten im verzweigten Netz

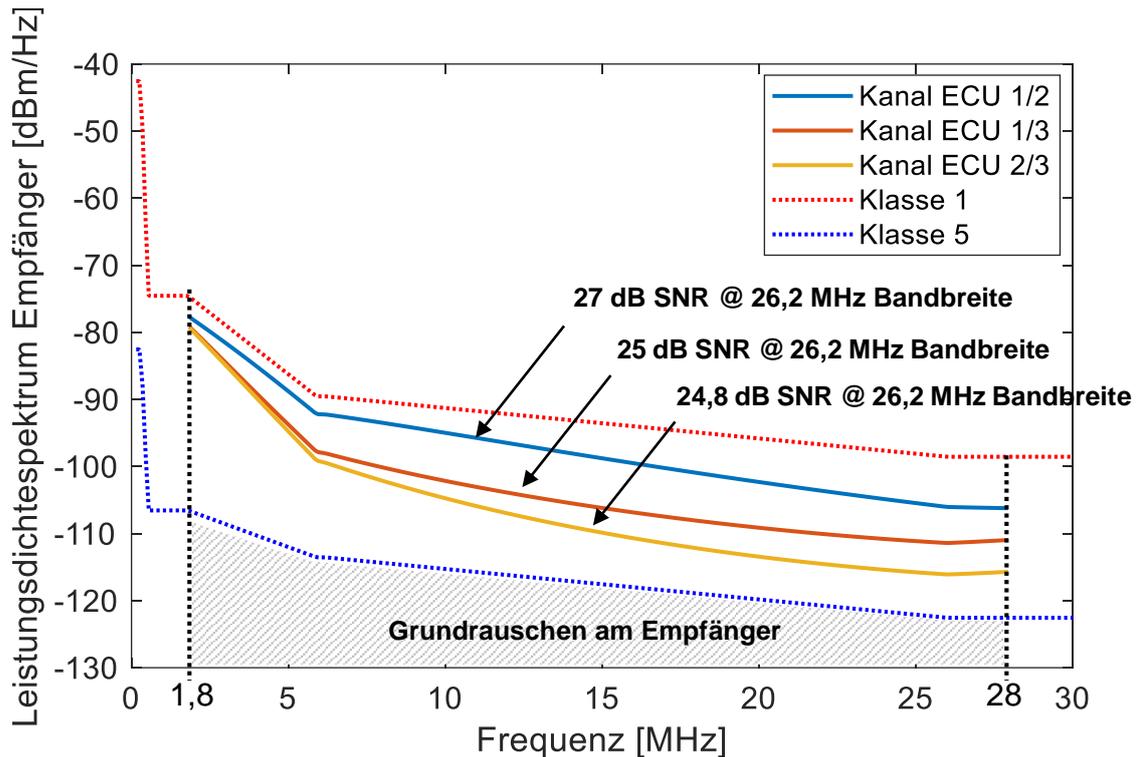
Am Beispiel der verzweigten Bordnetztopologien aus Kapitel 5.4 bei einer Limitierung der Sendeleistung nach Klasse 1 und unter Annahme des Grundstörspegels nach Klasse 5 am Empfänger sollen die Datenraten berechnet werden, die unter Berücksichtigung einer realistischen Kanaldämpfung möglich sind. Für die Berechnung der durch den Kanal gedämpften Leistung können die simulierten Streuparameter herangezogen werden. Exemplarisch ist in Abbildung 59 das Leistungsdichtespektrum für Topologie 1 dargestellt, in der drei kommunikationsfähige ECUs miteinander vernetzt sind. Diese Topologie hat insgesamt drei Kanäle. Für jeden der Kanäle ist das empfangenseitige Leistungsdichtespektrum für den Fall aufgetragen, dass der Sender jeweils eine Leistung nach CISPR 25 Klasse 1 in das Netzwerk einspeist.

Da das SNR nicht konstant über der Frequenz ist, kann die Kanalkapazität aus Formel 6.2 in der integralen Form mit frequenzabhängiger Signal- und Rauschleistungsdichte angenähert werden:

$$C = \int_{f_1}^{f_2} \log_2 \left( 1 + \frac{|H(f)|^2 S(f)}{N_0(f)} \right) df \quad 6.3$$

Die Dämpfung der empfangenseitigen Leistung wird mit der Kanalübertragungsfunktion  $H(f)$  berücksichtigt.

Wie man in Abbildung 59 erkennt, wird die Empfangsleistung je nach Kanal unterschiedlich stark gedämpft, sodass das SNR je nach Kanal variiert. So erreicht z. B. der Kanal zwischen ECU 1 und ECU 2 ein SNR von 27 dB, was nahezu an das SNR mit ungedämpftem Signal von 27,7 dB herankommt. Die stärkste Dämpfung erfährt der Kanal zwischen ECU 2 und ECU 3, in dem sich ein SNR von 24,8 dB ergibt.



**Abbildung 59: Berechnete Leistungsdichtespektren in Topologie 1 an den Empfängern. Die Sendeleistung der PLC-Modems entspricht CISPR 25 AV-Klasse 1. Die Kanäle dämpfen das Nutzsignal. Das SNR wird dadurch herabgesetzt. Die Bandbreite entspricht z. B. Home Plug AV.**

Topologie 1 besteht lediglich aus drei ECUs und einem Verzweigungspunkt. Wie in Kapitel 5.4 gezeigt wurde, ergeben sich in einem ausgedehnteren Netzwerk mit mehr Teilnehmern und Verzweigungen, wie in Topologie 2 und 3, deutlich größere Dämpfungen. Dies kann dazu führen, dass das SNR entsprechend stark herabgesetzt wird. In Tabelle 9 sind die Signal-Rausch-Verhältnisse in den Topologien für den jeweils besten und schlechtesten Kanal zusammengefasst. Zudem wird die erreichbare Datenrate nach Formel 6.3 für das jeweilige SNR berechnet. Außerdem wurden für eine Worst-Case-Abschätzung das SNR und die Datenraten für die Bedingung berechnet, dass der Rauschpegel am Empfänger nach CISPR-Klasse 1 vorliegt.

Grundrauschen nach CISPR-25-Klassen					
		Klasse 5		Klasse 1	
		SNR [dB]	C [Mbit/s]	SNR [dB]	C [Mbit/s]
Topologie 1	Bester Kanal ( $S_{12}$ )	27	235	-3	15
	Schlechtester Kanal ( $S_{23}$ )	24,8	216	-5,2	10
Topologie 2	Bester Kanal ( $S_{12}$ )	26,6	232	-3,4	14
	Schlechtester Kanal ( $S_{45}$ )	17,7	155	-12,3	2
Topologie 3	Bester Kanal ( $S_{57}$ )	21,7	189	-8,3	5
	Schlechtester Kanal ( $S_{6,12}$ )	0,2	27	-29,8	0,04

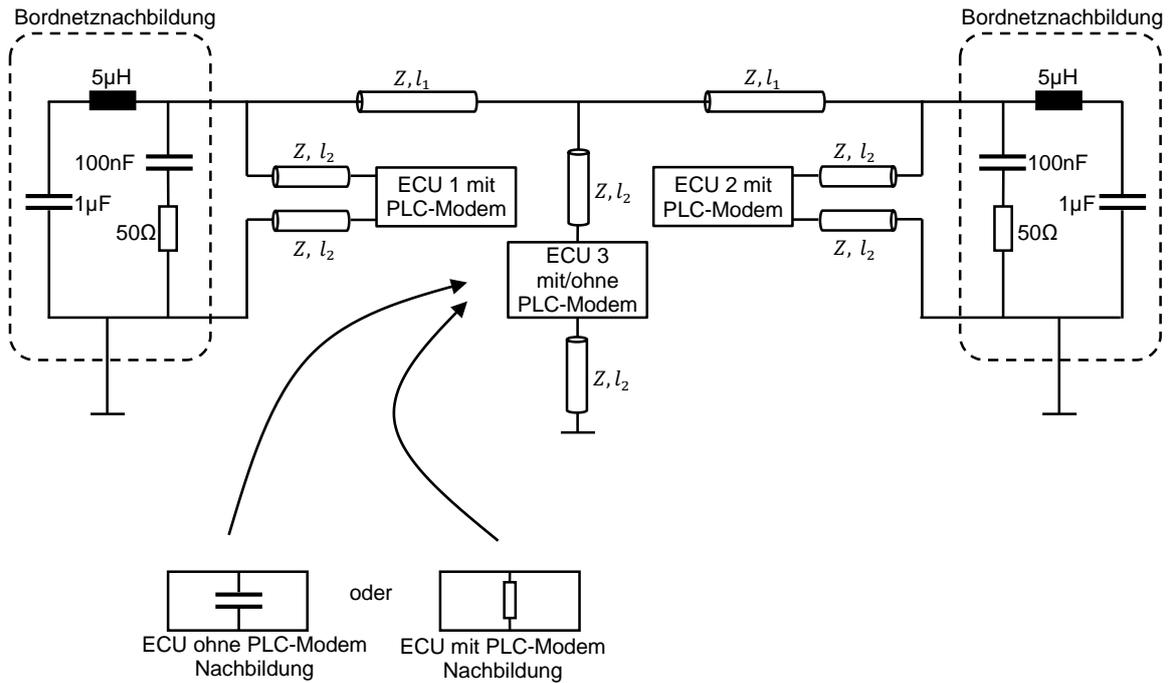
**Tabelle 9: Maximales und minimales SNR und Datenrate in den simulierten Topologien 1 bis 3 mit CISPR-25-Grundrauschen nach Klasse 5 und Klasse 1. Die Bandbreite beträgt 26,2 MHz (z. B. HomePlug AV).**

Theoretische Datenraten zwischen 235 Mbit/s und 40 kBit/s mit SNR zwischen 27 dB und -29,8 dB können in den vorgeschlagenen Topologien erzielt werden. Die Reduktion des SNR und dementsprechend der Datenrate resultiert aus der größeren Anzahl an Verzweigungen im Energiebordnetz und mehr ECUs und Verbrauchern. Nicht jeder Kanal ist für eine hochbitratige Datenübertragung geeignet. Bei der Konstruktion des Netzwerkes muss abgewogen werden, welcher Kanal und welche Bandbreite verwendet werden, um die vorgegebene Datenrate zu erzielen.

## 6.4 Experimentelle Untersuchungen

### 6.4.1 Beschreibung des Testaufbaus

In den folgenden Untersuchungen wird eine OFDM-basierte PLC-Übertragung unter Kfz-bordnetzähnlichen Bedingungen analysiert. Das Bordnetzmodell aus Abbildung 60 wird verwendet. Es besteht aus zwei Bordnetznachbildungen, wie sie in der Norm CISPR 25 [98] definiert sind. Sie haben die Aufgabe, eine wohldefinierte Anschlussimpedanz nachzubilden und einen Messabgriff für Störaussendungsmessungen zur Verfügung zu stellen, wobei die Spannung über einen 50  $\Omega$  Widerstand gemessen wird. Dieser Aufbau ist gut dafür geeignet, eine realistische Dämpfung einer Übertragungsstrecke zu untersuchen. In Abbildung 61 ist ein Foto des gesamten Versuchsaufbaus gemäß Abbildung 60 zu sehen.



**Abbildung 60: Bordnetzmodell ( $Z = 300 \Omega$ ,  $l_1 = 0,75 \text{ m}$ ,  $l_2 = 0,25 \text{ m}$ ).**

Die Übertragungsstrecke selbst ist ein 1,5 m langes Kabel mit einem Wellenwiderstand von ca.  $300 \Omega$ . Der Kabelquerschnitt beträgt  $0,75 \text{ mm}^2$ . An den beiden äußeren Enden dieser Strecke befinden sich ECUs mit PLC-Modems (ECU 1 und ECU 2), die über Stichleitungen mit einer Länge von 25 cm angebunden sind. Die Masse der ECUs ist direkt mit der Massefläche über 25 cm lange Leitungen verbunden. In der Mitte der Übertragungsstrecke soll eine Verzweigung die Auswirkungen eines ECUs ohne PLC-Modem (Kapazität) bzw. eines passiven ECUs mit PLC-Modem (Widerstand) simulieren.

Der Aufbau liegt auf einer 5 cm dicken Styropor-Platte, die wiederum auf einer Aluminiumplatte als Massefläche liegt. Eine Stromquelle fehlt in dem Aufbau und hätte keinen Einfluss auf die Ergebnisse. Die Spannungsversorgung der ECUs erfolgt extern.

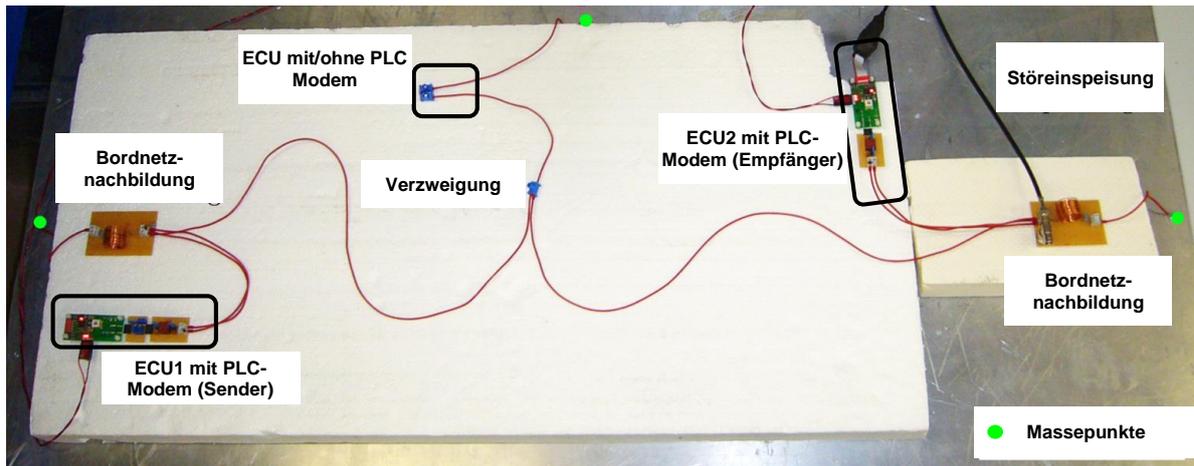


Abbildung 61: Foto des Versuchsaufbaus.

### 6.4.2 Eigenschaften des Testaufbaus

Im Folgenden werden die Eigenschaften des beschriebenen Versuchsaufbaus analysiert. Dazu wurden Messungen der Übertragungseigenschaften mit Simulationsergebnissen des Modells aus Abbildung 60 verglichen. Im Modell wurden die Leitungen als verlustlos angenommen. Die ECUs (ECU 1 und ECU 2) wurden durch Netzwerkanalysator-Ports ersetzt. An dieser Stelle wurden noch keine Koppelnetzwerke verwendet. Abbildung 62 stellt die Konfiguration zur Bestimmung der Übertragungseigenschaften dar. Darin repräsentiert das Bordnetzmodell den Aufbau in der Messung bzw. in der Simulation das Modell. Der PLC-Modem-Innenwiderstand des Senders ist  $Z_S$  und des Empfängers  $Z_L$ , die Senderspannung ist  $U_S$  und die Empfängerspannung  $U_L$ .

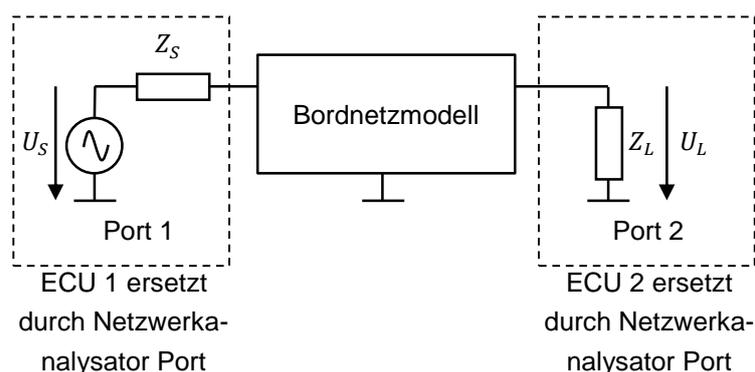
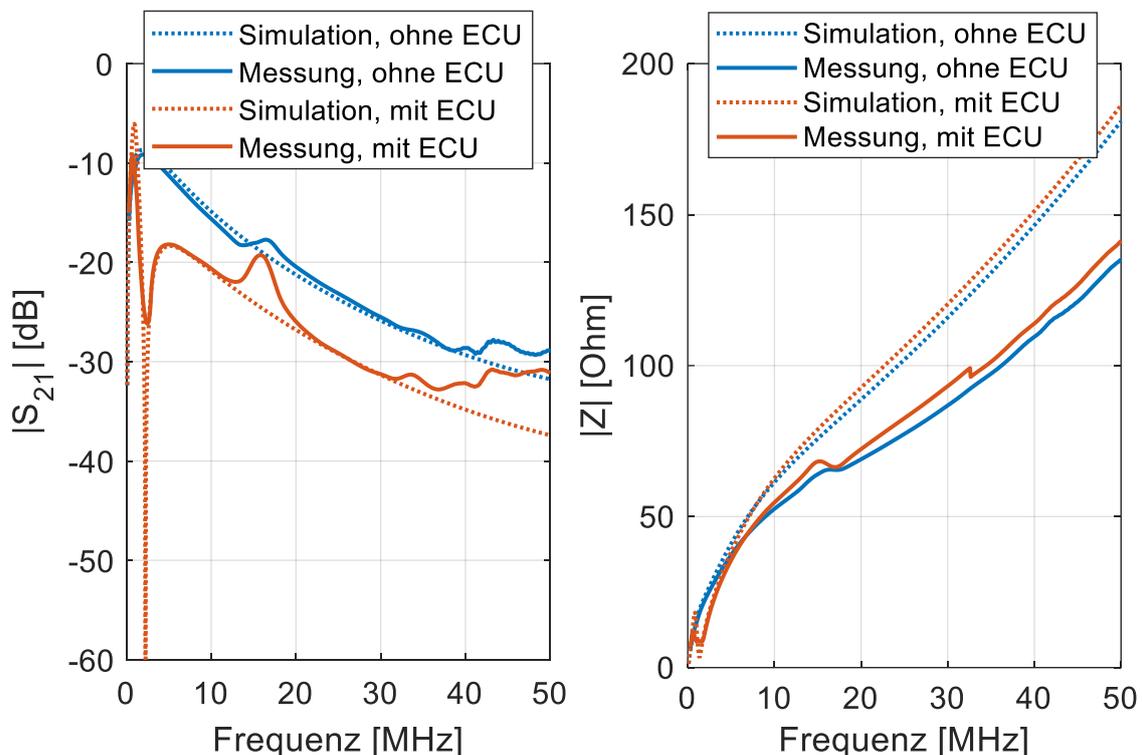


Abbildung 62: Bestimmung der Übertragungseigenschaften zwischen ECU 1 und ECU 2.

Der Vergleich des Bordnetzmodells zeigen gute Übereinstimmungen mit den Messungen. Das Modell des Aufbaus bildet die wesentlichen Effekte der Übertragungseigenschaften nach. Abbildung 63 links stellt den Transmissionsfaktor zwischen ECU 1 und ECU 2 dar, zum einen ohne eine Verzweigung in der Mitte (blau), zum anderen mit ECU 3 ohne PLC-Modem (rot), das durch eine Kapazität nachgebildet wird (10 nF).

Mit ECU 3 in der Mitte ist durchschnittlich eine 6 dB höhere Dämpfung und ein tiefer Einbruch bei circa 2,3 MHz festzustellen. Weitere Verzweigungen haben weitere Einbrüche und damit eine größere Dämpfung zur Folge. Des Weiteren zeigt Abbildung 63 rechts die Eingangsimpedanz, die ein PLC-Modem (ECU 1) an der Schnittstelle zum Bordnetz sieht. Diese Impedanz liegt in der Simulation im betrachteten Frequenzbereich (150 kHz bis 50 MHz) zwischen circa 0  $\Omega$  und 180  $\Omega$ . Die Messergebnisse zeigen eine maximale Eingangsimpedanz von 130  $\Omega$ . Der Detailgrad des Modells wurde möglichst niedrig gehalten, weswegen Abweichungen zwischen Messung und Simulation (z. B. die Überhöhung von  $S_{21}$  bei ca. 15 MHz und im höheren Frequenzbereich) zu beobachten sind. Beispielsweise wurden ideale L-, C-, und R-Komponenten im Modell der Bordnetznachbildung verwendet. Im realen Aufbau weist z. B. die Spule der Bordnetznachbildung zusätzliche parasitäre Kapazitäten auf. Auch die Leitungen sind im Messaufbau z.T. parallel zu Masseleitungen verlegt und können Abweichungen zum Leitungsmodell aufweisen.



**Abbildung 63: Messung und Simulation des Transmissionsfaktors zwischen den Anschlusspunkten von ECU 1 und ECU 2 (links) und der Eingangsimpedanz (rechts) des Bordnetzmodells. Die Bezugsimpedanz beträgt hier  $Z_i = 50 \Omega$ .**

Da die Eingangsimpedanz nicht konstant ist, muss der optimale PLC-Modem-Innenwiderstand im Nutzfrequenzbereich ermittelt werden. Dazu wurden an den beiden äußeren Enden des Bordnetzmodells direkt (ohne Einfluss der Koppelstruktur) zwei PLC-Modems mit variablem Innenwiderstand simuliert. An der Verzweigungsstelle in der Mitte wurde ebenfalls ein passives PLC-Modem vorgesehen, das an der

Kommunikation nicht beteiligt ist, aber mithört (150 Ω). Die Übertragungsfunktion wurde aus den Streuparametern wie folgt berechnet:

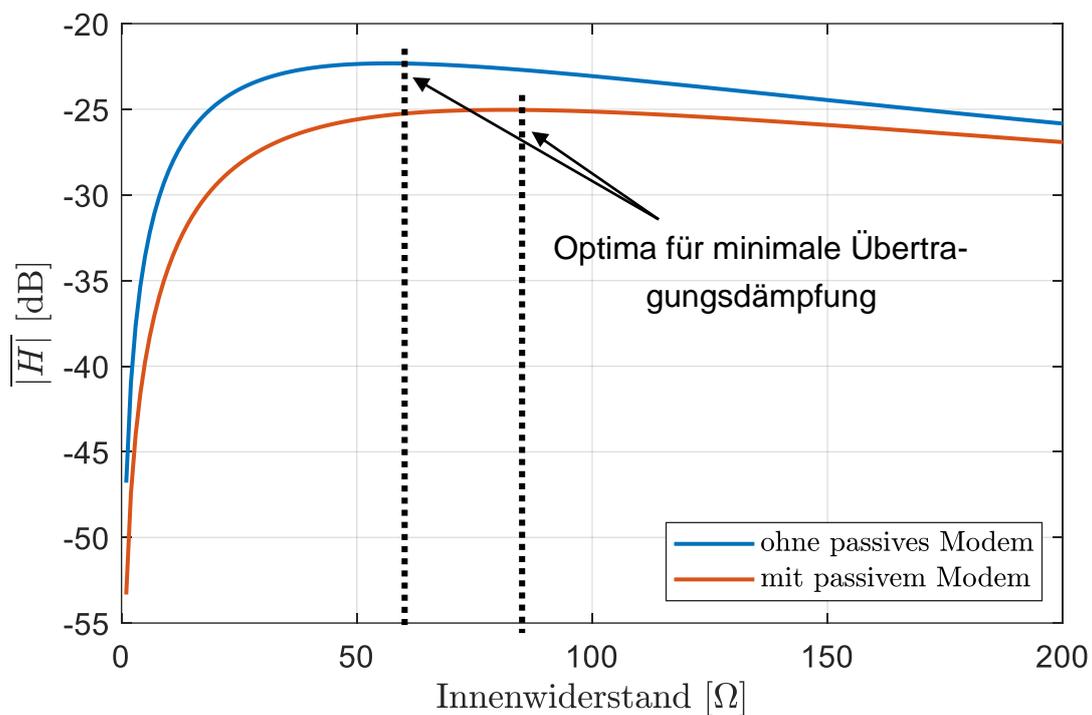
$$H = \frac{U_E}{U_S} = \frac{S_{21}(1 + \Gamma_L)(1 - \Gamma_S)}{2(1 - S_{22}\Gamma_L)(1 - \Gamma_{in}\Gamma_S)} \quad 6.4$$

mit den Reflexionsfaktoren

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}, \Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}, \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad 6.5$$

$Z_0$  ist hierbei die Bezugsimpedanz der Streuparameter.

