

**Oliver Opalko**

# **Powerline-Kommunikation für Batteriemanagement-Systeme in Elektro- und Hybridfahrzeugen**



Oliver Opalko

**Powerline-Kommunikation für Batteriemangement-  
Systeme in Elektro- und Hybridfahrzeugen**

**Forschungsberichte aus der Industriellen Informationstechnik**  
**Band 13**

Institut für Industrielle Informationstechnik  
Karlsruher Institut für Technologie  
Hrsg. Prof. Dr.-Ing. Fernando Puente León  
Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert

Eine Übersicht aller bisher in dieser Schriftenreihe erschienenen Bände  
finden Sie am Ende des Buchs.



# **Powerline-Kommunikation für Batteriemanagement-Systeme in Elektro- und Hybridfahrzeugen**

von  
Oliver Opalko

Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT)  
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
Tag der mündlichen Prüfung: 17. Januar 2017