Abbildung 64 zeigt den über den Frequenzbereich (2–28 MHz) gemittelten Übertragungsfaktor  $|\overline{H}|$  (Mittelwert), aufgetragen über dem Modem-Innenwiderstand. Ohne ein passives Modem liegt der optimale Innenwiderstand bei 60 Ω, mit passivem Modem bei 80 Ω.



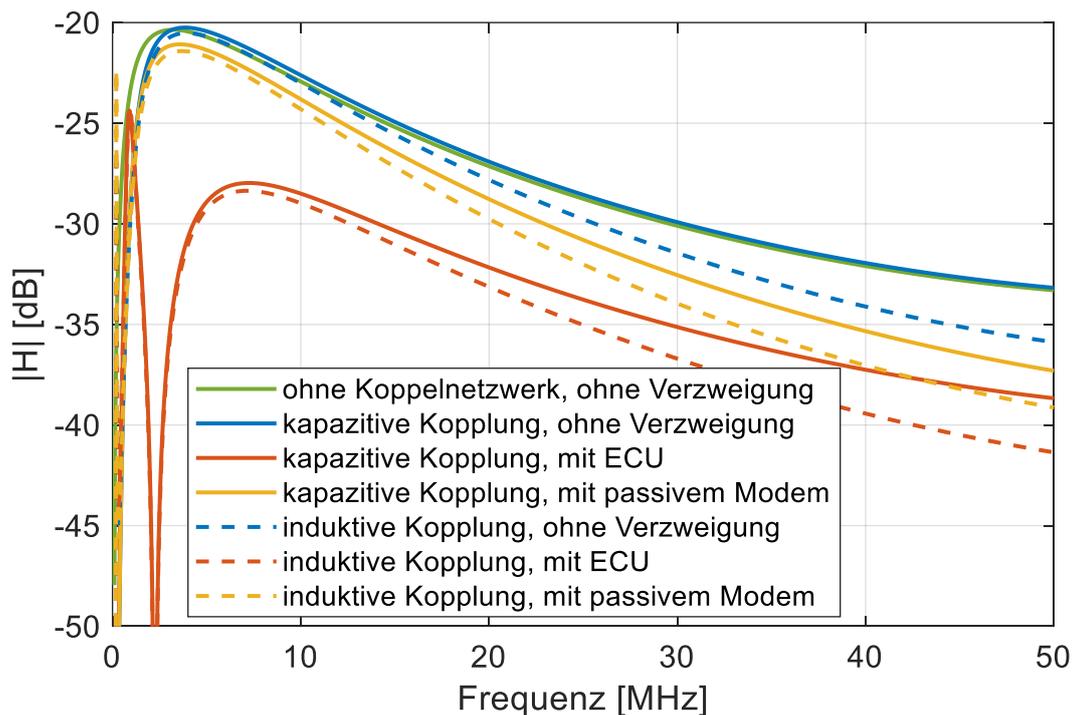
**Abbildung 64: Gemittelte Übertragungsfunktion von 2 MHz bis 28 MHz in Abhängigkeit vom PLC-Modem-Innenwiderstand. Sender- und Empfängerinnenwiderstand sind hierbei immer gleich.**

Der Unterschied ist dadurch zu erklären, dass ein kleiner Innenwiderstand für die PLC-Signalquelle eine hohe Last darstellt. Sind mehrere Modems verbaut, ist die Last aufgrund der parallelen Verschaltung noch größer. Der Verlauf der Kurven legt den Schluss nahe, dass ein höherer Modem-Innenwiderstand anzustreben ist, da in diesem Fall mit weniger Performance-Nachteilen zu rechnen ist.

Die Übertragungsfunktionen zwischen den beiden äußeren PLC-Modems (ECU 1 und ECU 2) mit unterschiedlichen Koppelnetzwerkstrukturen sind der Abbildung 65 zu entnehmen. Hierbei handelt es sich um die Simulationsergebnisse des Bordnetzmodells in Verbindung mit Modellen der Koppelstrukturen (Kapitel 5.4). Für die Berechnung der Übertragungsfunktion wurde der Modem-Innenwiderstand von  $150\ \Omega$  angesetzt. Die Simulationen sind bei drei verschiedenen Konfigurationen durchgeführt worden:

1. Ohne Verzweigung in der Mitte
2. Mit ECU 3 ohne PL-Modem an der Verzweigungsstelle
3. Mit ECU 3 und passivem Modem an der Verzweigungsstelle

Bei der kapazitiven Kopplung ist in diesem Fall eine ideale Entkopplung der ECU-Impedanz angenommen und ein  $10\ \text{nF}$  Koppelkondensator verwendet worden. Für die induktive Kopplung wurde ein kommerzieller 1:1-Übertrager verwendet (Kapitel 5.4.3.1, Übertrager Typ 1.2).



**Abbildung 65: Übertragungsfunktion (von ECU1 zu ECU2) des Bordnetzmodells unter Berücksichtigung der Koppelstrukturen und einem Modem-Innenwiderstand von  $150\ \Omega$ .**

Wie bereits mehrfach an anderen Stellen in dieser Arbeit diskutiert, zeigt sich auch hier, dass eine Verzweigung generell eine Verschlechterung der Übertragungseigenschaften zu Folge hat. Ein passives Modem mit einem Innenwiderstand von  $150\ \Omega$  verursacht eine Dämpfung von  $3\ \text{dB}$ . Kritischer in diesem Zusammenhang ist der Effekt der kapazitiven ECU-Impedanz. Hier ist eine zusätzliche Dämpfung von  $5\ \text{dB}$  zu

beobachten und ein tiefer Einbruch der Übertragungsfunktion bei 2,2 MHz, erzeugt von der Leitungsinduktivität und der Kapazität der ECU.

Zwischen der induktiven und kapazitiven Kopplung sind kaum Unterschiede festzustellen. Im oberen Frequenzbereich machen sich die Streuinduktivitäten der Übertrager bemerkbar, sodass die induktive Kopplung etwa 2 dB niedrigere Werte erzielt. Die kapazitive Kopplung weist weniger Verluste auf, da sie nahezu identisch ist mit der Übertragungsfunktion ohne Koppelnetzwerke. Bei 4 MHz ist sogar eine leichte Anhebung der Übertragungsfunktion zu beobachten. Dieser Effekt wird durch die Anpassung der komplexen ohmsch-kapazitiven Abschlussimpedanz an die konjugiert komplexe Zugangsimpedanz des induktiv geprägten Bordnetzmodells zusätzlich verstärkt.

### 6.4.3 PLC-Modem

Für die Untersuchung wurde das PLC-Modem „PLC Stamp 1“ der Firma I2SE verwendet [100]. Die Abbildung 66 zeigt ein Foto des Boards, das in zweifacher Ausführung eine Punkt-zu-Punkt-Verbindung in dem zuvor erläuterten Aufbau ermöglicht.

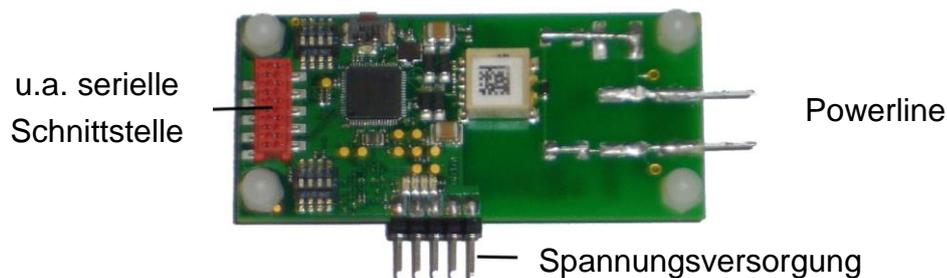


Abbildung 66: Foto des „PLC Stamp 1“

Das Board basiert auf dem PLC-Chip „QCA7000“ der Firma Qualcomm Atheros und ist konform mit der Home Plug GreenPHY Spezifikation. Die relevanten Parameter des Chips sind in Tabelle 10 dargestellt.

Spezifikation	Modulation	Frequenzbereich	Subträger	FEC	Datenrate (maximal)
HomePlug GreenPHY [37]	OFDM	2–28 MHz	917 (QPSK)	Turbo Code ROBO (Versand von bis zu 5 Kopien)	4–10 MBit/s

Tabelle 10: Parameter des PLC-Chips QCA7000.

Durch die QPSK-Modulation, die mit relativ kleinem SNR zuverlässig arbeitet, und den ROBO-Modus, der mittels Interleaving bis zu 5 Kopien der zu sendenden Daten zufällig über den Zeit- und Frequenzbereich verteilt, kann eine robuste Übertragung sichergestellt werden. Allerdings gibt es dadurch Einbußen bei der Datenrate, sodass

sich eine Nettodatenrate von 4–10 Mbit/s ergibt, je nach Anzahl der Kopien. Adaptive Kanalkodierer und Modulationsverfahren sind in der Spezifikation nicht vorgesehen.

Der PLC-Chip wird von einem ARM Cortex M4 Mikrocontroller über eine SPI-Schnittstelle gesteuert (Abbildung 67). Für die Kommunikation zwischen Mikrocontroller und PLC-Chip werden die mitgelieferten Treiber verwendet. Diese sind mit dem Ziel einer stabilen Übertragung konzipiert, sodass aufgrund des zusätzlichen Overheads die maximal mögliche Datenrate bei etwa 1,7 Mbit/s liegt. Für die Kommunikation zum PC wird die UART-Schnittstelle des Mikrocontrollers verwendet. Der Sender wird so programmiert, dass er kontinuierlich Nachrichtenpakete mit zufälligem Inhalt sendet, während der Empfänger die korrekt empfangenen Pakete zählt und diese Information an einen PC zur Weiterverarbeitung übermittelt. Eine Auswertung der Bitfehlerrate auf der PHY-Ebene ist nicht möglich, da der PLC-Chip nur Zugriff auf den höheren MAC-Layer erlaubt. Aus diesem Grund wird bei den folgenden Untersuchungen derjenige Störpegel ermittelt, bei der die Datenrate um 50% einbricht, womit durchschnittlich nur jedes zweite Paket fehlerfrei empfangen werden kann.

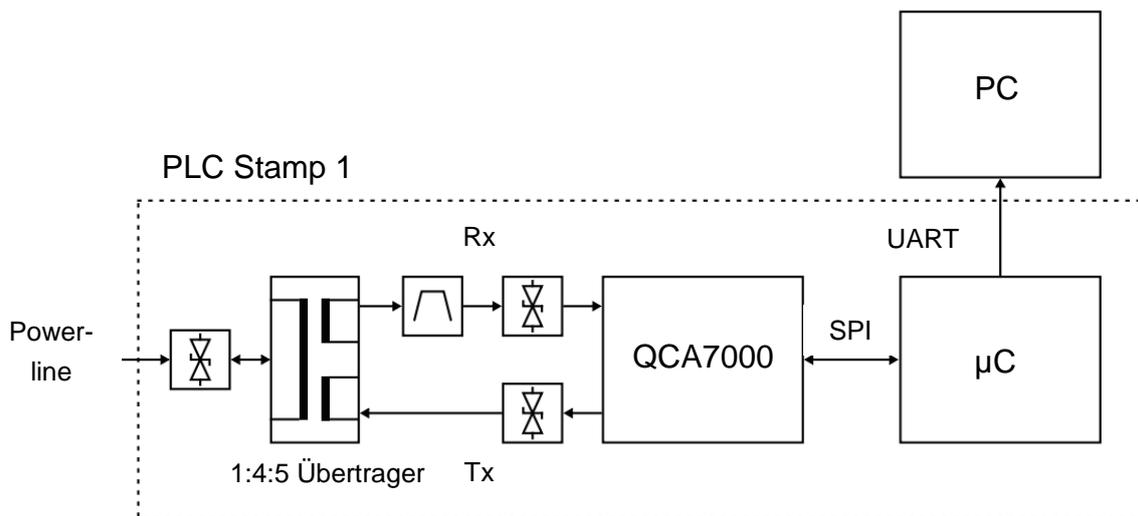


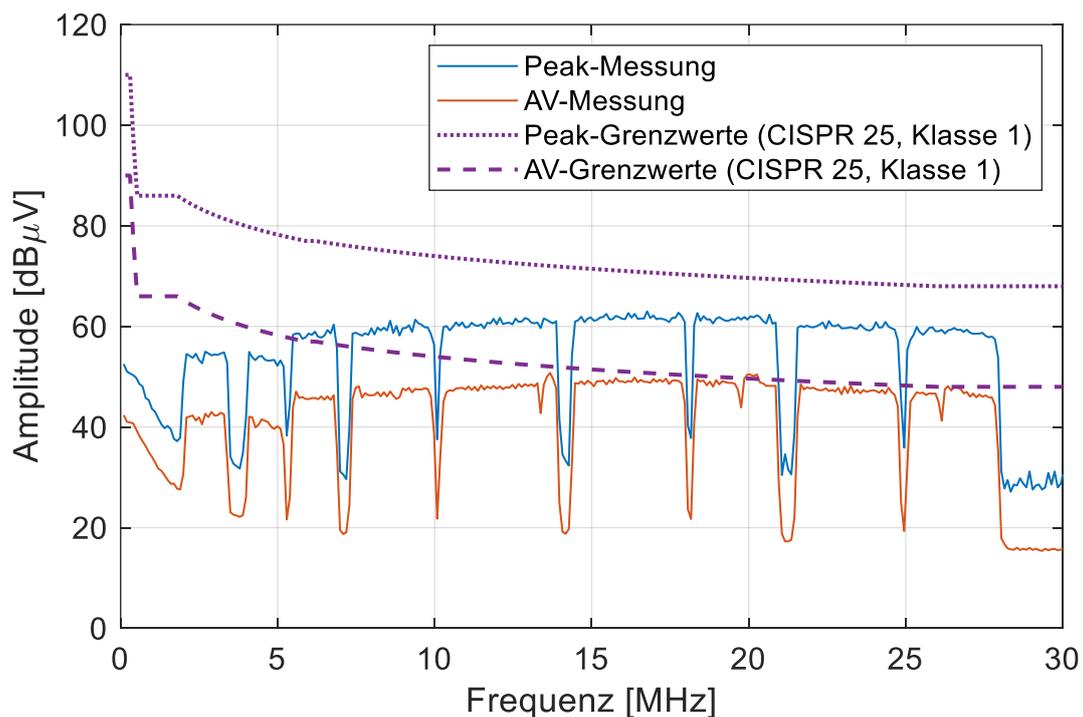
Abbildung 67: Blockdiagramm der „PLC Stamp 1“.

Weiterhin ist dem Blockdiagramm zu entnehmen, dass sich auf dem Board Suppressordioden für den Transientenschutz, ein Übertrager mit unterschiedlichen Übersetzungsverhältnissen für den Sende- (Tx) und Empfangszweig (Rx) und ein Bandpassfilter im Empfangszweig befinden. Messungen der Eingangsimpedanz haben gezeigt, dass das Board im Übertragungsband eine Impedanz von  $150 \Omega$  aufweist. Im vorigen Kapitel wurde gezeigt, dass eine Anpassung im vorliegenden Fall kaum Vorteile bringt. Dementsprechend wird bei der Anbindung an das Versuchsbordnetz auf eine Anpassung verzichtet.

Die Sendeleistungsdichte ist nach der Home Plug GreenPHY Spezifikation [101] auf  $-50 \text{ dBm/Hz}$  begrenzt, was einem Spannungspegel von  $97 \text{ dB}\mu\text{V}$  gleichkommt

(50  $\Omega$  Messsystem, RBW=9 kHz). Da die Grenzwerte der Klasse 1 nach CISPR 25 [98] bei weitem nicht eingehalten werden (Kapitel 6.3.1, Abbildung 57), ist demzufolge ein Dämpfungsglied direkt am Sender anzubringen. Eine Dämpfung von 25 dB bis 50 dB (frequenzabhängig, da der Grenzwert nicht konstant ist) ist notwendig, um die AV Grenzwertklasse 1 zu erfüllen. Abbildung 68 zeigt das gedämpfte Spektrum des Senders an der Bordnetznachbildung. Hier wurde ein 30 dB Dämpfungsglied verwendet, um die Sendeleistung des PLC-Modems unterhalb der AV Grenzwertklasse 1 zu halten.<sup>30</sup>

Zu erkennen ist die spektrale Maske, bei der definierte Frequenzbänder freigehalten werden, die z. B. durch andere Dienste belegt sein können. Die spektrale Maske ist entsprechend der HomePlug Green Phy Spezifikation [101] für den Einsatz in Nordamerika konfiguriert. Das MW-, SW- und CB-Band werden hier nicht frei gehalten. Eine Anpassung für den Einsatz in Europa wäre demnach nötig. Im vorliegenden Fall werden etwa 90% des 26 MHz breiten Bandes genutzt.



**Abbildung 68: An der Bordnetznachbildung (Senderseitig) gemessenes Spektrum des „PLC Stamp 1“ mit einem 30 dB Dämpfungsglied am Sender (RBW = 9 kHz, VBW = 10 kHz, Sweep-Time = 40 s).**

<sup>30</sup> Die in das Versuchsbordnetz abgegebene Sendeleistung des PLC-Modems ist tatsächlich geringer, weil die Eingangsimpedanz nicht an die Modemimpedanz angepasst ist. Deshalb ist eine geringere Dämpfung nötig, als theoretisch ermittelt. Beispielsweise wäre eine Dämpfung von 46 dB nötig, um die -50 dBm/Hz Sendeleistungsdichte unter die AV Grenzwertklasse 1 von -93 dBm/Hz bei 20 MHz zu dämpfen.

#### 6.4.4 Analyse der Übertragung bei Störung mit weißem Rauschen

Für die Nachbildung des Rauschens im Prüfaufbau wird ein Funktionsgenerator<sup>31</sup> verwendet. Dieser besitzt eine Samplingrate von 2 GSa/s sowie einen Innenwiderstand von 50  $\Omega$  und bietet die Möglichkeit neben einigen Standardfunktionen weißes Rauschen und selbst definierte Signale zu erstellen.

Die Einkopplung von Störungen erfolgt am 50  $\Omega$  Messport der Bordnetznachbildung. Nach der CISPR 25 besteht der Messport aus einem 1 k $\Omega$  Widerstand parallel zu einem 50  $\Omega$  Abschlusswiderstand bzw. parallel zu einem Messempfänger oder, wie in diesem Fall, zu einem Funktionsgenerator mit einem 50  $\Omega$  Innenwiderstand. Auf diese Weise ist sichergestellt, dass trotz des Innenwiderstandes des Funktionsgenerators die Impedanzverhältnisse des Versuchsaufbaus nicht verändert werden.

Für die Störfestigkeitsprüfung wird der Aufbau in Abbildung 69 verwendet. An der Bordnetznachbildung, an der das Empfängermodem angeschlossen ist, wird ein näherungsweise weißes Rauschen mithilfe des Funktionsgenerators eingespeist. Der Störpegel wird so lange erhöht, bis die Datenrate auf die Hälfte eingebrochen ist.

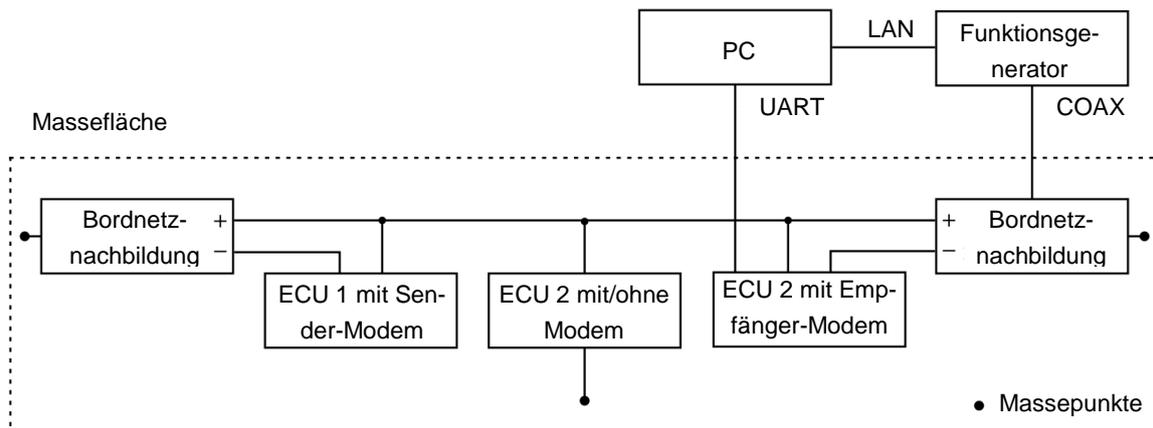
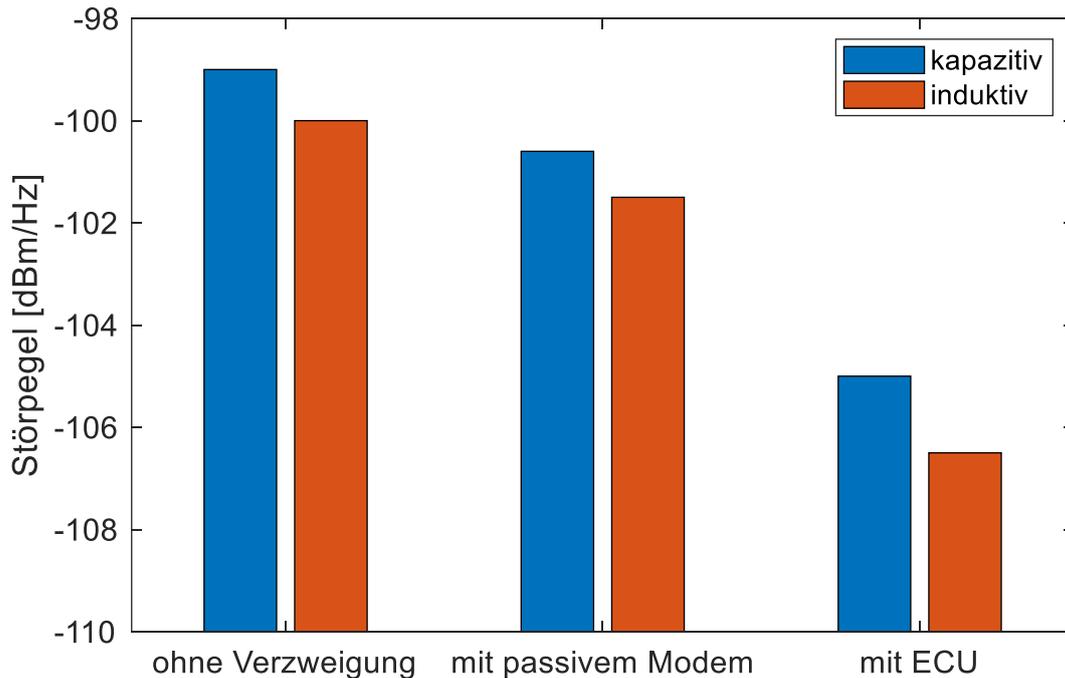


Abbildung 69: Blockdiagramm des Versuchsaufbaus.

Die Steuerung des Funktionsgenerators und die Auswertung der Datenrate erfolgen auf einem PC. In den Versuchen wurden verschiedene Kopplungsvarianten und unterschiedliche Situationen bezüglich der Verzweigungsstelle berücksichtigt. Abbildung 70 stellt die Ergebnisse der Untersuchungen dar.

<sup>31</sup> Tektronix AFG3252

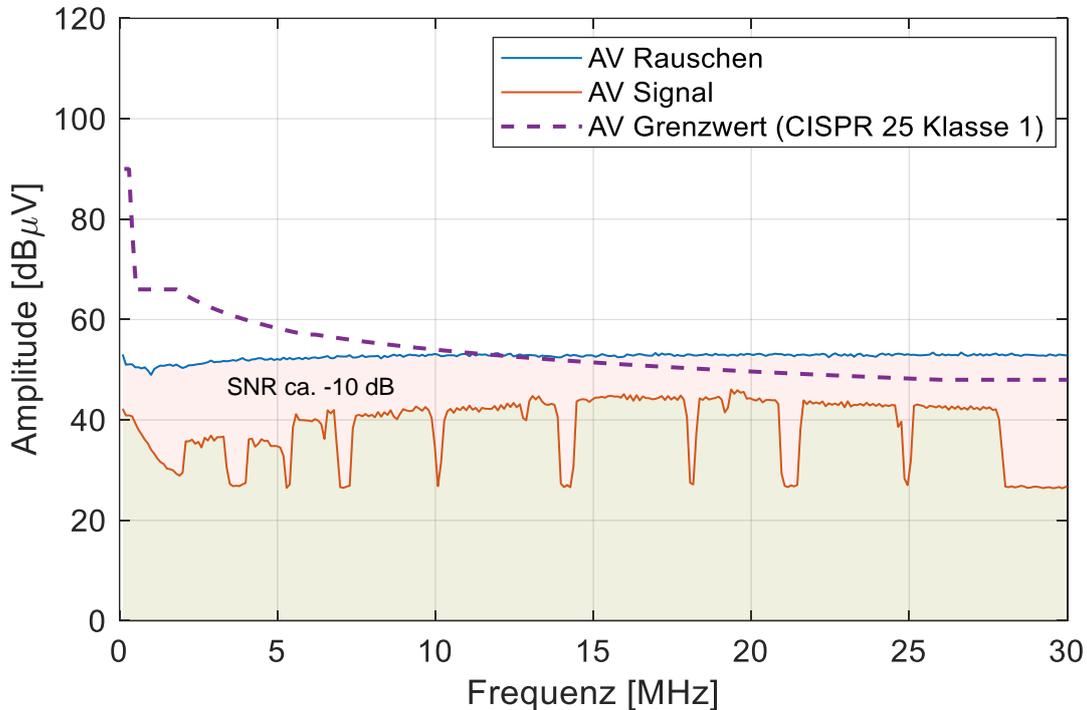


**Abbildung 70: Störpegel des weißen Rauschens am Empfängermodem, der die Datenrate um 50 % reduziert, bei unterschiedlichen Varianten der Übertragungsstrecke und Kopplungen. Der Störpegel ist bezogen auf 50  $\Omega$ .**

Ein Störpegel von -99 dBm/Hz reduziert die Datenrate bei der kapazitiven Kopplung und ohne Verzweigung um 50 % auf etwa 0,9 Mbit/s. Umgerechnet auf eine Messbandbreite von 9 kHz bei einem 50  $\Omega$  Messsystem ergibt sich ein Störpegel von 48 dB $\mu$ V, der näherungsweise mit der Grenzwertlinie der Klasse 2 vergleichbar ist. Für diesen Fall kann der SNR messtechnisch ermittelt werden, indem das Verhältnis der Nutzsignalpegel zum Rauschpegel am Empfängermodem gebildet wird. Dazu wurde (anders als in Abbildung 69 dargestellt) an der linken Bordnetznachbildung das Rauschen eingespeist und an der rechten Bordnetznachbildung einmal das Nutzsignal ohne Rauschen gemessen und danach das Rauschen, bei dem die Datenrate um 50 % einbricht (Abbildung 71).

Durch die Kanaldämpfung liegt das Nutzsignal an der empfängerseitigen Bordnetznachbildung deutlich unterhalb der Klasse 1 Grenze. Weil die Gesamtimpedanz des Aufbaus über 50  $\Omega$  liegt, ist beim Rauschen ein etwas höherer Pegel zu beobachten als der zuvor berechnete Pegel im 50  $\Omega$  System. Wie der Abbildung zu entnehmen ist, liegt das Nutzsignal unterhalb des Rauschpegels. Der messtechnisch ermittelte SNR am Empfängermodem liegt in diesem Fall bei ca. -10 dB, was mit der shannonschen Kanalkapazität von 3,6 Mbit/s korrespondiert. Diese Datenrate kann in der Praxis offensichtlich nicht erreicht werden, denn die Modulation und Kanalkodierung sind nicht

optimal. Außerdem nutzt das vorliegende PLC-Modem effektiv ca. 90 % der zur Verfügung stehenden Bandbreite und ist zudem auf eine robuste Übertragung ausgelegt, was die erreichbare Datenrate zusätzlich reduziert.



**Abbildung 71: An der Bordnetznachbildung (empfängerseitig) gemessenes Spektrum des „PLC Stamp 1“-Nutzsignals und des eingepprägten weißen Rauschens. Übertragungsstrecke ohne Verzweigung.**

Insgesamt kann ein qualitativer Vergleich mit den zuvor getroffenen theoretischen Überlegungen vorgenommen werden. Wie zu erwarten, haben Verzweigungen einen negativen Einfluss auf die Übertragungseigenschaften. Eine Verzweigung mit einem passiven Modem hat in der vorliegenden Konfiguration eine Dämpfung von 3 dB. Dies macht sich im Versuch mit einem 1,5 dB niedrigeren Störpegel bemerkbar. Bei einer Verzweigung mit einem ECU sind im Durchschnitt etwa 6,4 dB niedrigere Störpegel zu beobachten, bedingt durch die höhere Dämpfung und den tiefen Einbruch in der Übertragungsfunktion infolge des kapazitiv wirkenden ECU. Insgesamt ist die kapazitive Kopplung bei allen Kombinationen etwa 1,1 dB weniger stör anfällig als die induktive Kopplung. Dies liegt daran, dass der verwendete Übertrager eine zusätzliche Dämpfung von durchschnittlich 1,1 dB aufweist.

## 6.5 Untersuchung der Störfestigkeit

Die zuvor gemachten Überlegungen hatten das Ziel festzustellen, wie sich ein PLC-System in einen Verbund von Komponenten integrieren lässt, deren leitungsgeführten Störemissionen nach Kfz-Standards geregelt werden. Dabei wurde ein Breitband-

PLC-System basierend auf einem OFDM-Modulationsverfahren zur Validierung herangezogen. OFDM-Systeme zeichnen sich durch eine hohe Robustheit gegenüber Schmalbandstörungen aus, sind aber auch komplex. Einzelträgerverfahren sind deutlich einfacher im Aufbau und dementsprechend günstiger. Solche Systeme eignen sich für Anwendungen mit geringer Datenrate, wie der Übermittlung von einfachen Ein- und Ausschaltkommandos, und wären in einem ähnlichen Anwendungsbereich anzusiedeln wie der klassische LIN-Bus. Eine Schwäche der Einzelträgermodulation ist die Störanfälligkeit gegenüber schmalbandigen Störungen. In der Regel bilden die typischen Kfz-EMV-Störfestigkeitstests solche Störungen nach. Daher wird im Folgenden die Störanfälligkeit von einzelträgerbasierten PLC-Systemen in solchen Testumgebungen untersucht.

### 6.5.1 EMV-Störfestigkeitstests

EMV-Störfestigkeitstests erlauben Aussagen über das Verhalten unter extremen Bedingungen. Normalerweise werden schmalbandige CW- (Continuous Wave) und AM- (Amplitude Modulation) Signale oder transiente Pulse zur Störung verwendet. Die prinzipielle Vorgehensweise bei der EMV-Bewertung z. B. von Transceivern auf IC-Ebene kann wie folgt zusammengefasst werden [102]:

- Aufbau eines Minimalnetzwerks aus drei bzw. zwei Transceivern auf einer Testplatine
- Verwendung von einfachen Testfunktionen (TX-Signale) zum Aufbau einer Kommunikation im Netzwerk
- Störein- bzw. -auskopplung auf Basis von IC-Messverfahren
- Bewertung der Funktion des Transceivers anhand von Spannungs-Zeitverläufen an den zugehörigen Pins

Dieser Ansatz lässt sich im Grunde nicht nur auf die EMV-Bewertung auf IC-Ebene beziehen, sondern allgemeiner auffassen und z. B. auf der Komponenten-Ebene anwenden.

Die IEC 62228 spezifiziert die EMV-Bewertung<sup>32</sup> von Transceivern auf IC-Ebene. Die internationale Normenreihe der ISO 11452 deckt hingegen alle Varianten von Komponententests ab, die an Kfz-Komponenten durchgeführt werden [103].

Im Folgenden werden drei typische Prüfverfahren für die Störfestigkeit von PLC-Systemen analysiert, und deren Eignung diskutiert.

---

<sup>32</sup> Sowohl Störemission als auch Störfestigkeit von LIN- und CAN-Transceivern

### 6.5.1.1 Direct Power Injection (DPI) Test

Der DPI-Test ist eine etablierte Prüfung, um die Störfestigkeit auf IC-Ebene zu testen. Er findet insbesondere Anwendung in der Störfestigkeitsprüfung von LIN [104] und Automotive-Ethernet-Transceivern [105]. Der Testaufbau besteht aus einem kleinen Netzwerk, das auf einer Platine aufgebaut wird. Die Störung wird über eine Kapazität direkt in einen zu testenden IC-Pin eingespeist. Einen typischen Aufbau zeigt Abbildung 72.

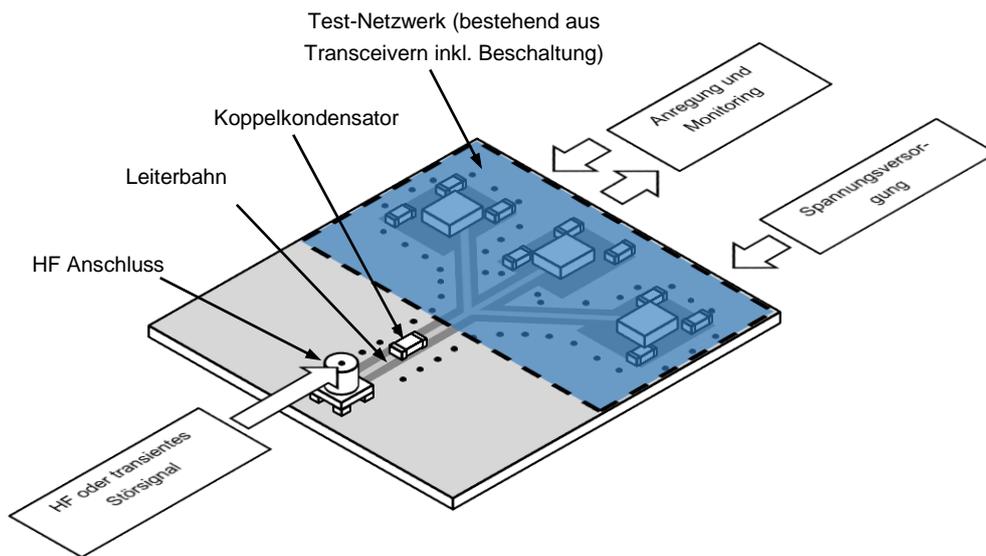


Abbildung 72: Typische DPI-Testplatine.

Der Test ermöglicht es somit, Störpegelgrenzwerte direkt am IC Pin zu ermitteln. Als Störsignale werden CW-, AM- und ISO-Pulse verwendet. LIN-Transceiver zeichnen sich beispielsweise trotz asymmetrischer Signalübertragung durch eine relativ hohe Robustheit aus und widerstehen einer CW- und AM-Störung von bis zu 37 dBm Vorwärtsleistung [106]. Dies liegt darin begründet, dass für die Übertragung hohe Spannungspegel (12 V) verwendet werden. Bussysteme, wie CAN, FlexRay oder Automotive Ethernet, sind ebenfalls robust, weil die Störung im Gleichtaktmodus eingespeist wird, während die Nutzsignalübertragung differentiell erfolgt. Hierbei spielt die Empfindlichkeit der Transceiver gegenüber Gleichtaktstörungen und Asymmetrien<sup>33</sup> eine Rolle.

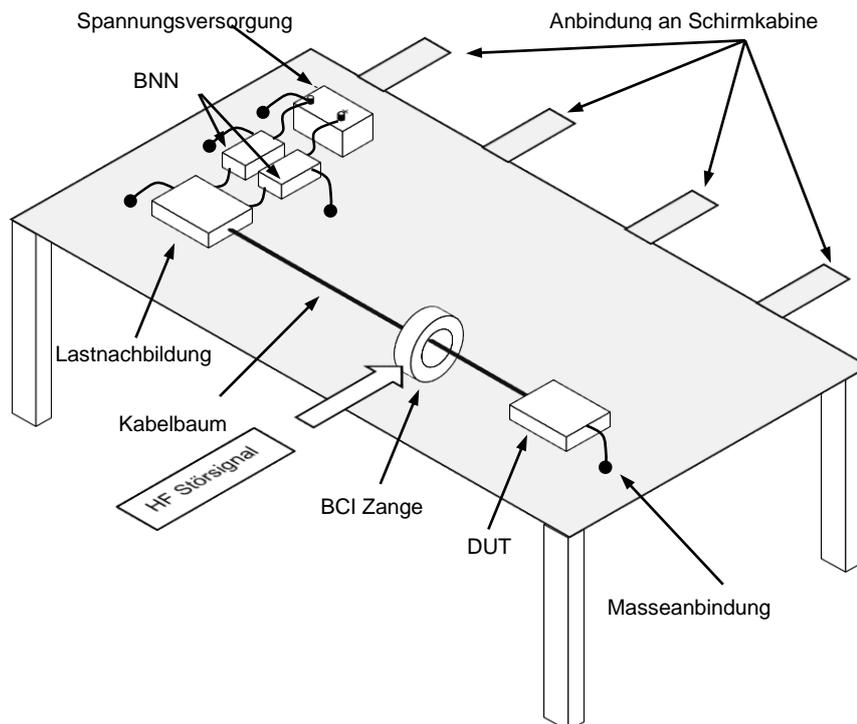
PLC-Systeme arbeiten wie LIN mit einer asymmetrischen Signalübertragung, verwenden aber deutlich geringere Sendepiegel, um die Störemissionsgrenzwerte im

<sup>33</sup> Z.B. führen Asymmetrien in Terminierungsnetzwerken oder Längendifferenzen der Einzeladern einer verdrehten Leitung zu Modenkonzersion.

Bordnetz nicht zu überschreiten. Daher ist ein direkter Vergleich mit LIN oder differentiellen Bussystemen nur bedingt möglich.

### 6.5.1.2 Bulk Current Injection (BCI) Test

Die Störfestigkeit im Systemverbund wird z. B. mittels einer BCI-Koppelzange ermittelt [107]. Hierbei soll der BCI-Test die Störbeeinflussung durch die Einstrahlung von elektromagnetischen Feldern in den Kabelbaum nachbilden. Ein typischer BCI-Testaufbau ist in Abbildung 73 dargestellt, wobei sich der Tisch mit allen Komponenten in einer Schirmkabine befindet.



**Abbildung 73: Typischer BCI-Testaufbau.**

Die Störleistung wird induktiv in den Kabelbaum, an dem der Prüfling (DUT) angeschlossen ist, eingepreßt. Die BCI-Koppelzange wirkt dabei wie ein Transformator, dessen Sekundärseite der zu testende Kabelbaum bildet. Somit wird im Kabelbaum ein HF-Gleichtaktstrom induziert, der über den Prüfling, die Lastnachbildung und die Bordnetznachbildung (BNN) abfließt.

Beispielsweise werden Datenübertragungssysteme basierend auf differentieller Signalübertragung mit BCI-Tests geprüft, um eine Gleichtakt-zu-Gegentakt-Konversion aufgrund von Asymmetrien aufzudecken bzw. die Sensitivität der Transceiver gegen Gleichtaktstörungen zu testen.

Die PLC-Übertragung erfolgt in der Regel asymmetrisch über eine Eindrahtleitung mit der Massefläche als Bezugspotential. Die lokale Masseanbindung der Prüflinge

stellt dementsprechend die kritischste Konfiguration dar. Das heißt, der Rückstrom der Bordnetzversorgung und der des PLC-Signals fließen anstatt über eine mitgeführte Leitung im Kabelbaum über die Massefläche. Dadurch kann sich der Gleichtakt-Störstrom direkt mit dem Nutzsignal überlagern.

### 6.5.1.3 Absorber-Lined Shielded Enclosure (ALSE) Test

Gestrahlte Störfestigkeitstests stellen eine weitere Klasse von typischen EMV-Prüfungen dar [108]. Abbildung 74 stellt einen solchen Prüfaufbau dar, wobei er sich in einer geschirmten Absorberkabine befindet. Die Antenne erzeugt ein elektromagnetisches Feld, das in den Kabelbaum und das DUT einkoppelt. Je nach Frequenzbereich werden unterschiedlichen Antennen eingesetzt.

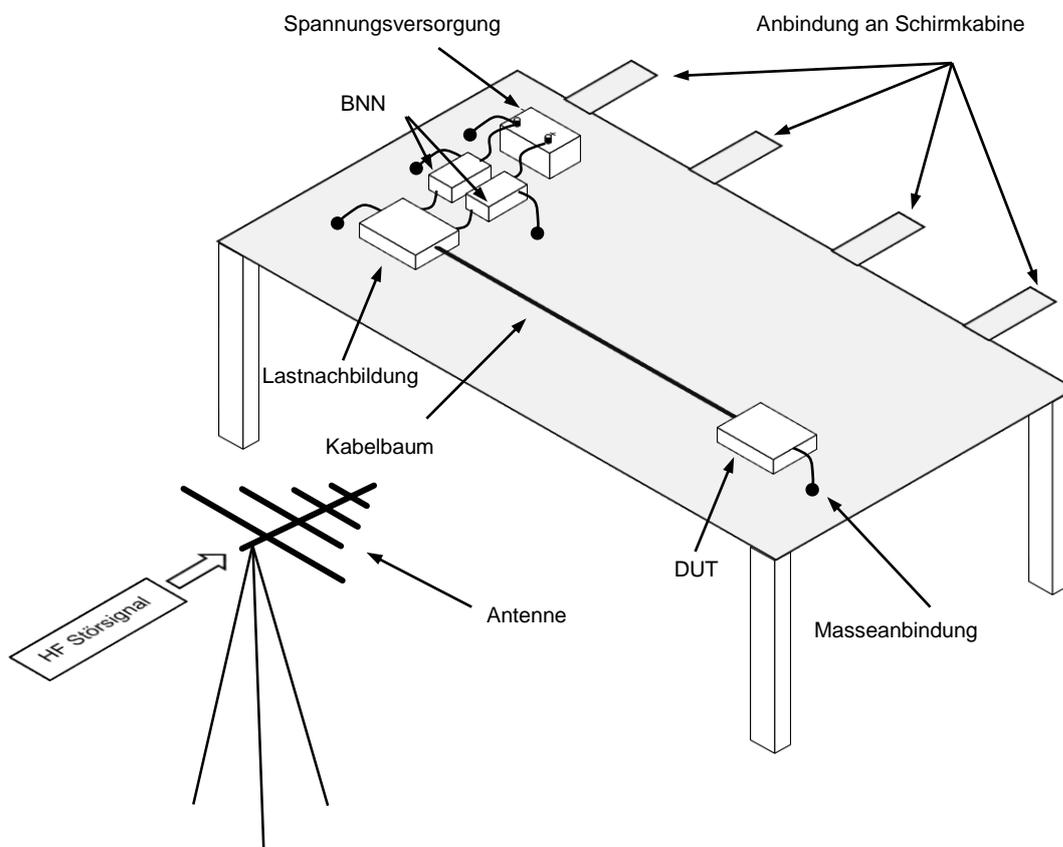
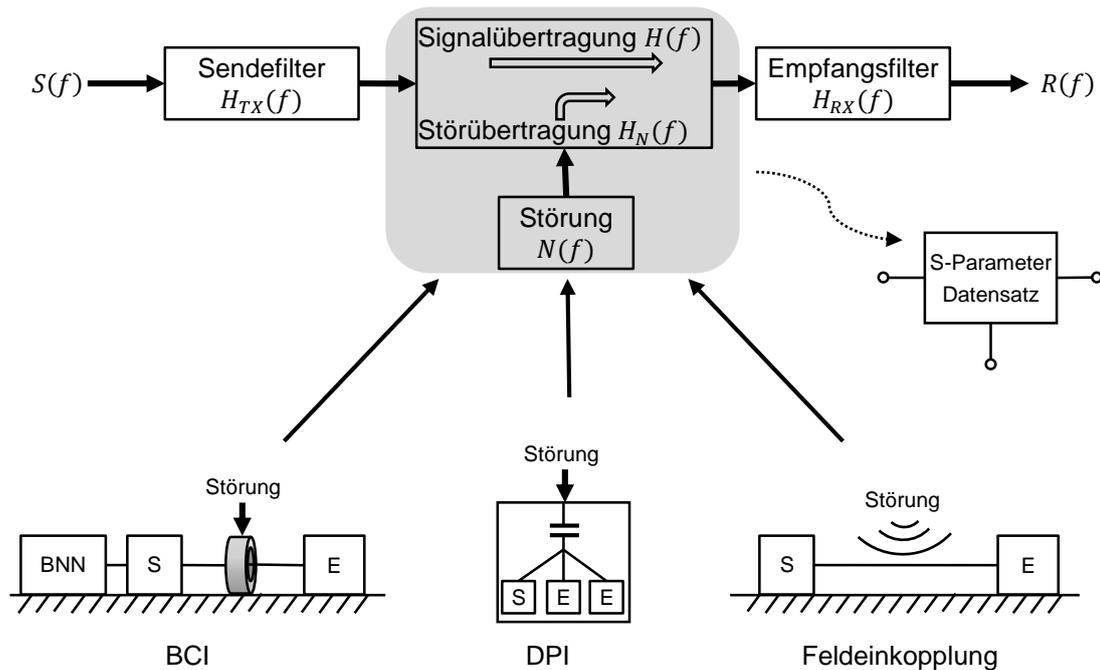


Abbildung 74: Typischer ALSE-Testaufbau.

### 6.5.2 Modellierungsansatz

Für ein zu testendes PLC-System wird der Prüfaufbau als störbehafteter Übertragungskanal betrachtet (Abbildung 75). Im Fall einer Punkt-zu-Punkt-Verbindung kann der Aufbau durch eine Black-Box mit 3 Ports repräsentiert werden, deren Verhalten mit Streuparametern beschrieben wird. An zwei Ports sind das Sende- und das Empfangsmodem angeschlossen, an einem die Störquelle.



**Abbildung 75: Abstrahierte Darstellung eines Kommunikationssystems. Der störbehaftete Kanal kann durch Kfz-Störfestigkeitsprüfaufbauten ersetzt werden (BNN: Bordnetznachbildung, S: Sender, E: Empfänger).**

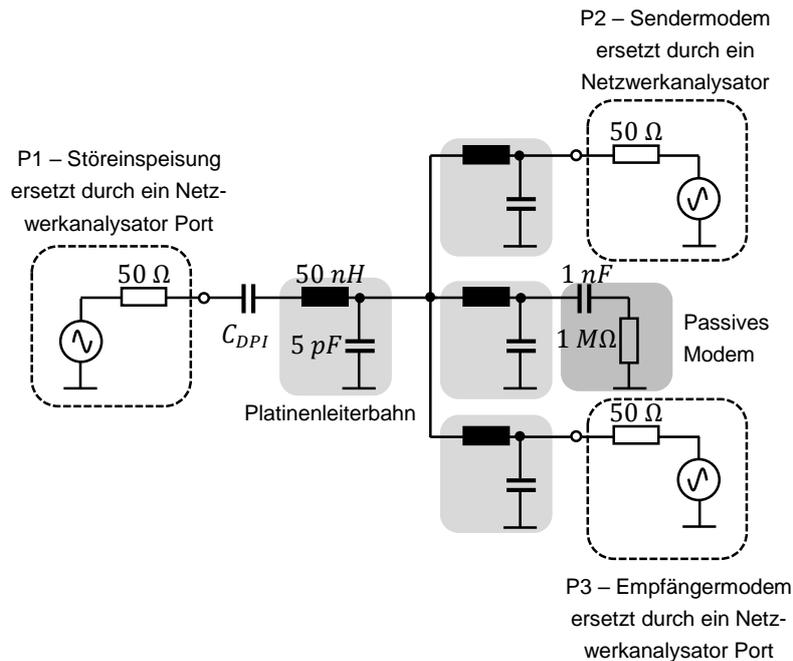
In der Regel hat ein PLC-Modem ein eingangsseitiges Filter, um Störungen außerhalb des Übertragungsbandes zu filtern. Die einzelnen Komponenten können im Frequenzbereich durch frequenzabhängige Übertragungsfunktionen beschrieben werden. Das empfängerseitige Störsignal  $R(f)$  kann bestimmt werden, indem das eingepreßte Störsignal  $N(f)$  mit der Störübertragungsfunktion  $H_N(f)$  und der Übertragungsfunktion des Eingangsfilters  $H_{RX}(f)$  multipliziert wird:

$$R(f) = H_N(f) \cdot H_{RX}(f) \cdot N(f) \quad 6.6$$

Die folgenden Analysen beziehen sich zunächst nur auf die Störübertragungseigenschaften ( $H_N(f)$ ) von typischen EMV-Störfestigkeitsprüfaufbauten. Damit kann eine Abschätzung der eingekoppelten Störleistung an der Eingangsimpedanz des Empfängers durchgeführt werden.

### 6.5.2.1 Modellierung von BCI- und DPI-Testaufbauten

Die BCI- und DPI-Prüfaufbauten können durch passive 3-Port-Netzwerke repräsentiert werden. Für eine allgemeine Darstellung der Übertragungseigenschaften werden die Ports, an denen die Modems und die Störquelle angeschlossen sind, zunächst durch  $50 \Omega$  Netzwerkanalysator-Ports ersetzt. Die hier verwendeten Netzwerkmodelle für einen typischen DPI- und BCI-Testaufbau bestehen aus passiven Elementen und sind in Abbildung 76 und Abbildung 77 dargestellt.



**Abbildung 76: Ein 3-Port-DPI-Netzwerkmodell.**

Der DPI-Aufbau (Abbildung 76) ist angelehnt an die Vorgaben für LIN-Transceiver [104], wobei die ICs auf einer Platine verbaut sind. Über eine Koppelkapazität  $C_{DPI} = 47 \text{ nF}$  erfolgt die Störeinspeisung (P1). Die Leiterbahnen sind im betrachteten Frequenzbereich elektrisch kurz und werden mit LC-Gliedern modelliert. Im Aufbau werden drei Modems verwendet, von denen zwei an der Kommunikation beteiligt sind (P2 und P3). Das mittlere Modem ist passiv und wird durch eine hochohmige Modem-Eingangsimpedanz modelliert, die kapazitiv angekoppelt ist. Die hochohmige Impedanz wurde angenommen, um den Verstärkereingang eines möglichst einfachen PLC-Systems abzubilden.

Für den BCI-Aufbau wurde das Modell in Abbildung 77 verwendet. Es beinhaltet ebenfalls einen Port zur Störeinspeisung an der BCI-Zange (P1) und zwei Ports für das Sender- und Empfängermodem (P2 und P3). Die PLC-Übertragungsstrecke besteht aus einer 1,5 m langen Leitung, in deren Mitte das BCI-Modell berücksichtigt wird. Die beiden Hälften der Leitung werden jeweils mit 0,75 m langen verlustlosen Einzelleitermodellen und einem Wellenwiderstand von  $300 \Omega$  nachgebildet. Auf der Sendermodemseite sitzt eine vereinfachte Bordnetznachbildung. Dieses BCI-Modell orientiert sich an dem Modell in [109], wobei frequenzabhängige Verluste hier vernachlässigt wurden. Es besteht aus einem Transformator, auf dessen Primärseite (Störeinspeisung) die parasitäre Kapazität der Wicklung mit einem Kondensator nachgebildet wird. Außerdem wurde der Anschlussport mit einem RLC-Netzwerk modelliert. Auf der Sekundärseite wurden die Streukapazitäten zu Masse berücksichtigt.

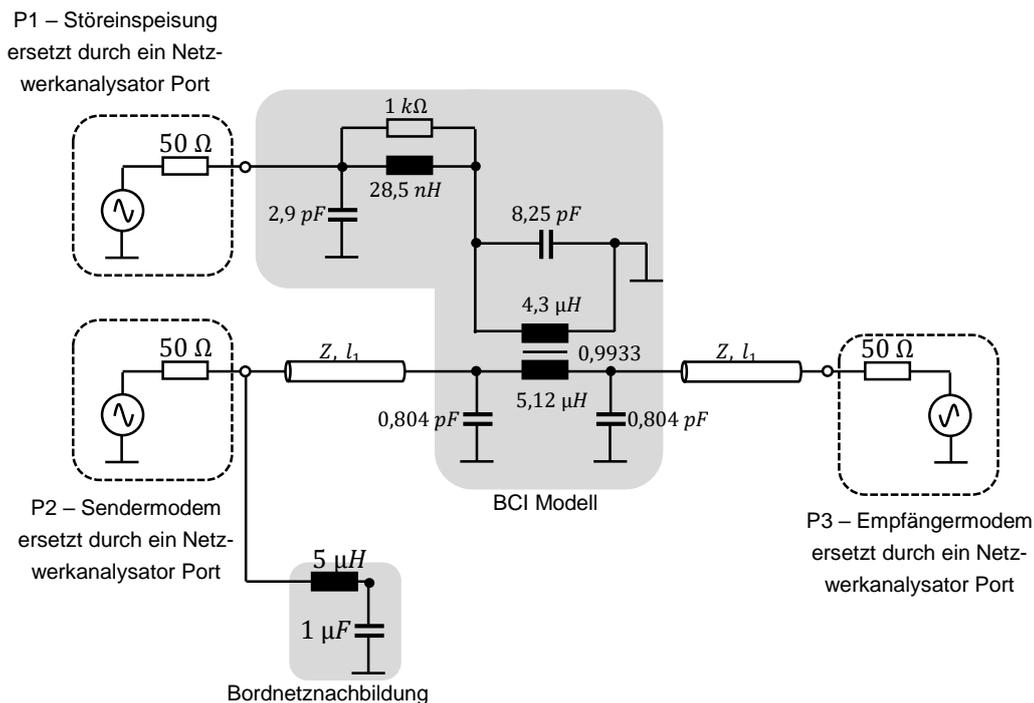
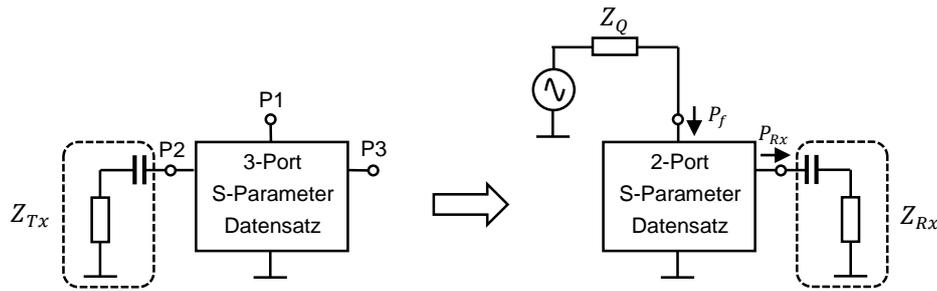


Abbildung 77: Ein 3-Port-Netzwerkmodell eines BCI-Prüfaufbaus ( $Z = 300 \Omega$ ,  $l_1 = 0.75 \text{ m}$ ).

Eine Streuparametersimulation der Modelle wurde im Frequenzbereich von 300 kHz und 30 MHz durchgeführt, um zunächst eine allgemeine 3-Port-Darstellung zu erhalten. Die in [110] beschriebene Methode kann dazu verwendet werden, um beliebige Impedanzen an die Ports des 3-Port-Datensatzes anzuschließen und die Übertragungseigenschaften mathematisch zu berechnen. Dieses Vorgehen bietet die Möglichkeit die Übertragungseigenschaften der Prüfaufbauten mit unterschiedlichen Impedanzen zu analysieren.

Abbildung 78 stellt das Vorgehen dar. Im ersten Schritt wird an P3  $Z_{Tx}$  angeschlossen und zu einem 2-Port-Datensatz umgerechnet. Sowohl  $Z_{Tx}$  als auch  $Z_{Rx}$  beinhaltet einen 1 M $\Omega$  Widerstand, der die Modemimpedanz nachbildet, in Reihe mit einer 1 nF Koppelkapazität. Im zweiten Schritt wird an den verbleibenden Ports die Störquelle mit Innenwiderstand  $Z_Q$  und Impedanz  $Z_{Rx}$  angeschlossen, um die Übertragungsfunktion zwischen der Vorwärtsleistung an P1 und der übertragenen Leistung an P2 zu berechnen.



**Abbildung 78: Umrechnung des 3-Port- in den 2-Port-S-Parameter-Datensatz unter Berücksichtigung der Modemimpedanzen (1 M $\Omega$ ) mit Koppelkapazitäten (1 nF).**

Die Übertragungsfunktion  $H_N$  der Leistung im 2-Port-System mit beliebiger Quelleimpedanz und Lastimpedanz lässt sich mit [111]

$$H_N = \frac{P_{Rx}}{P_f} = \frac{(1 - |\Gamma_Q|^2)(1 - |\Gamma_{Rx}|^2)|S_{21}|^2}{|(1 - \Gamma_Q S_{11})(1 - \Gamma_{Rx} S_{22}) - S_{12} S_{21} \Gamma_Q \Gamma_{Rx}|^2} \quad 6.7$$

$$\Gamma_Q = \frac{Z_Q - Z_0}{Z_Q + Z_0}$$

$$\Gamma_{Rx} = \frac{Z_{Rx} - Z_0}{Z_{Rx} + Z_0}$$

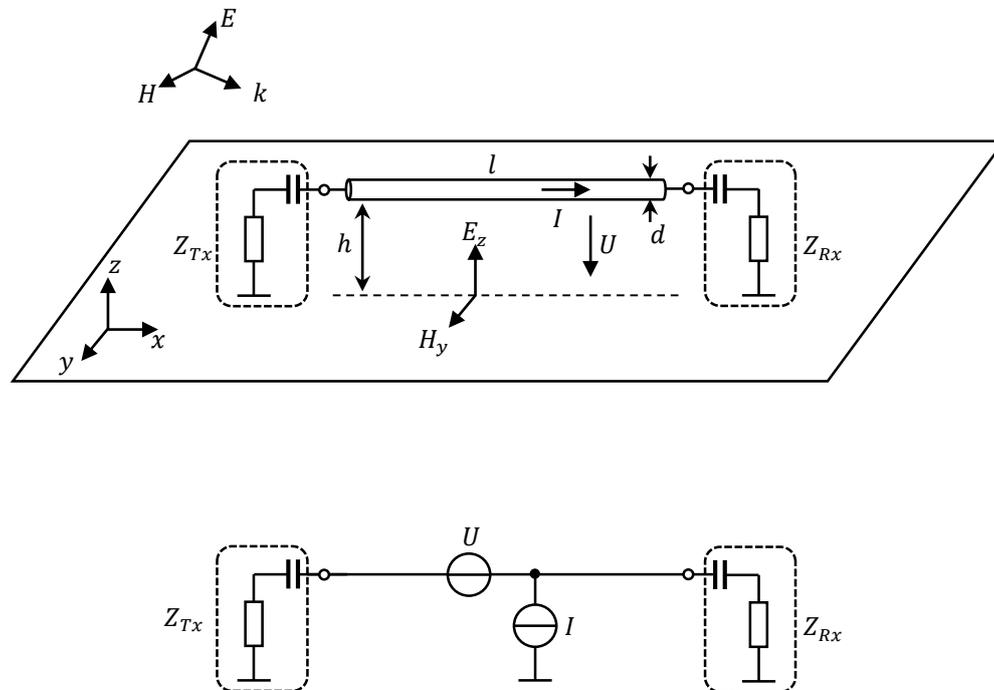
berechnen, wobei  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  und  $S_{21}$  die Streuparameter des 2-Port-Datensatzes mit 50  $\Omega$  Bezugsimpedanz sind.  $\Gamma_Q$  und  $\Gamma_{Rx}$  sind die Reflexionsfaktoren der angeschlossenen Quellenimpedanz  $Z_Q$  und Empfängerimpedanz  $Z_{Rx}$  im 50  $\Omega$  System.

### 6.5.2.2 Modellierung der Feldkopplung

Gestrahlte Störfestigkeitstests für Kfz-Systeme werden üblicherweise in geschirmten Absorberkabinen durchgeführt, um eine abgekapselte Umgebung mit freiraumähnlichen Bedingungen zu schaffen. Dabei befindet sich der Aufbau auf einem Tisch mit metallischer Oberfläche. Die Höhe und Länge des Aufbaus haben Einfluss auf den induzierten Strom und die Spannung. Beispielsweise definiert die ISO 11452-2 [108] eine Kabelbaumlänge von 1,7 m in 5 cm Höhe über der Massefläche. Ebenso wird darin der Frequenzbereich von 80 MHz bis 18 GHz angegeben und Grenzwerte für die elektrische Feldstärke definiert. Fahrzeughersteller können in ihren Hausnormen von diesen Vorgaben abweichen [112].

Hier wird die Feldeinkopplung für Frequenzen unterhalb von 30 MHz betrachtet. Dies weicht zwar von den Vorgaben der ISO 11425-2 ab, bezieht aber den relevanten Frequenzbereich von PLC ein. Ebenso wird die Kabelbaumlänge, abweichend von der Norm, auf 1 m festgelegt, was einen vereinfachten Modellierungsansatz erlaubt.

Für Prüfaufbauten mit einer räumlichen Ausdehnung von unter 1 m ist der Aufbau bis 30 MHz elektrisch kurz, womit die Ausbreitungseffekte für die Modellierung vernachlässigt werden können. Hier wird ein einfaches Niederfrequenzmodell verwendet, das die eingekoppelte Leistung an der Empfängerimpedanz aus der Feldeinstrahlung berechnet.



**Abbildung 79: Geometrie eines Leiters über einer Massefläche mit angeschlossenen Impedanzen, der durch eine einlaufende elektromagnetische Welle angeregt wird (oben). Die Anregung wird durch eine Spannungs- und Stromquelle modelliert [113] (unten).**

Das geometrische Modell und das dazugehörige Ersatzschaltbild sind in Abbildung 79 dargestellt. Darin befindet sich ein Einzelleiter der Länge  $l = 1 \text{ m}$  und Höhe  $h = 5 \text{ cm}$  mit Durchmesser  $a = 2 \text{ mm}$  über einer Massefläche. Die Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle (Wellenvektor  $k$ ) ist im Modell in  $x$ -Richtung gewählt, womit die elektrische Feldkomponente in  $z$ -Richtung ( $E_z$ ) und die magnetische Komponente in  $y$ -Richtung ( $H_y$ ) entsteht. Diese Konfiguration entspricht nicht exakt den Feldkomponenten, die bei Antennentests auftreten, denn dort wird oft die Antenne etwa in 1 m Abstand mittig zum Kabelbaum in  $y$ -Richtung platziert. Die Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Wellen ist dann ebenfalls in  $y$ -Richtung. Besonders bei niedrigen Frequenzen ist die Fernfeldbedingung in diesem Abstand nicht erfüllt, womit das elektrische und magnetische Feld entkoppelt voneinander auf den Kabelbaum wirken. Insbesondere kommt es darauf an, welcher Antennentyp verwendet wird: Wird eine Monopol-Antenne verwendet, wirkt hauptsächlich ein elektrisches Feld auf den Prüfling. Dagegen erzeugt eine magnetische Rahmenantenne (Loop-Antenne) ein magnetisches Feld. In dem Modell wird die Fernfeldbedingung mit maximaler

Kopplung ( $k$  in x-Richtung) angesetzt, was zwar nicht typischen ALSE-Tests entspricht, aber den Worst-Case besser abbildet.

Die durch das elektromagnetische Feld entstehenden Spannungen und Ströme im Leiter können als konzentrierte Spannungs- und Stromquelle modelliert werden. Die Beziehung zu den Feldkomponenten kann mit [113]

$$U = -j\omega\mu_0lhH_y$$

$$I = -\frac{j\omega\pi\varepsilon_0l2h}{\ln\left(\frac{2h}{d}\right)}E_z \quad 6.8$$

beschrieben werden. Die wirkende E-Feld-Komponente ist  $E_z$ , die H-Feld-Komponente  $H_y$ . Unter Verwendung des Freiraumwellenwiderstandes von  $\approx 377 \Omega$  und mit Zusammenfassen der Quellen und Impedanzen kann die Übertragungsfunktion, die die eingekoppelte Leistung bezogen auf das E-Feld beschreibt, aufgestellt werden:

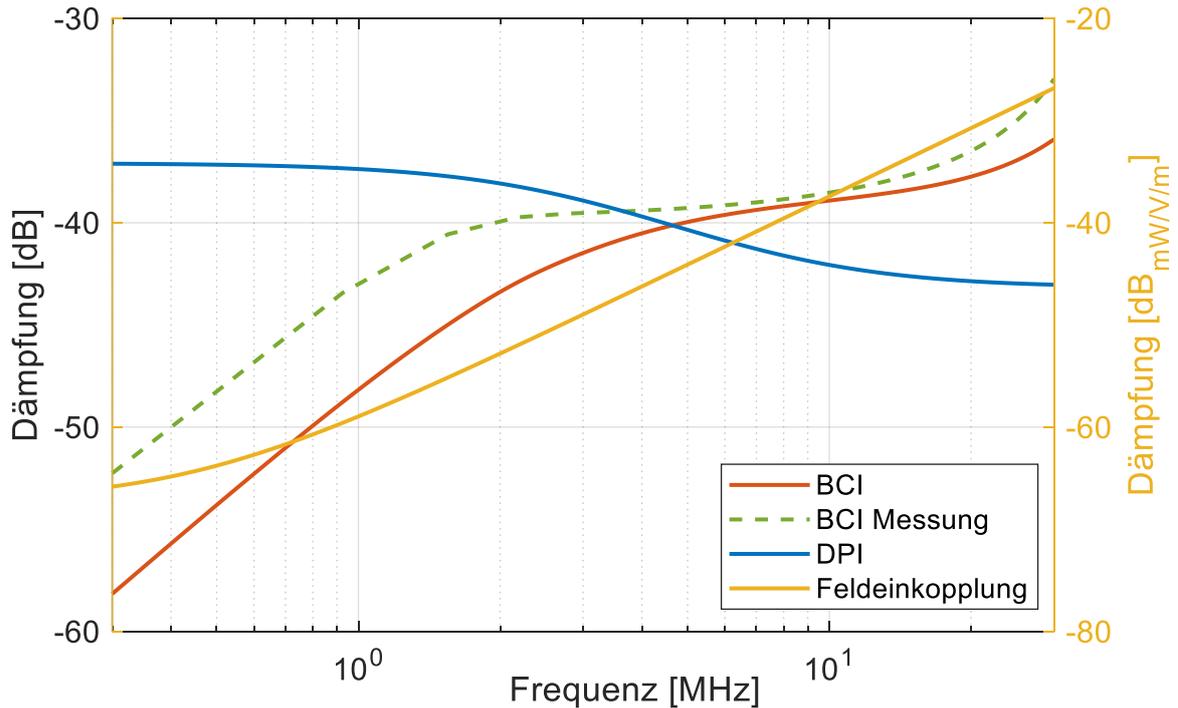
$$H_{N,Feld} = \frac{P_{Rx}}{E} = \left( -\frac{j\omega\mu_0lh}{377\Omega} - \frac{j\omega\pi\varepsilon_0l2h}{\ln\left(\frac{2h}{d}\right)} \cdot \frac{Z_{Tx}Z_{Rx}}{Z_{Tx} + Z_{Rx}} \right)^2 \quad 6.9$$

Im Folgenden werden die Übertragungsfunktionen der verschiedenen Kopplungsmodelle verglichen.

### 6.5.3 Vergleich mit dem Störpotential im Energiebordnetz

Die Dämpfung der Störübertragungsfunktionen der zuvor modellierten Prüfaufbauten sind in Abbildung 80 dargestellt. Zusätzlich ist eine messtechnisch erfasste Übertragungsfunktion aus einer 3-Port-S-Parameter-Messung eines BCI-Aufbaus zur Validierung aufgetragen.

Das BCI-Modell (rote Linie) zeigt unterhalb von 2 MHz eine näherungsweise konstante Abweichung von ca. 7 dB zu der gemessenen BCI Übertragungsfunktion. Zwischen 2 MHz und 30 MHz ist die Abweichung zur Messung gering ( $< 3$  dB). Das Modell kann prinzipiell besser an die Messung angepasst werden. Hier wurde auf eine Verbesserung verzichtet, da verschiedene BCI-Zangen unterschiedliches Verhalten aufweisen und der Zweck dieser Untersuchung eine allgemeine Aussage in Bezug auf PLC-Systeme sein soll. Im Vergleich zur BCI-Übertragungsfunktion zeigt der DPI-Aufbau ein nahezu frequenzunabhängigeres Verhalten. Unterhalb von 4 MHz ist die Kopplung der BCI-Zange schwach ausgeprägt, was zu einer starken Dämpfung führt. Die Dämpfung der Feldeinkopplung im betrachteten Frequenzbereich liegt zwischen ca. -55 dB bei 300 kHz und ca. -25 dB bei 30 MHz. Die Übertragungsfunktion bezieht sich auf die Leistung am Empfängermodem, die durch das E-Feld in den Kabelbaum einkoppelt.



**Abbildung 80: Vergleich der Dämpfung von Störübertragungsfunktionen der modellierten Prüfaufbauten.**

In Abschnitt 6.3.1 wurde das Leistungsdichtespektrum der Bordnetzstörungen anhand von EMV-Normen abgeschätzt. Da PLC-Systeme für einen Normalbetrieb in Anwesenheit eines Grundstörpegels ausgelegt werden, ist ein Vergleich der Störleistungen, die in Störfestigkeitstests erreicht werden, von Interesse.

Als Grundstörpegel soll hier wieder die Rauschleistungsdichte der CISPR 25 AV-Grenzwertklasse 5 dienen. Eine direkte Umrechnung der Vorwärtsleistung im BCI/DPI-Test ist mit den oben berechneten Übertragungsfunktionen nicht einfach möglich, denn Grundstörpegel ist bezogen auf eine  $50\ \Omega$  Impedanz. Die oben berechneten Übertragungsfunktionen beziehen sich auf eine hochohmige Eingangsimpedanz eines einfachen PLC-Modems ( $1\ \text{M}\Omega$ ). Für die Umrechnung wurde die BCI/DPI-Übertragungsfunktion (Formel 6.7) für  $Z_{Rx} = 50\ \Omega$  berechnet ( $H_{N,50\Omega}$ ) und daraus die Vorwärtsleistung ( $P_{f,50\Omega}$ ) ermittelt, die der AV-Grenzwertklasse 5 im  $50\ \Omega$  System ( $P_{Rx,50\Omega}$ ) entspricht:

$$P_{f,50\Omega} = \frac{P_{Rx,50\Omega}}{|H_{N,50\Omega}|^2} \quad 6.10$$

Die äquivalente Vorwärtsleistung ist in Abbildung 81 dargestellt. Im Bordnetz ist beispielsweise bei einer Frequenz von 6,5 MHz, was einem kommerziellen PLC-Modem für Kfz-Anwendungen entspricht [44], ein Grundstörpegel von ca. -115 dBm

(für 1 Hz Bandbreite) zu erwarten (AV Klasse 5). Der Abbildung kann entnommen werden, dass eine Vorwärtsleistung von ca. -105 dBm im BCI-Test und von -111 dBm im DPI-Test zulässig ist.

Typischerweise werden solche Tests mit einer deutlich höheren Vorwärtsleistung durchgeführt, was zu einer weitaus höheren Störleistung am Empfänger führt und das SNR dermaßen reduziert, dass ein Empfang nicht mehr möglich ist. Ähnliche Bedingungen gelten beim ALSE-Test, der mit bis zu 200 V/m (46 dBV/m) durchgeführt wird und zu einer Empfängerstörleistung von ca. 2 dBm führt.

Aus den Untersuchungen ergibt sich die Schlussfolgerung, dass in solchen Prüfungen deutlich höhere Anforderungen an die Störfestigkeit von PLC-Modems gestellt werden als im Normalbetrieb im verrauschten Kfz-Energiebordnetz. Insbesondere für PLC-Systeme, die auf einer Einzelträgermodulation basieren, stellen die schmalbandigen Störungen eine unlösbare Herausforderung dar. So müssen weitere Betriebsstrategien abgeleitet werden, um die hohen Anforderungen der EMV-Störfestigkeitstest zu erfüllen.

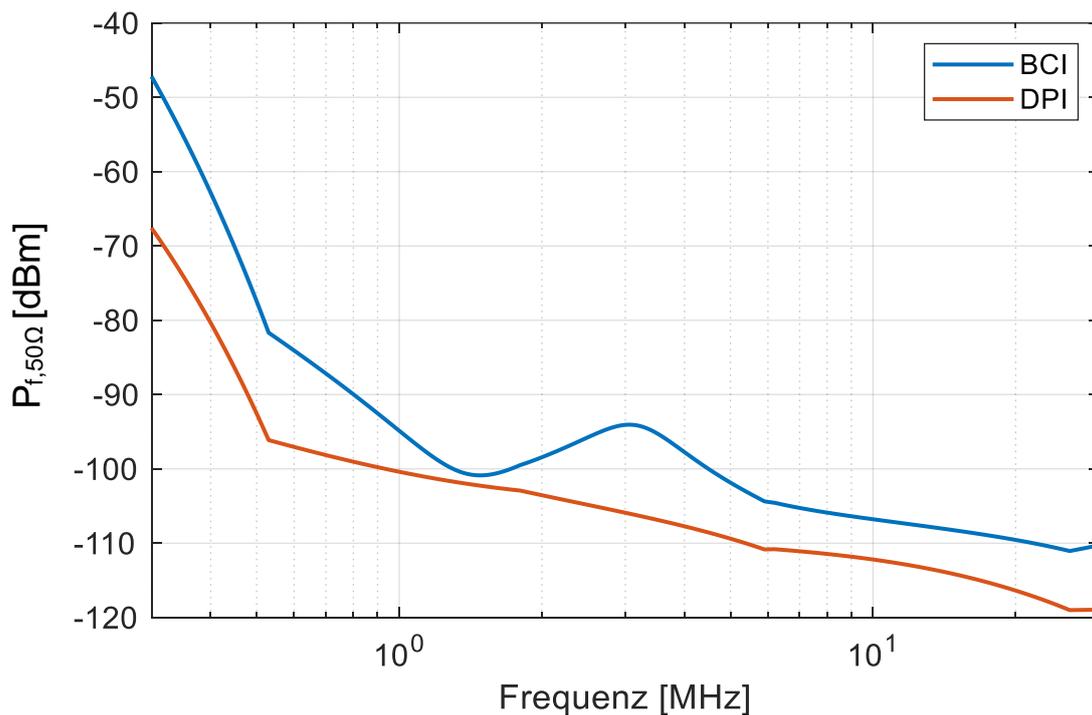


Abbildung 81: Vorwärtsleistung im DPI/BCI-Test, um einen äquivalenten Störpegel nach CISPR 25 AV-Klasse 5 zu erzeugen.

#### 6.5.4 Einfluss von Empfängerfiltern

Empfängerfilter sind wichtige EMV-Maßnahmen und werden oft in Kommunikationssystemen eingesetzt, um das Nutzsignal von breitbandigen Störungen zu trennen.

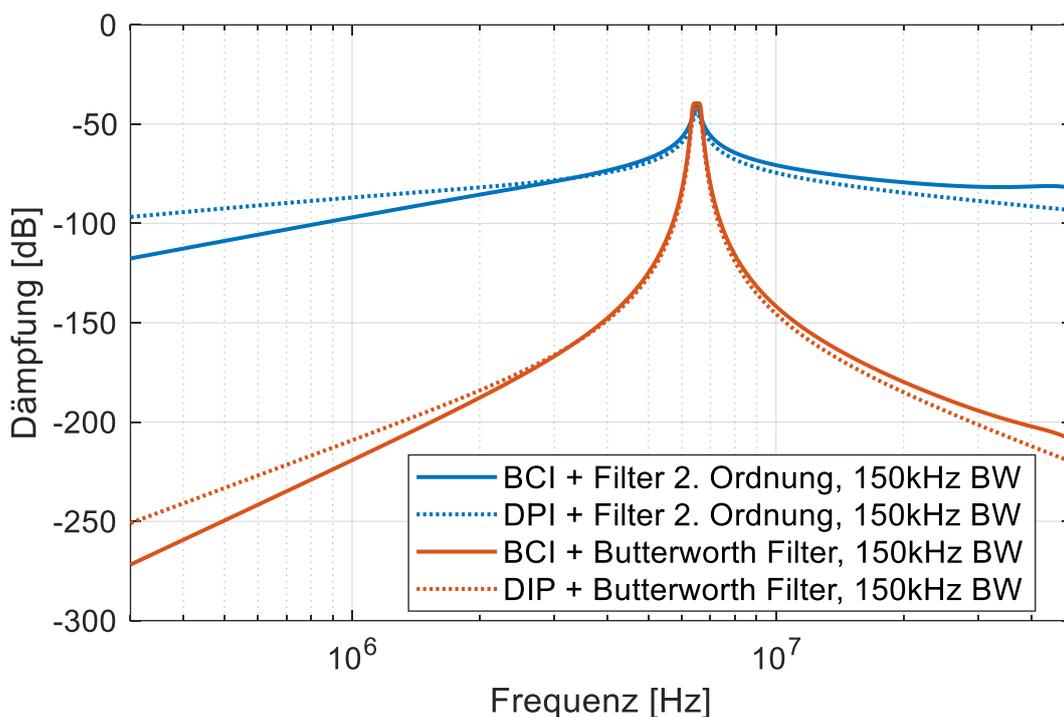
Im Folgenden werden zwei Filter untersucht. Ein einfaches Filter 2. Ordnung kann durch die Übertragungsfunktion im Frequenzbereich beschrieben werden:

$$H_{Rx}(s) = \frac{b_1 s}{a_2 s^2 + a_1 s + 1} \quad 6.11$$

Vergleichend wird ein komplexeres Butterworth-Filter untersucht, das durch eine rationale Übertragungsfunktion 8. Ordnung beschrieben wird:

$$H_{Rx}(s) = \frac{b_4 s^4}{a_8 s^8 + a_7 s^7 + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + 1} \quad 6.12$$

Das Butterworth-Filter zeichnet sich durch eine flache Übertragungsfunktion im Durchlassbereich und eine hohe Dämpfung im Sperrbereich aus, die von der Ordnung des Filters abhängt. So ein Filter kann z. B. mit kommerziell erhältlichen Keramik- oder Quarzfiltern<sup>34</sup> realisiert werden. Die Koeffizienten  $a_i$  und  $b_i$  bestimmen die Mittenfrequenz und die Filterbandbreite.



**Abbildung 82: Störübertragungsfunktion des BCI/DPI-Prüfaufbaus mit verschiedenen Empfängerfiltern.**

Wie mit Gleichung 6.6 beschrieben, kann die Dämpfung der Störübertragung durch Kaskadierung von  $H_N$  und  $H_{Rx}$  berechnet werden. Abbildung 82 stellt das Ergebnis für den DPI- und BCI-Prüfaufbau mit den beiden Filtervarianten dar. Das Hauptziel der

<sup>34</sup> Solche Filter basieren auf einem elektromechanischen Prinzip, bei dem die mechanische Resonanzfrequenz eines Quarzes oder Keramikresonators zur Filterung von elektrischen Signalen ausgenutzt wird.

Analyse besteht darin, das Störübertragungsverhalten der Filtervarianten zu untersuchen und zu vergleichen. Hier wurde ein 6,5 MHz Band als Mittenfrequenz der Bandpassfilter gewählt. Des Weiteren haben die Filter eine 3 dB Bandbreite von 150 kHz.

Wie zu erwarten war, zeigen die Filter eine signifikante Kopplung der eingespeisten Störung innerhalb des Durchlassbereiches des PLC-Eingangsfilters, sodass eine Störeinspeisung in diesem Frequenzbereich den SNR des PLC-Signales herabsetzen kann. Die Charakteristiken der Filter dominieren im Sperrbereich, wodurch die BCI- und DPI-Prüfaufbauten nur geringen Einfluss auf die Störübertragung haben. Eine Störeinspeisung im Sperrbereich benötigt weitaus mehr Leistung, um eine Störung der Demodulation zu verursachen. Im nächsten Abschnitt wird ein virtueller DPI-Test eines niederbitratigen PLC-Systems gezeigt.

### 6.5.5 Störfestigkeitstests am PLC-Modem

Die Untersuchungen in diesem Abschnitt beziehen sich auf ein PLC-System mit niedriger Datenrate, vergleichbar mit einem LIN-Bussystem. Die Leistungsfähigkeit des Systems wird simulativ ermittelt. Dafür werden Sender- und Empfängermodelle verwendet, die auf einer ASK<sup>35</sup>-Modulation beruhen. Ein virtueller DPI-Test, der typischerweise an LIN-Transceivern Anwendung findet, wird an den Modellen durchgeführt.

Außerdem wird ein kommerziell erhältliches PLC-Modem für Kfz-Anwendungen, das auf einer QAM basiert, in einem realen BCI-Test untersucht, um das Verhalten von Einzelträgermodulationsverfahren zu verifizieren.

In den Tests werden CW-Störsignale verwendet. Des Weiteren wird die Störfestigkeit im virtuellen DPI-Test mit Störpulsen simulativ untersucht.

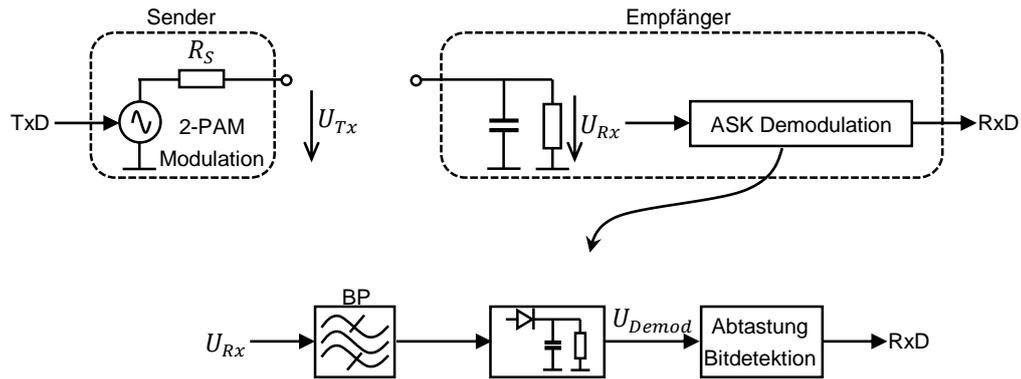
#### 6.5.5.1 Sender/Empfänger-Modell und virtueller DPI-Test

Sowohl die Sender- als auch die Empfängerimpedanz werden, wie in Abbildung 83 dargestellt, mittels linearer Elemente modelliert. Dabei ist TxD das zu sendende digitale Signal.  $U_{Tx}$  repräsentiert die analoge Ausgangsspannung des Senders,  $U_{Rx}$  die analoge Empfängerspannung und RxD das empfangene digitale Signal.

Der Sender wird als ideale Spannungsquelle mit einem internen Quellenwiderstand  $R_S$  von 50  $\Omega$  angenommen. Die Quelle erzeugt mathematisch ein moduliertes Signal, welches abhängig vom binären Zustand des TxD-Signals einen Sinusträger an- oder ausschaltet (ASK). Der Träger liegt hier bei 6,5 MHz.

---

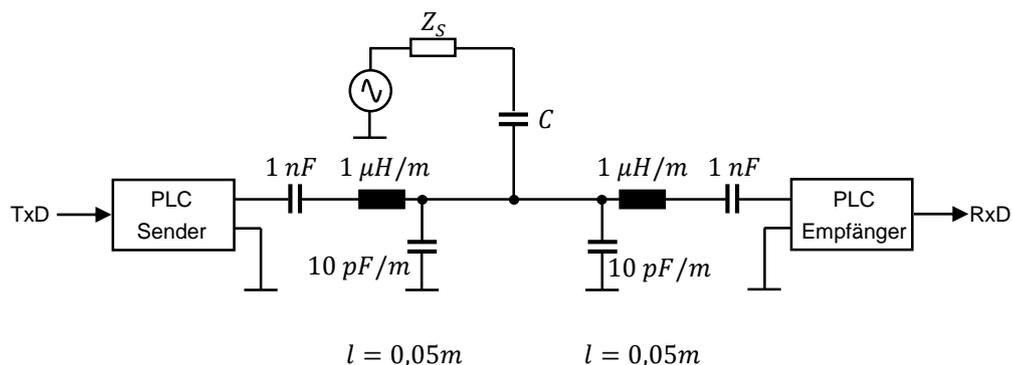
<sup>35</sup> Amplitude Shift Keying



**Abbildung 83: Implementiertes ASK-Modell mit inkohärenter Demodulation.**

Die Empfängerimpedanz wird angenommen als eine Parallelschaltung aus einem Widerstand und einer Kapazität. Der Widerstand repräsentiert dabei die hochohmige Eingangsimpedanz eines Verstärkers (hier 1 M $\Omega$ ) im Empfängerchip mit einer parasitären Kapazität von 10 pF.

Die Empfängerspannung  $U_{Rx}$  wird vom ASK-Block verarbeitet, um die demodulierte Spannung  $U_{Demod}$  zu erhalten. Dazu wird eine inkohärente ASK-Demodulation<sup>36</sup> verwendet, um das Modell so einfach wie möglich zu gestalten. Der Demodulator beinhaltet einen Bandpassfilter (BP) und einen Einhüllendendetektor. Dieser Detektor besteht aus einer Diode und einem Tiefpassfilter zur Filterung des hochfrequenten Trägersignals. Die Detektion des digitalen Datenstromes erfolgt mittels dreimaligem Abtasten des demodulierten Signals  $U_{Demod}$  pro Bit. Anschließend erfolgt eine Mehrheitsentscheidung, wobei jeder Abtastwert mit einem Schwellwert verglichen wird, der bei der halben Empfangsspannung liegt.



**Abbildung 84: DPI-Simulationsaufbau.**

<sup>36</sup> Es findet keine Synchronisation auf das Trägersignal statt.

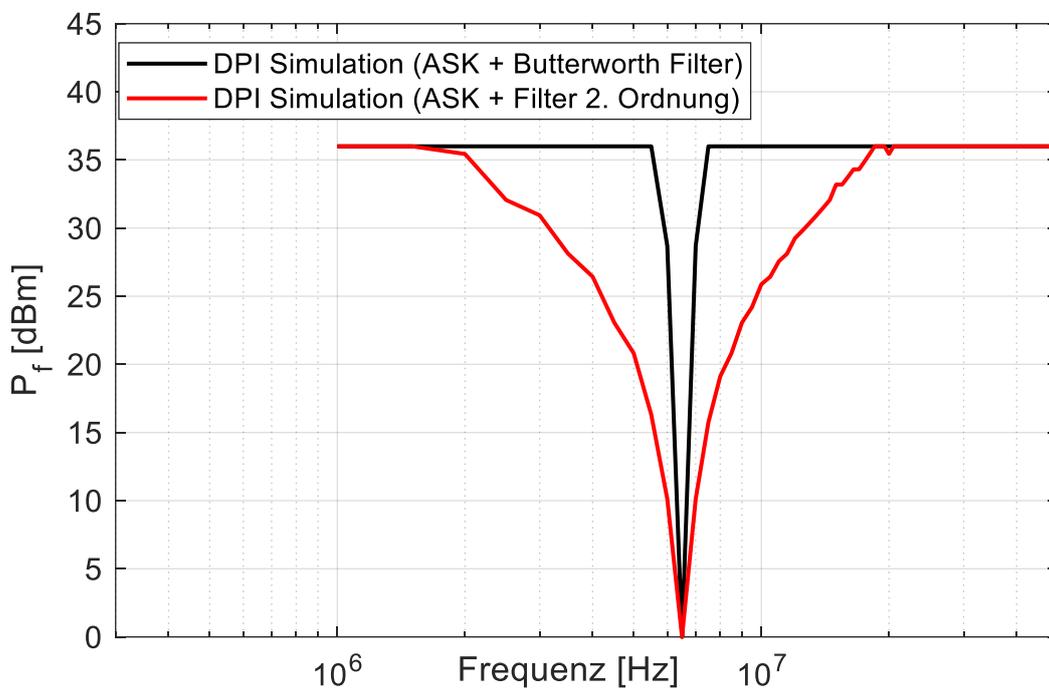
Der komplette DPI-Aufbau ist in Abbildung 84 dargestellt. ASK-Sender und -Empfänger sind hierbei an das DPI-Koppelnetzwerk angeschlossen, ähnlich dem Aufbau, der in Abschnitt 6.5.2.1 analysiert wurde, wobei das passive Modem vernachlässigt wird. In der Testprozedur werden die Frequenz und Vorwärtsleistung der CW-Störquelle variiert.

In jedem Frequenz- und Leistungsschritt wird ein Bitmuster übermittelt. Wenn das Sende- und Empfangsmuster nicht übereinstimmen, ist die maximale Störfestigkeitsschwelle überschritten. In den vorgestellten Simulationen wird der virtuelle Test im Frequenzbereich von 1 MHz bis 50 MHz durchgeführt.

### 6.5.5.2 DPI Simulationsergebnisse

Die Ergebnisse des virtuellen DPI-Tests in Kombination mit den Sender- und Empfängermodellen und verschiedenen Eingangsfiltren sind in Abbildung 85 zu sehen. Die Tests wurden gemäß der LIN-EMV-Testspezifikation durchgeführt [104]. Hierzu wurde ein CW-Störsignal mit einer maximalen Vorwärtsleistung von 36 dBm verwendet.

LIN-Transceiver sind in der Regel sehr robust gegenüber solchen Störungen [106]. Die Kurven in Abbildung 85 stellen die maximale Störfestigkeitsschwelle in Abhängigkeit von der Frequenz dar.



**Abbildung 85: Simulativ ermittelte Störfestigkeitsschwellen der PLC-Modelle mit unterschiedlichen Filtern im virtuellen DPI-Test. In der Simulation wurde eine maximale Vorwärtsleistung von 36 dBm verwendet.**

Wie erwartet, gibt es in der Simulation einen signifikanten Einbruch der Störfestigkeit im Durchlassbereich des Bandpassfilters. Außerdem kann die Störfestigkeitsschwelle im Sperrbereich des Filters einbrechen, wenn die eingepreßte Leistung durch den Filter ungenügend gedämpft wird. Die durchgelassene Leistung führt zu einem höheren Spannungspegel des demodulierten Signals und damit zur fehlerhaften Detektion von Bits. Die Störung wird durch das Herabsetzen des SNR verursacht. Eine Verbesserung der Störfestigkeit kann, wie die Ergebnisse zeigen, durch die Wahl eines aufwendigeren Filters erzielt werden. Das System mit dem Butterworth-Filter (schwarze Kurve) hat einen deutlich schmaleren Einbruch als das mit dem Filter 2. Ordnung (rote Kurve).

### 6.5.5.3 BCI Messergebnisse

Ein realer BCI-Test an einem kommerziellen PLC-Modem der Firma YAMAR für den Automobilbereich wurde durchgeführt, um das Verhalten der Modelle aus dem vorigen Abschnitt zu verifizieren. Der Messaufbau ist in Abbildung 86 dargestellt.

Im Test wurde die Interferenzdetektion<sup>37</sup> des PLC-Modems deaktiviert, um den Einfluss der Störung auf das Einzelträgermodulationsverfahren zu untersuchen. Die Messergebnisse sind in Abbildung 87 dargestellt. Hierbei wurden ebenso wie in den virtuellen DPI-Tests CW Störsignale verwendet. Die Störleistung wurde in jedem Frequenzpunkt stufenweise erhöht, bis ein Ausfall der Kommunikation beobachtet wurde.

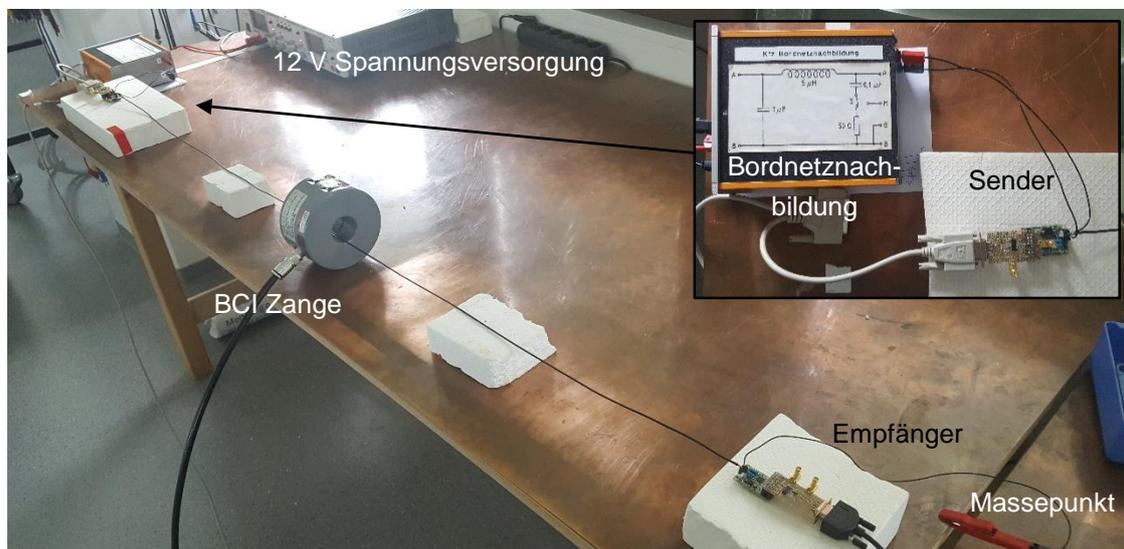
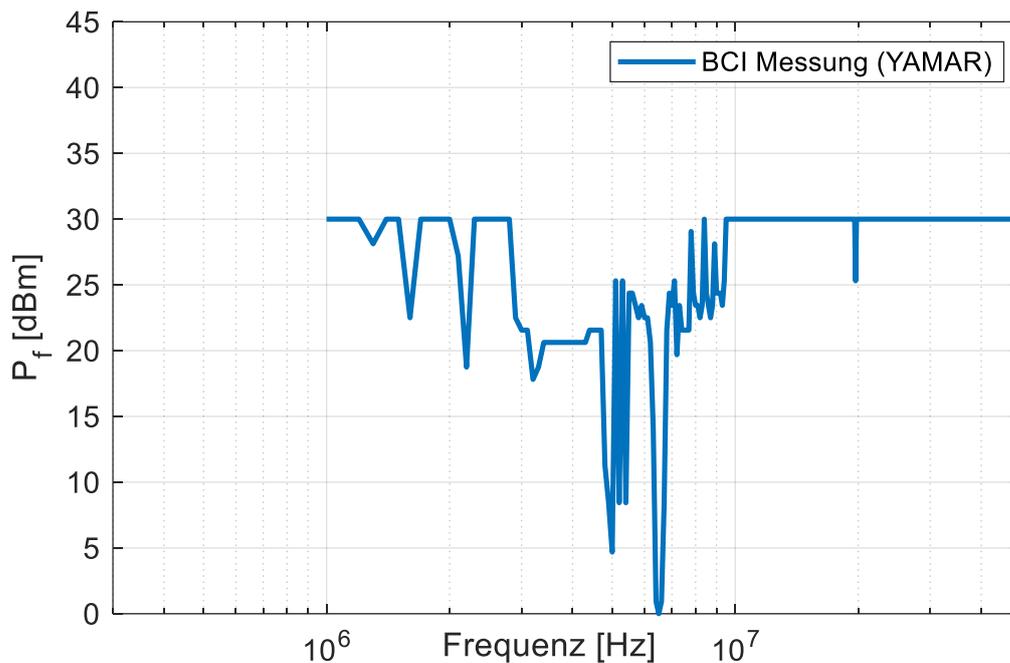


Abbildung 86: BCI-Messaufbau.

<sup>37</sup> Beim Erkennen einer Störung im Übertragungsband schaltet das Modem automatisch auf eine alternative Frequenz um.

Die Ergebnisse zeigen eine Korrelation mit den DPI Simulationsergebnissen aus Abschnitt 6.5.5.2. Eine gute Übereinstimmung der Verläufe zeigen die Modelle und die BCI-Messung im Durchlassbereich bei 6,5 MHz.

Zudem können in der Messung weitere Einbrüche außerhalb des Übertragungsbandes beobachtet werden. So verbergen sich in realen Implementierungen solcher Systeme Probleme, die von einfachen Modellen nicht nachgebildet werden.



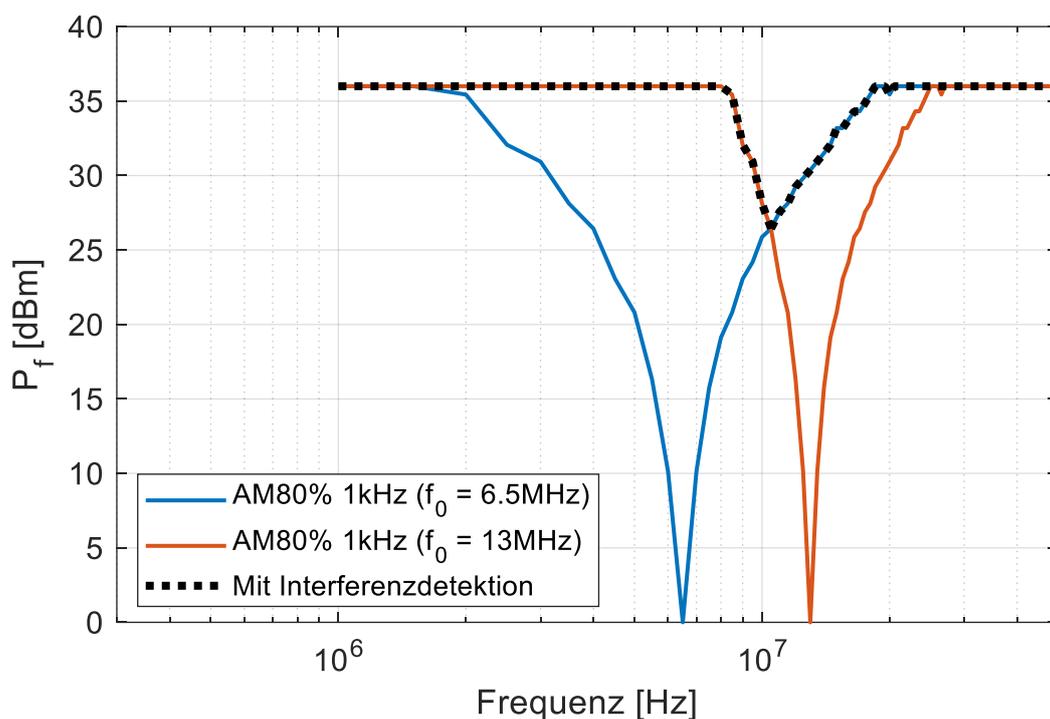
**Abbildung 87: BCI Messergebnisse eines PLC-Modems (YAMAR) für Kfz Anwendungen. Die maximale Vorwärtsleistung des verwendeten Signalgenerators in der Messung beträgt 30 dBm.**

#### 6.5.5.4 Optimierung der Störfestigkeit

Wie im vorigen Abschnitt gezeigt, führen Schmalbandstörungen mit hohen Amplituden im Übertragungsband von Einzelträgermodulationsverfahren zu einem massiven Einbruch der Störfestigkeit. Kommunikationssysteme, die auf einer OFDM-Modulation basieren und über Korrekturverfahren (z. B. FEC) verfügen, haben eine deutlich höhere Robustheit gegenüber Schmalbandstörungen [114]. Andere Spread-Spectrum-Techniken mit Korrekturverfahren könnten ebenfalls die Störfestigkeit verbessern. Solche Techniken sind jedoch komplex und aufwendig zu implementieren. Stattdessen wird im Folgenden ein einfacher Ansatz gewählt, um die Störfestigkeit im Übertragungsband zu verbessern, indem Störungen erkannt und auf eine alternative Trägerfrequenz umgeschaltet wird.

Dazu werden die Modelle modifiziert, indem sie mit einer Empfängereinheit ausgestattet werden, so wie es in bidirektionalen Systemen ohnehin der Fall ist. Die Empfängereinheit scannt den Kanal vor dem Sendevorgang nach bereits vorhandenen Signalen im Trägerfrequenzband. Die Methode ist vergleichbar mit CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection) [115]. Die Interferenzdetektion kann z. B. mittels Cyclic Redundancy Checks (CRC) der gesendeten Daten im Sender oder mittels Anforderung einer Empfangsqittierung realisiert werden. Wenn das Band belegt ist, wechselt der Sender auf eine alternative Trägerfrequenz.

Das optimierte Modell nutzt die 6,5 und 13 MHz Bänder für das Frequenzmultiplexing in Kombination mit der zuvor genannten Interferenzdetektion. Für beide Bänder werden im Empfänger die Empfangsfilter 2. Ordnung genutzt. Der DPI-Test, wie in Abbildung 84 gezeigt, wird mit einem amplitudenmodulierten (AM) CW-Störsignal durchgeführt. Die Ergebnisse der Simulation von zwei Einzelträger-PLC-Systemen und des Systems mit Interferenzdetektion sind in Abbildung 88 zu sehen.



**Abbildung 88: Vergleich der Störfestigkeitsschwellen von zwei Einzelträgersystemen ohne Interferenzdetektion und eines Systems mit Interferenzdetektion.**

Das optimierte PLC-System zeigt eine signifikante Verbesserung der EMV-Robustheit gegenüber schmalbandigen Störungen. Im Überlappungsbereich der Filter gibt es weiterhin einen Einbruch der Störfestigkeit. Der Einbruch kann weiter reduziert werden, indem z. B. die Trägerfrequenzen weiter auseinander gelegt werden oder bessere Bandpassfilter eingesetzt werden. Ein Nachteil des hier gezeigten Ansatzes ist,

dass im Fall von Datenverlust durch ein belegtes Übertragungsband die auftretende Latenz in zeitkritischen Anwendungen problematisch werden könnte.

### 6.5.5.5 Analyse mit transienten Pulsstörungen

Die Störfestigkeit bei transienten Pulsen wird ebenfalls durch Tests wie z. B. DPI abgedeckt. Der virtuelle DPI-Test wurde deshalb wie in Abbildung 84 simuliert, jedoch wurde anstelle der CW-Störquelle eine Impulsquelle angeschlossen und verschiedene Pulsformen (ISO Puls 1/2a/3a/3b) eingepreßt, die in [85] beschrieben sind. In der Simulation wurde das PLC-Modell ohne Interferenzdetektion und mit einem Filter 2. Ordnung getestet. Das Modell bestand die Tests ohne Datenverluste. Die eingepreßten Pulse haben eine Anstiegszeit von bis zu 5 ns und eine Amplitude von bis zu 220 V. Eine Zeitbereichsanalyse kann die Übertragung der Pulse durch den Filter und den Demodulator veranschaulichen. In Abbildung 89 ist das demodulierte Signal  $U_{Demod}$  mit den überlagerten Störpulsen dargestellt. Wegen der Bandpasscharakteristik des Empfängerfilters ist die Impulsenergie im demodulierten Signal gering. Dennoch sind die Pulse im Signalverlauf deutlich zu erkennen. Die hohen Pulsamplituden der Störquelle werden durch den Eingangsfiler und den Demodulator dermaßen gedämpft, dass sie im demodulierten Signal unterhalb von 0,6 V bleiben.

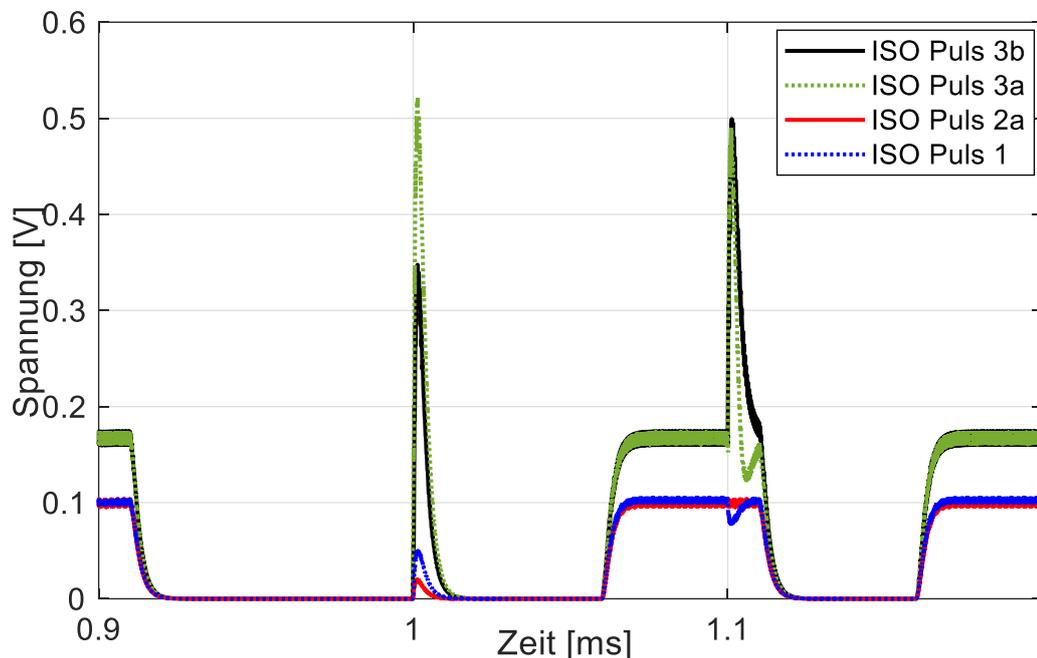


Abbildung 89: Die demodulierte Spannung  $U_{Demod}$  am Empfänger aus dem ISO-Pulstest.

Weiterhin ist in der Abbildung zu erkennen, dass die Signalspannung im Test mit Puls 1 und 2 geringer ist als im Test mit Puls 3. Entsprechend der Prüfnorm hat die Pulsquelle mit Puls 1 und 2 einen Innenwiderstand von 10  $\Omega$  und 2  $\Omega$ . Die Quelle von

Puls 3 hat hingegen einen Innenwiderstand von 50  $\Omega$ . Aufgrund der zusätzlichen Last der niedrigen Pulsquellenimpedanz von Puls 1/2 wird die Senderquelleimpedanz mehr belastet, wodurch es zu einer geringeren Empfangsspannung kommt.

Eine detaillierte Analyse kann durchgeführt werden, indem die Bitenergie berechnet wird:

$$E_b = \int_{t_{Bit\ start}}^{t_{Bit\ ende}} \frac{U_{demod}(t)^2}{1\Omega} dt \quad 6.13$$

In der Formel ist die Bitenergie auf 1  $\Omega$  normiert, um die korrekte physikalische Einheit zu erhalten. Die Ergebnisse der Berechnung, basierend auf den Signalspannungen aus Abbildung 89, sind in Tabelle 11 aufgelistet. Die Entscheidungsschwellen wurden auf Basis der störungsfreien Signale mit den verschiedenen Quellenimpedanzen festgelegt.

	Ohne Puls (Puls 1/2 Quellenimpedanz)	Puls 1	Puls 2	Ohne Puls (Puls 3 Quellenimpedanz)	Puls 3a	Puls 3b
<b>Bit0-Energie</b> [J/Bit]	0	$3,2 \cdot 10^{-12}$	$1,6 \cdot 10^{-13}$	0	$2,9 \cdot 10^{-10}$	$1,3 \cdot 10^{-10}$
<b>Entscheidungsschwelle</b> [J/Bit]		$2,35 \cdot 10^{-7}$			$0,65 \cdot 10^{-6}$	
<b>Bit1-Energie</b> [J/Bit]	$4,7 \cdot 10^{-7}$	$0,5 \cdot 10^{-6}$	$0,5 \cdot 10^{-6}$	$1,3 \cdot 10^{-6}$	$1,6 \cdot 10^{-6}$	$1,9 \cdot 10^{-6}$

**Tabelle 11: Bitenergie mit Pulsstörungen**

In den Berechnungen ist zu erkennen, dass die Pulsstörung den Bitzuständen zusätzliche Energie zuführt. Für eine korrekte Bitdetektion darf die Bit0-Energie nicht über der Entscheidungsschwelle liegen, während die Bit1-Energie nicht darunter fallen darf. Die Berechnungen zeigen keine fehlerhafte Bitdetektion, weil die Entscheidungsschwellen nicht verletzt werden. Das bestätigen die Simulationsergebnisse.

Das ist in der dreifachen Abtastung der demodulierten Signale und der geringen Datenrate begründet. Denn die Datenrate im vorgestellten System beträgt 20 kBit/s, was einer Bitdauer von 50  $\mu$ s entspricht. In Abbildung 89 ist zu erkennen, dass die Pulsstörung in etwa 1/3 der Bitdauer einnimmt, sodass eine Mehrheitsentscheidung der Abtastwerte dazu führt, dass das jeweilige Bit korrekt erkannt wird. Die Pulse 3a und 3b haben eine Pulsbreite von 100 ns und eine Wiederholrate von 100  $\mu$ s. Eine Störung von PLC-Systemen mit einer geringen Datenrate, deren Bitdauer deutlich über 100 ns liegt, ist durch solche Pulse nicht zu erwarten.

## 7 Designvorschlag für PLC im Kfz

In diesem Kapitel wird ein Vorschlag für eine robuste Datenkommunikation unter Einbeziehung der bordnetzspezifischen Rahmenbedingungen gemacht. Der Designvorschlag basiert auf den in Kapitel 3.1 beschriebenen Anforderungen an Kfz-Datenübertragungssystemen. Dabei stehen die Geschwindigkeit und Störsicherheit im Fokus der Auslegung. Die Echtzeitfähigkeit ist eine Eigenschaft des Protokolls und wird hier nicht betrachtet. Folgende Auslegungskriterien werden in den weiteren Unterkapiteln angewendet:

1. Robustheit
2. Datenrate und Bandbreite

Die EMV bildet den Schwerpunkt in dem Designvorschlag. Erkenntnisse zu Grenzwerten der Störleistung und der Sendeleistung im Bordnetz sind in Kapitel 6.3 zu finden und fließen in die Auswahl des Modulationsverfahrens und des Frequenzbereiches ein.

### 7.1 Vergleich und Auswahl des Modulationsverfahrens

Für eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $10^{-10}$ , die typischerweise für Kfz-Datenübertragungssysteme gefordert ist [59], muss bei gegebenem Signal-Rausch-Verhältnis ein entsprechendes Modulationsverfahren gewählt werden. In Kapitel 6.3.1 wurde unter Einhaltung der Entstörklassen 1 und 5 ein SNR von 24 dB (6,2 – 26 MHz) identifiziert. Ein größeres SNR könnte erreicht werden, wenn eine höhere Sendeleistung speziell für eine PLC Übertragung normativ erlaubt wird.

Für einen Designvorschlag wird im Weiteren jedoch davon ausgegangen, dass ein SNR von 24 dB vorliegt. Das SNR ist hier senderseitig definiert. Für ein empfängerseitiges SNR muss die Kanaldämpfung berücksichtigt werden. In Kapitel 5.5 wurde für einige Topologien die Kanaldämpfung simulationsbasiert ermittelt. In einem kleinen Netzwerk mit drei ECUs kann die Dämpfung zwischen ca. 3 dB und 17 dB betragen. In großen Netzwerken kann die Dämpfung bis zu 60 dB betragen, je nach Frequenzbereich und Übertragungsweg. Der Designvorschlag hier soll sich auf ein kleines Netzwerk mit geringer Dämpfung beziehen. Dazu wird eine mittlere Dämpfung von 7 dB angesetzt. Damit bleibt ein empfängerseitiges SNR von 17 dB.

Für eine robuste Datenübertragung mit einer maximalen Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $10^{-10}$  ist eine 2-PAM, 4-PAM, 4-QAM oder 16-QAM geeignet. Nach Formel 3.24 und Formel 3.25 kann die Bitfehlerwahrscheinlichkeit für eine PAM und eine QAM

bei weißem Rauschen abgeschätzt werden. Tabelle 12 zeigt die theoretisch erreichbare Bitfehlerwahrscheinlichkeit für ein SNR von 17 dB.

	2-PAM	4-QAM	4-PAM	16-QAM
$P_B$	$7,246 \cdot 10^{-35}$	$6,759 \cdot 10^{-24}$	$2,069 \cdot 10^{-11}$	$9,072 \cdot 10^{-11}$

**Tabelle 12: Theoretische Bitfehlerwahrscheinlichkeiten bei 17 dB SNR.**

Insbesondere 2-PAM und 4-QAM liegen weit unter der geforderten Bitfehlerwahrscheinlichkeit und können eine robustere Modulation, im Vergleich zu 4-PAM und 16-QAM darstellen, wenn der SNR kleiner wird. 2-PAM hat ein Budget von ca. 5,7 dB (Absinken des SNR auf ca. 11,3 dB) und 4-QAM hat ein Budget von ca. 3,7 dB (Absinken des SNR auf ca. 13,3 dB).

Das Absinken des SNR kann z. B. eintreten, wenn der Übertragungskanal, für den die PLC ausgelegt wird eine höhere Dämpfung aufweist. Ein anderes Szenario wäre z.B. das Auftreten von EMV Störungen. Die 4-PAM und 16-QAM liegen nahe an der Grenze der zulässigen Bitfehlerwahrscheinlichkeit und haben dementsprechend kein Budget für das Absinken des SNR. Der Vorteil von 16-QAM, im Vergleich zu den anderen Modulationsverfahren, liegt in der höheren Anzahl an Bits pro Symbol, womit eine höhere Datenrate pro Bandbreite erzielt werden kann. Dasselbe gilt im Vergleich von 4-PAM/4-QAM mit 2-PAM. Die 4-PAM hat, bezogen auf die Robustheit, keine Vorteile gegenüber 4-QAM. Der Vorteil der 4-PAM ist ein geringerer Implementierungsaufwand. Den geringsten Implementierungsaufwand hat die 2-PAM.

Zu erwähnen sei noch die OFDM Modulation. Diese kann in den Subträgern z. B. die zuvor diskutierten Modulationen beinhalten. Aufgrund der Aufteilung der Information auf die unterschiedlichen Subträger stellt sie die robusteste Lösung dar, insbesondere in Kombination mit Fehlerkorrekturverfahren. Wegen der Komplexität ist sie eher für kritische Kanäle und hohe Datenraten geeignet.

Die 2-PAM und 4-QAM scheinen ein guter Kompromiss zu sein zwischen Komplexität und Robustheit. Jedoch muss auch abgewogen werden, wie viel Bandbreite die Modulationsverfahren benötigen. Denn die Modulationsverfahren unterscheiden sich in ihrer Bandbreiteneffizienz. Die benötigte Bandbreite für die typischen Datenraten im Kfz wird im nächsten Unterkapitel berechnet.

## 7.2 Bandbreite und Frequenzbereich

Die Auswahl der Datenrate hängt vom Anwendungsfall ab. Typischerweise kommen 20 kBit/s, 1 MBit/s, 10 MBit/s oder 100 MBit/s im Kfz zum Einsatz. Auf Basis dieser Datenraten soll unter Einbeziehung der ausgewählten Modulationsverfahren zunächst die Bandbreite berechnet werden.

Die benötigte Kanalbandbreite wird durch die Bandbreite des Sendefilters bestimmt. Für die folgende Betrachtung wird ein Sendefilter angenommen, welcher im Zeitbereich ein Rechteckimpuls der Dauer  $T$  darstellt. Die Bandbreite des Sendefilters beträgt dann näherungsweise  $1/(2T)$  [56]. Hierbei entspricht  $T$  der Symboldauer. Pro Symbol können  $k$  Bits kodiert werden, so dass sich die Symboldauer bei gegebener Datenrate mit

$$T = \frac{k}{R} \quad 7.1$$

berechnen lässt, wobei  $R$  die Datenrate ist. Die benötigte Bandbreite  $B$  kann mit der Relation  $M = 2^k$  für eine PAM mit [56]

$$B = \frac{R}{2 \log_2 M_{PAM}} \quad 7.2$$

berechnet werden. Dabei ist  $M_{PAM}$  die Anzahl der Symbole der PAM. Hierbei ist die Bandbreite von nur einem Seitenband des Bandpasssignals gemeint. Es entsteht kein Informationsverlust bei Unterdrückung eines der Seitenbänder (unabhängig ob oberes oder unteres Seitenband verwendet werden), da keine Phaseninformationen im Signal vorliegen. Die Bandbreite der QAM kann mit

$$B = \frac{R}{\log_2 M_{QAM}} \quad 7.3$$

berechnet werden. Die notwendige Bandbreite ist dementsprechend doppelt so groß, im Vergleich zu der Bandbreite von PAM, weil eine Phaseninformation im Signal vorhanden ist.

In Tabelle 13 ist die Bandbreite für die ausgewählten Modulationsverfahren bei gegebener Datenrate aufgeführt.

	<b>2-PAM</b>	<b>4-QAM</b>	<b>4-PAM</b>	<b>16-QAM</b>
<b>20 kBit/s</b>	10 kHz	10 kHz	5 kHz	5 kHz
<b>1 MBit/s</b>	500 kHz	500 kHz	250 kHz	250 kHz
<b>10 MBit/s</b>	5 MHz	5 MHz	2,5 MHz	2,5 MHz
<b>100 MBit/s</b>	50 MHz	50 MHz	25 MHz	25 MHz

**Tabelle 13: Benötigte Bandbreite in Abhängigkeit der Modulation und der Datenrate.**

Die Bandbreite sollte idealerweise so gering wie möglich sein, um Verzerrungen durch den Kanal zu vermeiden. Die 2-PAM und 4-QAM mit einer Bandbreite von 50 MHz bei Datenraten von 100 MBit/s sind für eine Datenübertragung im Energiebordnetz nicht geeignet, da sie über dem in dieser Arbeit betrachteten Frequenzbereich von maximal 30 MHz liegen. Außerdem kann bei dieser hohen Bandbreite der

Kanal des verzweigten Bordnetzes nicht mehr als „flach“ betrachtet werden, da insbesondere bei höheren Frequenzen eine stärkere Dämpfung zu erwarten ist. Eine Entzerrung oder der Einsatz von OFDM würde eine höhere Komplexität nach sich ziehen. Auch 4-PAM und 16-QAM benötigen eine vergleichsweise hohe Bandbreite von 25 MHz.

Mit der 2-PAM und 4-QAM und unter Beachtung der Robustheit sind demnach Datenraten von bis zu 10 MBit/s realistisch. Die Bandbreite von 5 MHz ist vergleichsweise gering und die Robustheit sehr hoch.

Bei der Wahl des Frequenzbereiches sind Regulierungen von Frequenzbändern zu beachten. In jedem Fall sind die MW, SW und CB Bänder zu vermeiden (siehe Kapitel 6.3.1). Das Frequenzband zwischen 6,2 MHz und 26 MHz ist nach CISPR 25 Norm nicht belegt, und kann demnach für die PLC Übertragung genutzt werden.

In verzweigten Bordnetzen sind besonders bei hohen Frequenzen Ausbreitungseffekten und eine höhere Dämpfungen zu erwarten (Kapitel 5.5 und 6.4.2). Somit kann es für eine optimale Signalintegrität besser sein, einen möglichst niedrigen Frequenzbereich zu wählen. Beispielsweise kann ein Frequenzband für die PLC Übertragung mit einem Sicherheitsabstand oberhalb des MW Bandes gewählt werden. Eine entsprechende Filterung mit Dämpfung von Außenbandstörungen ist zu wählen (Kapitel 6.5.4). Mit aufwendiger Filterung kann der Sicherheitsabstand verringert werden.

## 8 Zusammenfassung

Wegen des immer weiter steigenden Vernetzungsbedarfs im Fahrzeug wird es zunehmend schwieriger, eine kosten-, gewichts- und volumenoptimale Bordnetzarchitektur im Fahrzeug zu realisieren. Die PLC-Technologie könnte beim Erreichen dieser Optimierungsziele unterstützen. Zudem eröffnen sich Möglichkeiten für technische Neuerungen, die mit herkömmlichen Kfz-Bussystemen nicht, nur teilweise bzw. mit hohem Verkabelungsaufwand umsetzbar sind.

Für die Anpassung einer digitalen Datenübertragung an die physikalischen Gegebenheiten eines Übertragungskanals ist das fundamentale Verständnis von Modulationsverfahren unerlässlich. Ihre Wahl wird z. B. durch verfügbare Frequenzbänder, kanalspezifische Eigenschaften, wie Dämpfung und Phasenverschiebung, Störeinflüsse und EMV, aber auch die Wirtschaftlichkeit bestimmt. Daher wurden zunächst die relevanten Zusammenhänge mittels einer vektoriellen Darstellung von modulierten Signalen dargelegt. PAM und QAM wurden anhand von Einzelträgerverfahren erörtert und dann auf Mehrträgerverfahren, insbesondere OFDM, ausgeweitet. QAM nutzt im Vergleich zu PAM den Signalraum besser aus, da zusätzlich zur Amplitude auch die Phase moduliert wird, wodurch sich ein deutlich höherer Informationsgehalt pro Symbol möglich ist. Die Störfestigkeit wurde bei der theoretischen Betrachtung von Bitfehlerwahrscheinlichkeiten in Abhängigkeit vom Signal-Rausch-Verhältnis erläutert. Außerdem wurde die shannonsche Formel vorgestellt, mit deren Hilfe sich die theoretisch erreichbare Datenrate in einem rauschbehafteten Kanal berechnen lässt.

Die PLC ist im industriellen und privaten Einsatz bereits weit verbreitet, beispielsweise für die Vernetzung im Heimgebrauch (In-Haus-PLC). Anders als im Kfz-Bereich ist die Verkabelung der Hausinstallation inklusive der angeschlossenen Verbraucher jedoch unbekannt und nahezu beliebig variabel. Dieser Sachverhalt führt dazu, dass sich die Gegebenheiten (Übertragungseigenschaften und Störungen) nicht vorhersagen lassen. Dies ist im Kfz anders. Hier definiert der OEM das Energiebordnetz für Energie- und Datenübertragung. Um zunächst einen Überblick über die existierenden PLC-Technologien zu bekommen, wurde der Stand der Technik, überwiegend aus Kfz-fremden Bereichen, zusammengefasst. Verschiedene Lösungen sind auf dem Markt erhältlich sind. Frequenzbereiche und Übertragungstechniken werden dabei durch diverse Normen und Spezifikationen geregelt. Die OFDM-Technologie hat sich dabei größtenteils durchgesetzt. Grund hierfür sind die Vorteile, die OFDM bei der Übertragung in einem frequenzselektiven Kanal bietet. Generell ist zwischen Schmalband- und Breitband-PLC zu unterscheiden, wobei das erstere einige 100 kBit/s im Frequenzbereich von 3–490 kHz erreicht, letzteres mehrere MBit/s bis 1,5 GBit/s erzielt und zwischen 1,8 MHz und 80 MHz arbeitet.

---

Für Anwendungen innerhalb des Kfz-Energiebordnetzes existiert lediglich eine kommerziell erhältliche Lösung, die von der Firma YAMAR mit dem Ziel entwickelt wurde, etablierte Protokolle im Kfz, wie LIN und CAN, beizubehalten und mittels Phasenmodulation Daten über die Energieleitungen zu übertragen. Als einer der entscheidenden Unterschiede zwischen In-Haus-PLC und PLC in automotiven Energiebordnetzen wurde das Systemwissen identifiziert. In Energiebordnetzen hat der Fahrzeughersteller grundsätzlich die Möglichkeit, die Rahmenbedingungen weitestgehend vorzugeben, sodass sämtliche Eigenschaften vollständig bekannt sein können. Auf Basis dieser Annahme wurden in dieser Arbeit Untersuchungen zu den Rahmenbedingungen, die in modernen Fahrzeugen vorliegen bzw. angepasst werden können, hinsichtlich einer PLC-Übertragung durchgeführt.

Eine allgemein gültige Aussage über die Übertragungseigenschaften des Kfz-Energiebordnetzes zu treffen, ist nicht möglich, weil jedes Fahrzeugmodell individuell ist. Dennoch können einige PLC-relevante Rahmenbedingungen aus der Struktur und Funktionsweise abgeleitet werden. Dazu wurde der Aufbau von modernen Energiebordnetzen erörtert. Zunächst kann gesagt werden, dass moderne Energiebordnetze in ein Hauptnetz und mehrere Subnetze geteilt werden können. Des Weiteren werden die elektrischen Lasten nicht direkt geschaltet, sondern über ECUs, die eine Leistungsendstufe besitzen. Eine solche Leistungsendstufe besteht in der Regel aus einem oder mehreren Halbleiterschaltern, deren Schaltzustand z. B. über Datenbusse wie CAN oder LIN an die ECU übermittelt wird. So können u. a. die hinter der Leistungsendstufe liegenden Leitungen und Verbraucher als Subenergienetze verstanden werden. Auch kann die Topologie unterschiedlich ausfallen, sodass das Gesamtenergiebordnetz meistens aus einer Mischung von Baum- und Bustopologien besteht. Die große Anzahl von ECUs in modernen Fahrzeugen führt zu einer kombinatorischen Explosion von möglichen Übertragungswegen im Energiebordnetz. Durch variierende Wellenwiderstände, Fehlanpassungen und Verzweigungen können nicht alle Übertragungswege für eine PLC genutzt werden. Der Wellenwiderstandsbereich von Energieleitungen wurde abgeschätzt. Dieser ist aufgrund der Variation von Verlegehöhe und Leitungsquerschnitt im Bordnetz nicht konstant. Die Eingangsimpedanzen der wesentlichen Bordnetzkomponenten wurden ebenfalls diskutiert: Der Generator und die Batterie stellen niederimpedante Strompfade für HF-Signale dar. Eine eindeutige Aussage über die Impedanz von DC/DC-Wandlern lässt sich nicht treffen, da diverse Filtertopologien existieren, die sich frequenzabhängig entweder niederohmig oder hochohmig verhalten können. Von besonderem Interesse ist die Eingangsimpedanz von ECUs. Diese bestimmen aufgrund der großen Anzahl maßgeblich das Signalausbreitungsverhalten im Energiebordnetz. Des Weiteren beeinflussen die Impedanzen die Wahl von Kopplernetzwerken von PLC-Modems. Die Analysen haben ergeben, dass sich ECUs für

HF-Signale niederimpedant verhalten. Der Grund dafür sind die immer verbauten EMV-Maßnahmen in der Eingangsbeschaltung.

Die Einkopplung der PLC-Signale stellt eine spezielle Herausforderung im Kfz-Energiebordnetzbereich dar. Sie wurde demgemäß in dieser Arbeit ausführlich untersucht. Grundsätzlich existieren zwei Varianten zur Einkopplung der PLC-Signale.

Die einfachste Variante stellt eine kapazitive Kopplung mittels Kondensator dar. Sie ist zwar kostengünstig und mit geringem Bauraum realisierbar, ist allerdings nur bedingt geeignet, weil niederohmige Verbraucher, z. B. ECUs, in der Nähe von PLC-Modems die Signale kurzschließen. Außerdem ist eine Impedanzanpassung an die individuelle Zugangsimpedanz des Bordnetzes kaum möglich. Um dennoch die kapazitive Kopplung an niederimpedanten Verbrauchern verwenden zu können, bietet sich eine HF-Entkopplung solcher Strompfade an. Es besteht auch die Möglichkeit, einzelne Energiebordnetzsegmente abzutrennen, um geeignete Bedingungen für eine dämpfungsarme PLC-Signalübertragung zu schaffen. Eine zweite Anwendung wäre eine Aufteilung des Bordnetzes, um mehrere getrennte Netzwerksegmente zu realisieren. Für eine angemessene Dämpfung bei kompakter Bauweise eignen sich Filterspulen mit Ferritkern. Diese haben aber den Nachteil, dass sie bei einer hohen Gleichstrombelastung ihre Induktivität verlieren. Eine kompakte Bauform bei gleichzeitig hohem Sättigungsstrom können z. B. Ringkerne mit einem Luftspalt bieten.

Eine andere Möglichkeit, PLC-Signale einzukoppeln, bietet die induktive Kopplung. Dazu können Übertrager verwendet werden, deren Primärwicklung in Serie zu dem Verbraucher und dem Bordnetz liegt. Diese Kopplungsart erfordert keine Entkopplung von niederimpedanten Verbrauchern, da sie zu ihnen in Reihe liegt. Ein niederimpedantes Verhalten von ECUs erweist sich in diesem Fall als vorteilhaft. Durch eine entsprechende Wahl der Wicklungsverhältnisse kann eine Impedanztransformation und damit eine Anpassung der Modemimpedanz an die Zugangsimpedanz des Bordnetzes realisiert werden. Außerdem kann mit geringem Aufwand eine oft erwünschte Bandpasscharakteristik eingestellt werden. Nachteilig ist die wiederum durch das Kernmaterial begrenzte Gleichstrombelastbarkeit. Das nichtlineare Verhalten könnte allerdings zusätzlich als Transientenschutz genutzt werden. Die induktive Kopplung wurde in Versuchen mit einem kommerziellen 1:1 Übertrager, einem selbst gewickelten 1:3 Übertrager und einem kernlosen 1:254 Durchsteckübertrager ohne Gleichstrombelastung untersucht. Erwartungsgemäß haben die Übertrager mit Kern einen Kopplungsfaktor nahe 1 und dementsprechend geringe Dämpfungen. Anhand der Wicklungsverhältnisse wurde der Einfluss der Fehlanpassung gezeigt. Der Durchsteckübertrager weist eine hohe Dämpfung auf, was zum einen auf den geringen Kopplungsfaktor zurückzuführen ist, zum anderen auf eine Impedanz-Fehlanpassung. Hier ist eine beliebige Impedanztransformation bauartbedingt nur in eine Richtung möglich, d. h. die Mo-

---

dem Impedanz wird auf der Bordnetzseite herabgesetzt. Die Vorteile von Durchsteckübertragern überwiegen in Hochstromapplikationen und Energiebordnetzen mit geringer Zugangsimpedanz. Eine Simulation von verzweigten Energiebordnetztopologien hat gezeigt, dass die Dämpfung in Netzwerken mit vielen ECUs und Energieverteilungsknoten um über 40 dB größer sein kann als in kleineren Netzwerken mit wenigen ECUs und Knoten. Das liegt an den vielen Verzweigungsstellen und parallelen Abschlussimpedanzen. Zudem zeigten sich wegen der Fehlanpassung starke Frequenzabhängigkeiten der Übertragungsfunktion.

Zusammengefasst kann gesagt werden, dass nicht jeder Übertragungskanal im Kfz-Energiebordnetz für eine PLC-Übertragung geeignet ist. In der Entwicklungsphase des Bordnetzes können aber die speziellen Rahmenbedingungen, um eine PLC-Übertragungsstrecke zu realisieren, gezielt berücksichtigt werden. Konditionierungsmaßnahmen wie Filter oder Anpassungen der Verkabelungstopologie können helfen, geeignete Übertragungseigenschaften zu realisieren.

Eine zweite wichtige Herausforderung stellt die EMV dar, weil die Anforderungen an die Robustheit besonders hoch sind. Für die PLC existieren bisher keine Untersuchungen zu den Randbedingungen für Störfestigkeit und Störemission. Leitungsgeführte Schmalband-, Breitband- und Impulsstörungen stellen im Bordnetz kritische Bedingungen für die PLC dar. Für Kfz-Komponenten werden Emissionsgrenzwerte üblicherweise in Normen vorgeschrieben. In dieser Arbeit wurde die CISPR-25-Norm herangezogen, um mögliche Randbedingungen für den PLC-Betrieb zu ermitteln. Dazu wurden die darin beschriebenen Entstörklassen verwendet, um die erlaubte Rauschleistungsdichte im Energiebordnetz theoretisch zu bestimmen. Außerdem wurden die Klassen verwendet, um die theoretisch erlaubten leitungsgeführten Emissionen von PLC-Signalen zu definieren. Auf dieser Grundlage war es möglich, das Signal-Rausch-Verhältnis für eine PLC-Übertragung zu ermitteln. Voraussetzung hierfür ist die Begrenzung der leitungsgeführten Störemission der Bordnetzkomponenten auf Klasse 5, wobei die PLC-Emission bei Klasse 1 liegen darf. Unter diesen Bedingungen ist eine theoretische Datenrate von über 200 Mbit/s bei einer Bandbreite von ca. 26 MHz möglich. Weiter wurden der SNR bzw. der Bandbreitenbedarf der Datenraten von High-Speed CAN, FlexRay und 100BASE-T1 Ethernet verglichen. Simulationsergebnisse von verzweigten Energiebordnetzen wurden herangezogen, um bei einer vorliegenden Kanaldämpfung die erreichbare Datenrate verschiedener Übertragungswege zu bestimmen. Hier zeigten sich große Unterschiede je nach Topologie und gewähltem Übertragungsweg.

Für experimentelle Untersuchungen wurde ein Prüfaufbau konzipiert, der die Bedingungen in einem Kfz nachbilden sollte. Damit war es möglich, die theoretischen Betrachtungen an einem OFDM-basierten Breitband-PLC-System zu validieren. Die Störfestigkeit wurde untersucht, indem auf der Empfängerseite der PLC-

Übertragungsstrecke näherungsweise weißes Rauschen in die Bordnetznachbildung eingeprägt wurde. Es wurden unterschiedliche Konfigurationen mit einer Verzweigungsstelle und verschiedenen Koppelnetzwerken getestet. Die PLC-Modems basierten dabei auf der HomePlug GreenPHY-Spezifikation und sind auf eine robuste Übertragung ausgelegt, welche bei einem SNR von -10 dB funktioniert. Damit war eine Übertragung selbst bei Einhaltung der PLC-Sendeleistung nach Entstörklasse 1 möglich, während das weiße Rauschen oberhalb von Klasse 1 lag. OFDM ist zwar robust bei frequenzselektiven Kanälen und Schmalbandstörungen, aber auch teuer aufgrund der Komplexität.

Für einfache Steuerungsaufgaben genügen Datenraten im kBit/s-Bereich. Einzelträgerverfahren sind für diesen Einsatzzweck kostengünstig umsetzbar. EMV-Störfestigkeitsprüfverfahren stellen für eine einzelträgerbasierte PLC eine besondere Herausforderung dar. In der Regel werden in den Prüfungen schmalbandige Störsignale oder transiente Pulse verwendet. Übertragungssysteme, die auf einem einzelnen Träger arbeiten, sind besonders störanfällig gegenüber Schmalbandstörungen. Deshalb wurden einige typische EMV-Testverfahren und deren Störpotential bei einem 20 kBit/s einzelträgerbasierten PLC-System untersucht. Die Störübertragung zwischen dem Störeinspeisepunkt und der PLC-Empfängerimpedanz wurde mit Simulationen untersucht und die Störleistung mit dem Bordnetzstörpegel verglichen. Die Ergebnisse der Untersuchung zeigen, dass die Störpegel solcher Prüfungen die erwarteten Grenzwertpegel bei Weitem überschreiten. Für die Verbesserung der Störfestigkeit könnten Filter eingesetzt werden, die Störsignale außerhalb des Übertragungsbandes dämpfen. Für die Untersuchung der Dämpfungseigenschaften wurde das Verhalten verschiedener PLC-Eingangfilter bei Störfestigkeitsprüfungen simuliert. Zusätzlich wurde an einem ASK-basierten PLC-Modell ein virtueller DPI-Test simuliert und mit den Ergebnissen einer realen BCI-Prüfung verglichen. Hierbei zeigte sich die erwartete Schwäche der Einzelträgermodulation. Der reale Transceiver zeigte zudem einige Störfestigkeitseinbrüche außerhalb des Übertragungsbandes, die vom idealen Modell nicht abgebildet wurden. Für die Verbesserung der Störfestigkeit wurden die Modelle mit einer Interferenzdetektion erweitert, die bei Erkennung einer Störung auf eine Alternativfrequenz ausweicht. Mit hinreichend schmalen Eingangfiltern und einem ausreichenden Abstand zwischen den Bändern kann eine hohe Robustheit gewährleistet werden. Eine abschließende Untersuchung der Störfestigkeit gegen ISO-Pulse ergab eine gute Robustheit. Das liegt zum einen an der Dämpfung der energiereichen Pulse durch das Eingangfilter, zum anderen an der hierbei angewendeten niedrigen Datenrate von nur 20 kBit/s. Die schnellsten ISO-Pulse lagen bei etwa 1/3 der Bitdauer, so dass eine eindeutige Bitdetektion in jedem Fall möglich war.

Am Ende der Arbeit wurde basierend aus den Erkenntnissen ein Designvorschlag für eine PLC System erarbeitet. Im Vordergrund der Auslegung stand der EMV Aspekt

---

und eine möglichst einfaches und robustes Konzept. Dabei wurden verschiedene Modulationsverfahren hinsichtlich ihrer Robustheit und dem Bandbreitenbedarf verglichen. Als Ergebnis kann zusammengefasst werden, dass eine 2-PAM oder 4-QAM die Anforderungen für Datenraten bis 10 Mbit/s erfüllen könnte.

Zusammengefasst könnte unter Einhaltung der erarbeiteten Rahmenbedingungen der Einsatz von PLC im Kfz-Energiebordnetz eine Alternative sowohl zu den langsamen bis mittelschnellen Bussystemen wie LIN, CAN, CAN FD oder FlexRay, als auch für die schnelle aber wenig robuste Kommunikation mit Datenraten bis ca. 200 Mbit/s bieten. Um die Störsicherheit der Datenkommunikation zu gewährleisten, muss ein ausreichend hoher SNR sichergestellt werden. In nachfolgenden Arbeiten sollte untersucht werden, inwieweit Kfz-EMV-Spezifikationen für die PLC-Übertragung modifiziert werden können. Insbesondere könnten Frequenzbereiche für die PLC-Übertragung normativ definiert werden, um eine höhere Sendeleistung und, damit einhergehende, größere Robustheit und höhere Datenraten zu ermöglichen. Eine weitere Möglichkeit zur Erhöhung der Störsicherheit, insbesondere gegenüber Impulsstörungen, ist die Auslegung von geeigneten Kanalkodierern für die Bedingungen im Energiebordnetz.

---

## Literaturverzeichnis

- [1] Selbststudienprogramm 459 - Audi A8'10 Bordnetz und Vernetzung, AUDI AG, 2009.
- [2] A. Schiffer, „Entwurf und Bewertung eines Systems zur Datenübertragung mittels der Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug,“ Technische Universität München, Dissertation, 2001.
- [3] E. Arabia, C. Ciofi, A. Consoli, R. Merlino und A. Testa, „Electromechanical actuators for automotive applications exploiting power line communication,“ in International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion 2006, Taormina, Italien, 2006.
- [4] S. De Caro, A. Testa und R. Letor, „A Power Line Communication approach for body electronics modules,“ in 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona, Spanien, 2009.
- [5] YAMAR Electronics Ltd., „Automotive Power Line Communication,“ [Online], Available: <http://yamar.com/automotive/>. [Zugriff am 21 Dezember 2018].
- [6] W. Gouret, F. Nouvel und G. El-Zein, „Additional Network Using Automotive Powerline Communication,“ in 2006 6th International Conference on ITS Telecommunications, Chengdu, China, 2006.
- [7] V. Degardin, M. Lienard, P. Degauque und P. Laly, „Performances of the HomePlug PHY layer in the context of in-vehicle powerline communications,“ in 2007 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Pisa, Italien, 2007.
- [8] I. Ouannes, P. Nickel und K. Dostert, „Cell-wise monitoring of Lithium-ion batteries for automotive traction applications by using power line communication: battery modeling and channel characterization,“ in 18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Glasgow, England, 2014.

- 
- [9] O. Opalko, „Powerline-Kommunikation für Batteriemangement-Systeme in Elektro-und Hybridfahrzeugen,“ KIT Scientific Publishing, Dissertation, 2017.
- [10] I. S. Stievano, F. G. Canavero, W. R. G. Valverde, L. Guerrieri und P. Bisaglia, „Multipath Modeling of Automotive Power Line Communication Channels,“ IEEE Transactions on Industrial Informatics, Bd. 10, Nr. 2, S. 1381 - 1391, 27 Februar 2014.
- [11] M. Lienard, M. O. Carrion, V. Degardin und P. Degauque, „Modeling and Analysis of In-Vehicle Power Line Communication Channels,“ IEEE Transactions on Vehicular Technology, Bd. 57, Nr. 2, S. 670 - 679, 14 März 2008.
- [12] M. Mohammadi, L. Lampe und M. Lok, „Measurement study and transmission for in-vehicle power line communication,“ in IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Dresden, Deutschland, 2009.
- [13] L. Guerrieri, P. Bisaglia, I. S. Stievano und F. G. Canavero, „Statistical assessment of automotive PLC multipath channel models,“ in 18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Glasgow, England, 2014.
- [14] „In-Vehicle Power Line Communication Project,“ [Online]. Available: <http://ivplc.ece.ubc.ca/index.php/>. [Zugriff am 28 Dezember 2018].
- [15] F. Stiegler, K. Dostert, J. Schirmer und T. Enders, „Konzept einer neuartigen Bordnetzstruktur für den Einsatz von Powerline-Kommunikation im KFZ,“ Frequenz, Bd. 56, Nr. 5-6, S. 126 -132, 2002.
- [16] V. Degardin, M. Lienard, P. Degauque, E. Simon und P. Laly, „Impulsive Noise Characterization of In-Vehicle Power Line,“ IEEE Transactions on Electromagnetic Compatability, Bd. 50, Nr. 4, S. 861 - 868, 07 November 2008.
- [17] F. Grassi, S. Pignari und J. Wolf, „Design and SPICE simulation of coupling circuits for powerline communications onboard spacecraft,“ in 2012 ESA Workshop on Aerospace EMC, Venedig, Italien, 2012.
- [18] A. Kosonen und J. Ahola, „Comparison of signal coupling methods for power line communication between a motor and an inverter,“ IET Electric Power Applications, Bd. 4, Nr. 6, S. 431 - 440, Juli 2010.

- 
- [19] N. TaheriNejad, „Power line communications in vehicles: Channel measurements and impedance matching networks," University of British Columbia, Dissertation, 2015.
- [20] H. K. Podszcek, „Trägerfrequenz-Nachrichtenübertragung über Hochspannungsleitungen," Berlin, Göttingen, Heidelberg, Springer Verlag Berlin Heidelberg GmbH, 1962.
- [21] R. Pässler, „Rundsteuertechnik," Siemens AG, Publicis Corporate Publishing 1994.
- [22] K. Dostert, Powerline Kommunikation, „Smart home-Gebäudeautomatisierung, Internet aus der Steckdose, EMV-Aspekte," Kirchenbach: Franzis Verlag GmbH, 1999.
- [23] DIN EN 50065-1, „Signalübertragung auf elektrischen Niederspannungsnetzen im Frequenzbereich 3 kHz bis 148,5 kHz - Teil 1: Allgemeine Anforderungen, Frequenzbänder und elektromagnetische Störungen," 2012.
- [24] M. Bauer und K. Doster, „Automated Metering und Kommunikationstechnologie - Powerline Communication zur Vernetzung intelligenter Stromzähler," in Verteilte Messsysteme, Karlsruhe, KIT Scientific Publishing, S. 69 - 83, 2010.
- [25] DIN EN 50561-1, „Kommunikationsgeräte auf elektrischen Niederspannungsnetzen - Funkstöreigenschaften - Grenzwerte und Messverfahren - Teil 1: Geräte für die Verwendung im Heimbereich," 2014.
- [26] Federal Communications Commission, Technical Report 47 CFR §15, „Title 47 of the code of federal regulations (CFR)," FCC, 2008.
- [27] H. Ferreira, L. Lampe, J. Newbury und T. Swart, „Power Line Communications - Theory and Applications for Narrowband and Broadband Communications over Power Lines," Wiley, 2010.
- [28] HomePlug Powerline Alliance, „HomePlug AV2 Technology," [Online]. Available:  
[https://www.codico.com/fxdata/codico/prod/media/Datenblaetter/AKT/HomePlug\\_AV2\\_whitepaper\\_20130909.pdf](https://www.codico.com/fxdata/codico/prod/media/Datenblaetter/AKT/HomePlug_AV2_whitepaper_20130909.pdf). [Zugriff am 22 September 2019].

- 
- [29] V. C. Güngör, D. Sahin, T. Kocak, E. Salih, C. Buccella, C. Cecati und G. P. Hancke, „Smart Grid Technologies: Communication Technologies and Standards,“ IEEE Transactions on Industrial Informatics, Bd. 7, Nr. 4, S. 529 - 539, 2011.
- [30] IEC 61334-5-1, „Distribution automation using distribution line carrier systems - Part 5-1: Lower layer profiles - The spread frequency shift keying (S-FSK) profile,“ 2001.
- [31] Electricite Reseau Distribution France, „G3-PLC physical layer specification ,“ [Online]. Available: [https://e2e.ti.com/cfs-file/\\_\\_key/communityserver-discussions-components-files/171/G3\\_2D00\\_PLC\\_2D00\\_Physical\\_2D00\\_Layer\\_2D00\\_Specific ation.pdf](https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/171/G3_2D00_PLC_2D00_Physical_2D00_Layer_2D00_Specific ation.pdf). 2009. [Zugriff am 22 September 2019].
- [32] PRIME Alliance TWG, „Specification for PowerLine Intelligent Metering Evolution,“ [Online]. Available: [www.prime-alliance.org › 2014/10 › PRIME-Spec\\_v1.4-20141031.pdf](http://www.prime-alliance.org/2014/10/PRIME-Spec_v1.4-20141031.pdf). [Zugriff am 22 September 2019].
- [33] „IEEE Standard for Broadband over Power Line Networks: Medium Access Control and Physical Layer Specifications,“ IEEE Std 1901-2010, 2010.
- [34] HomePlug Powerline Alliance, „HomePlug 1.0.1 Specification,“ [Online]. Available: <http://read.pudn.com/downloads114/ebook/479147/HOMEPLUG.pdf>. [Zugriff am 22 September 2019].
- [35] HomePlug Powerline Alliance, „HomePlug AV specification Version 1.1,“ [Online]. Available: [https://www.cise.ufl.edu/~nemo/plc/refs/HomePlug%20GP\\_Specificati on\\_Ch1\\_v1.1-Jan\\_23\\_2012%20DRAFT.docx](https://www.cise.ufl.edu/~nemo/plc/refs/HomePlug%20GP_Specificati on_Ch1_v1.1-Jan_23_2012%20DRAFT.docx). [Zugriff am 22 September 2019].
- [36] L. Yonge, J. Abad, K. Afkhamie, L. Guerrieri, S. Katar, H. Lioe, P. Pagani, R. Riva, D. M. Schneider und A. Schwager, „An Overview of the HomePlug AV2 Technology,“ Journal of Electrical and Computer Engineering, Bd. 2013, S. 1 - 12, 2013.
- [37] „HomePlug Green PHY 1.1 - The Standard for In-Home Smart Grid Powerline Communications: Application and technology overview,“ HomePlug Powerline Alliance, 2012.

- 
- [38] „IEEE 1901 HD-PLC Complete technical over view,“ [Online]. Available: <http://www.hd-plc.org/modules/about/hdplc.html>. [Zugriff am 31 Mai 2018].
- [39] „Unified high-speed wire-line based home networking transceivers – System architecture and physical layer specification,“ ITU-T Recommendation G.9960, 2010.
- [40] „HomeGrid FORUM,“ [Online]. Available: <http://www.homegridforum.org/index.php>. [Zugriff am 31 Mai 2018].
- [41] K. Fazel, „Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems,“ Wiley, 2008.
- [42] N. Andreadou, C. Assimakopoulos und F.-N. Pavlidou, „Performance Evaluation of LDPC Codes on PLC Channel Compared to Other Coding Schemes,“ in 2007 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Pisa, Italien, 2007.
- [43] BMW Group, „Konsortium für neuen Bordnetz-Standard im Fahrzeug gegründet,“ [Online]. Available: <https://www.press.bmwgroup.com/deutschland/article/detail/T0005790-DE/konsortium-fuer-neuen-bordnetz-standard-im-fahrzeug-gegruendet?language=de>. [Zugriff am 05 Juli 2018].
- [44] YAMAR Electronics Ltd., „DCB1M - Transceiver for Powerline Communication,“ [Online]. Available: <http://yamar.com/product/dcb1m/>. [Zugriff am 05 Juli 2018].
- [45] Y. Maryyanka, „Truck-trailer redundant powerline CAN communication,“ in SPARC Transactions YAM01, 2012.
- [46] Y. Maryyanka, „Using Power Line Communication for Harness Reduction in Automotive,“ in Yamar Electronics Ltd, 2011.
- [47] „SPARC Secure Propulsion Using Advanced Redundant Control,“ [Online]. Available: [https://trimis.ec.europa.eu/sites/default/files/project/documents/20110310\\_114521\\_21599\\_SPARC\\_Final%20Report.pdf](https://trimis.ec.europa.eu/sites/default/files/project/documents/20110310_114521_21599_SPARC_Final%20Report.pdf). [Zugriff am 20 September 2019].
- [48] Y. Maryyanka, Y. Koren und Y. Seri, „Using LIN over Powerline Communication to Control Truck and Trailer Backlights,“ in SPARC Transactions YAM02, 2012.

- 
- [49] K. Reif, „Bosch Autoelektrik und Autoelektronik - Bordnetze, Sensoren und elektronische Systeme,“ Wiesbaden: Vieweg+Teubner, 2011.
- [50] W. Zimmermann und R. Schmidgall, „Bussysteme in der Fahrzeugtechnik - Protokolle,“ Standards und Softwarearchitekturen, Wiesbaden: Springer Vieweg, 2014.
- [51] H. Zimmermann und J. D. Day, „The OSI Reference Model,“ Proceedings of the IEEE, S. 1334 - 1340, Dezember 1983.
- [52] R. Schreiner, „Computernetzwerke,“ München, Hanser, 2007.
- [53] J. G. Proakis und M. Salehi, „Fundamentals of Communication Systems,“ Pearson, 2014.
- [54] B. Friedrichs, „Kanalkodierung - Grundlagen und Anwendungen in modernen Kommunikationssystemen,“ Berlin Heidelberg: Springer, 1996.
- [55] H. Meyr, M. Moeneclaey und S. A. Fechtel, „Digital Communication Receivers - Synchronization,“ Channel Estimation and Signal Processing, New York: Wiley, 1998.
- [56] J. G. Proakis und M. Salehi, „Communication Systems Engineering,“ New Jersey: Prentice-Hall, 2002.
- [57] H. Nuskowski, „Digitale Signalübertragung - Grundlagen der digitalen Nachrichtenübertragungssysteme,“ Dresden, Vogt, 2009.
- [58] K. D. Kammeyer, „Nachrichtenübertragung,“ Wiesbaden, Teubner, 2004.
- [59] Broadcom, „BroadR-Reach Physical Layer Transceiver Specification For Automotive Applications Standard v3.0,“ Broadcom Corporation, 2014.
- [60] C. E. Shannon, „Communication in the presence of noise,“ Proceedings of the IRE, S. 10 - 21, Januar 1949.
- [61] K. Reif, „Automobilelektronik,“ Wiesbaden, Springer Vieweg, 2014.
- [62] M. Ernst und M. Heurmann, „Die wichtigsten Bordnetz-Trends,“ Electronic automotive, Nr. Sonderausgabe Bordnetze, S. 20 - 23, 2014.
- [63] H.-H. Braess und U. Seiffert, „Vieweg Handbuch Kraftfahrzeugtechnik,“ Wiesbaden: Vieweg+Teubner, 2011.

- 
- [64] M. Hohmann, „Ein synthetischer Ansatz zur Auslegung von Kfz-Bordnetzen unter Berücksichtigung dynamischer Belastungsvorgänge," Technische Universität Ilmenau, Dissertation, 2009.
- [65] H.-M. Fischer und R. Korthauer, „48-Volt-Bordnetz – Schlüsseltechnologie auf dem Weg zur Elektromobilität," ZVEI-Zentralverband Elektrotechnik und Elektronikindustrie e.V., Frankfurt am Main, 2015.
- [66] D. J. Perreault, K. Afridi und I. A. Khan, „Automotive applications of power electronics," in The Power Electronics Handbook, Elsevier, 2011, S. 643 -667.
- [67] A. Emadi, „Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives," Chicago, CRC Press, 2005.
- [68] H. Heuermann, „Hochfrequenztechnik," Wiesbaden, Vieweg+Teubner, 2009.
- [69] C. R. Paul, „Analysis of Multiconductor Transmission Lines," New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [70] ISO 6722, „Road vehicles - 90V and 600V single-core cables - Dimensiones, test methods and requirements," 2006.
- [71] G. Conzelmann und U. Kiencke, ISO 6722 Mikroelektronik im Kraftfahrzeug," Berlin Heidelberg, Springer, 1995.
- [72] K. Reif, „Batterien, Bordnetze und Vernetzung," Vieweg + Teubner, Wiesbaden, 2010.
- [73] S. Guttowski, S. Weber und E. Hoene, „EMC issues in cars with electric drives," in IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Boston, USA, 2003.
- [74] F. Kremer und S. Frei, „Simulation of Emissions of Power Electronic Devices in Electrical and Hybrid Electrical Vehicles," in APEMC, Beijing, China, 2010.
- [75] Panasonic, „VRLA Technical Handbook Industrial Batteries for Professionals," Panasonic, [Online]. Available: <https://eu.industrial.panasonic.com/sites/default/pidseu/files/download>

---

s/files/panasonic-batteries-vrla-for-professionals\_interactive.pdf.  
[Zugriff am 09 August 2019].

- [76] Y. G. Gou, L. F. Wang und C. L. Liao, „Modeling and Analysis of Conducted Electromagnetic Interference in Electric Vehicle Power Supply,“ in Progress In Electromagnetics Research, 2013.
- [77] M. Thiele, S. Buller, D. U. Sauer, R. W. De Doncker und E. Karden, „Hybrid modeling of lead–acid batteries in frequency and time domain,“ Journal of Power Sources, S. 461 - 466, 15 Juni 2005.
- [78] E. Hoene, S. Guttowski, R. Saikly, W. John und H. Reichl, „Rf-Properties of Automotive Traction Batteries,“ in EMC '03. 2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Istanbul, Türkei, 2003.
- [79] J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler und J. W. Kollar, „SiC versus Si - Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC - DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors,“ IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 58, Nr. 7, S. 2872 - 2882, 2011.
- [80] N. Idir, R. Bausiere und J. J. Franchaud, „Active gate voltage control of turn-on di/dt and turn-off dv/dt in insulated gate transistors,“ IEEE Transactions on Power Electronics, S. 849-855, Juli 2006.
- [81] A. Bendicks, S. Frei, N. Hees und M. Wiegand, „Systematic Reduction of Peak and Average Emissions of Power Electronic Converters by the Application of Spread Spectrum,“ IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, S. 1-10, 20 Dezember 2017.
- [82] M. Nave, „Power Line Filter Design for Switched Mode Power Supplies,“ Springer Verlag, 1991.
- [83] M. Krüger, „Grundlagen der Kraftfahrzeugelektronik,“ München, Hanser, 2014.
- [84] C. R. Paul, „Introduction to Electromagnetic Compatibility,“ John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [85] ISO 7637-2, „Road vehicles - Electrical disturbances from conduction and coupling -Part 2: Electrical transient conduction along supply lines only,“ 2011.

- 
- [86] M. Hiebel, „Grundlagen der vektoriellen Netzwerkanalyse," München, Rohde & Schwarz, 2011.
- [87] K. Küpfmüller, W. Mathis und A. Reibiger, „Theoretische Elektrotechnik," Berlin, Springer Vieweg, 2013.
- [88] R. Feldtkeller, „Theorie der Spulen und Übertrager," Stuttgart, S. Hirzel Verlag, 1963.
- [89] H. Fischer, H. Hoffmann und J. Spindler, „Werkstoffe in der Elektrotechnik - Grundlagen, Aufbau, Eigenschaften, Prüfung, Anwendung, Technologie, Hanser," 2000.
- [90] C. McLyman, „Transformer and Inductor Design Handbook," Marcel Dekker, 2004.
- [91] H. Freitag, „Einführung in die Zweitortheorie," Stuttgart, Teubner, 1990.
- [92] „Isolation Transformers for Narrowband PLC Systems," [Online]. Available: [https://vacuumschmelze.de/Assets-Web/PI-IA\\_3.pdf](https://vacuumschmelze.de/Assets-Web/PI-IA_3.pdf). [Zugriff am 08 August 2019].
- [93] M. Zimmermann and K. Dostert, „A multipath model for the powerline channel," S. 553 - 559, April 2002.
- [94] E. Biglieri, „Coding and modulation for a horrible channel," IEEE Communications Magazine, Bd. 41, Nr. 5, S. 92 - 98, 2003.
- [95] F. Nouvel, P. Tanguy, S. Pillement und H. M. Pham, „Experiments of in-vehicle power line Communications," in Advances in Vehicular Networking Technologies, 2011.
- [96] P. Tanguy, F. Nouvel und P. Maziéro, „Power Line Communication standards for in-vehicule networks," in 2009 9th International Conference on Intelligent Transport Systems Telecommunications, (ITST), Lille, Frankreich, 2009.
- [97] L. Guerrieri, G. Masera, I. S. Stievano, P. Bisaglia und W. R. Valverde, „Automotive Power-Line Communication Channels: Mathematical Characterization and Hardware Emulator," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 63, Nr. 5, S. 3081 - 3090, 2016.
- [98] CISPR 25 Ed.4.0, „Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers," IEC, 2015.

- 
- [99] H. A. Latchman, S. Katar, L. W. Yonge III und S. Gavette, „HOMEPLUG AV AND IEEE 1901 - A Handbook for PLC Designers and Users," New Jersey, John Wiley & Sons, 2013.
- [100] I2SE, „PLC Stamp 1," [Online]. Available: <https://www.i2se.com/product/plc-stamp-1/>. [Zugriff am 23 Oktober 2018].
- [101] HomePlug Poweline Alliance, „HomePlug GREEN PHY Specification Release Version 1.1," 2012.
- [102] B. Körber, D. Sperling, M. O. Mayer und D. Sabbert, „Vorgehensweise bei der EMV-Bewertung von Halbleitern am Beispiel der Transceiver-Qualifikation," in GMM EMV, 2005.
- [103] ISO 11452-1, „Road vehicles -- Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy -- Part 1: General principles and terminology," 2015.
- [104] IEC 62228-2, „Integrated circuits - EMC evaluation of transceivers - Part 2: LIN transceivers," 2016.
- [105] B. Körber, „IEEE 100BASE-T1 EMC Testspecification for Transceivers," OPEN ALLIANCE, 2017.
- [106] P. Schröter, M. M. Hell und M. Frey, „EMC Compliant LIN Transceiver," in ESSCIRC, 2013.
- [107] ISO 11452-4, „Road vehicles - Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy - Part 4: Harness excitation methods," 2011.
- [108] ISO 11452-2, „Road vehicles - Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy - Part 2: Absorber-lined shielded enclosure," 2004.
- [109] F. Lafon, Y. Belakhoy und F. De Daran, „Injection probe modeling for bulk current injection test on multiconductor transmission lines," in IEEE Symp. on Embedded EMC Proceedings, Rouen, Frankreich, 2007.
- [110] T. Reveyrand, „Multiport conversions between S, Z, Y, h, ABCD, and T parameters," in 2018 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC), Brive La Gaillarde, Frankreich, 2018.

- 
- [111] R. E. Collin, „Foundations for microwave engineering," John Wiley & Sons, 2001.
- [112] M. O'Hara, „A generic automotive (TIER1) EMC test standard," in Proceedings of Automotive EMC 2006 Driving the New Directive Conference, Birmingham, 2006.
- [113] F. M. Tesche, M. V. Ianoz und T. Karlsson, „EMC Analysis Methods and Computational Models," John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [114] M. Tokuda, O. Hiroyuki und M. Takashi, „Conducted interference immunity characteristics to high-speed power line communication system," in Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility, Singapur, 2008.
- [115] J. Taube, H. Beikirch und M. Voss, „Real-time capabilities with digital powerline communications interfaces in csma/ca-networks," in RTN 2004, 2004.
- [116] L. Brabetz und P. Hochrein, „Robuste und energieeffiziente Bordnetzarchitekturen," at - Automatisierungstechnik, Bd. 60, Nr. 2, S. 74 -83, 2012.
- [117] K. Razazian, M. Umari und A. Kamalizad, „G3-PLC specification for powerline communication: Overview, system simulation and field trial results," in Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2010 IEEE International Symposium on, Rio de Janeiro, Brazilien, 2010.
- [118] IEEE P1901, „IEEE Standard for Broadband over Power Line Networks: Medium Access Control and Physical Layer Specifications," 2010.
- [119] ISO 7637-2, „Road vehicles - electrical disturbances from conduction and coupling - Part 2: Electrical transient conduction along supply lines only," 2011.
- [120] H. A. Latchman, S. Katar, L. W. Yonge III und S. Gavette, „HomePlug AV and IEEE 1901 - A Handbook for PLC Designers and Users," John Wiley & Sons, 2013.
- [121] ISO 11452-7, „Road vehicles -- Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy - Part 7: Direct radio frequency (RF) power injection," 2003.

- 
- [122] V. Degardin, P. Laly, M. Lienard und P. Degauque, „Impulsive noise on in-vehicle power lines: Characterization and impact on communication performance,“ in 2006 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Orlando, Florida, USA, 2006.

---

## Veröffentlichungen

1. Z. Chen, A. Zeichner, S. Frei, „Grenzen des Stromscan-basierten Dipolmodells und Erweiterung mit einem quasistatischen Ansatz“, EMV Düsseldorf, Deutschland, 2018.
2. A. Zeichner, Z. Chen, S. Frei, „Theoretical maximum data rate estimations for PLC in automotive power distribution systems“, EMC Europe Angers, Frankreich, 2017.
3. A. Zeichner, S. Frei, „Immunity of Automotive Power Line Communication Systems“, IEEE Transactions on EMC, Vol. 58, No. 4, August 2016.
4. S. A. Hassanpour Razavi, A. Zeichner, S. Frei, „Erhöhung der Korrelation zwischen BCI- und Antennenprüfverfahren durch Bestimmung von Abschlussimpedanzen mittels potenzialfreier Messung mit Stromsensoren“, EMV Düsseldorf, Deutschland, 2016.
5. A. Zeichner, T. Dörlemann, S. Frei, „Analysen zur Störfestigkeit von PLC im Vergleich zu LIN-Bussystemen für Kfz-Anwendungen“, EMV Düsseldorf, Deutschland, 2016.
6. A. Zeichner, S. A. Hassanpour Razavi, S. Frei, „Immunity of Modulation Schemes in Automotive Low Bitrate Power Line Communication Systems“, IEEE International Symposium on EMC, Deutschland, 2015.
7. A. Zeichner, S. Frei, „Störungen in Powerline Datenübertragungssystemen durch Schaltvorgänge im Bordnetz“, AmE Dortmund, Deutschland, 2015.
8. D. Rinas, A. Zeichner, S. Frei, „Korrekturverfahren für Feld-Scan-Daten zur Bestimmung des elektromagnetischen Feldes in einer realen Messumgebung“, EMV Düsseldorf, Deutschland, 2014.
9. A. Mushtaq, A. Zeichner, S. Frei, „Analyse der Schirmungseigenschaften von Kabel-Stecker-Systemen für elektrische Fahrzeuge“, EMV Düsseldorf, Deutschland, 2014.
10. J. Jia, A. Zeichner, D. Rinas, S. Frei, „Anwendung von alternativen Verfahren zur Vorhersage von EMV Antennenmessergebnissen nach CISPR-25“, EMV Düsseldorf, Deutschland, 2014.
11. D. Rinas, A. Zeichner, S. Frei, „Measurement Environment Influence Compensation to Reproduce Anechoic Chamber Measurements with Near Field Scanning“, EMC Europe Brügge, Belgien, 2013.
12. D. Rinas, J. Jia, A. Zeichner, S. Frei, „Substituting EMC Emission Measurement by Field and Cable Scan Method using Measured Transfer Function“, Kleinheubacher Tagung, Kleinheubach, Deutschland, 2012.



---

## Betreute Abschlussarbeiten

1. A. Döbber: Einfluss der Störemission von Kfz-Bordnetzverbrauchern auf die PLC-Datenübertragung in Abhängigkeit von Koppelnetzwerkstrukturen, TU Dortmund, Masterarbeit, 2016.
2. W. Liu: Kanalübertragungseigenschaften von 12V Bordnetzen für die Datenübertragung, TU Dortmund, Masterarbeit, 2016.
3. M. Roth: Entwicklung und Implementierung eines FPGA-basierten Empfängermoduls für EMV-Störfestigkeitsanalysen an einem Powerline-Kommunikationssystem im Kfz-Bordnetz, TU Dortmund, Masterarbeit, 2016.
4. R. Nangialil: Entwicklung und Implementierung eines FPGA-basierten Sendemoduls für EMV-Störaussendungsanalysen an einem Powerline-Kommunikationssystem im Kfz-Bordnetz, TU Dortmund, Masterarbeit, 2016.
5. T. Dörlemann: Modellierung und Vergleich der Störfestigkeit von LIN und PLC Datenübertragungssystemen, TU Dortmund, Bachelorarbeit, 2015.
6. A. Djine: Analyse des Koppelverhaltens von On-board-Ladegeräten für Kommunikationssignale mit VHDL-AMS, TU Dortmund, Bachelorarbeit, 2014.



---

## Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere hiermit an Eides statt, dass ich diese Dissertation alleine und nur unter Verwendung der angegebenen Literatur verfasst habe.

Dortmund, 28.03.2020



---

Alexander Zeichner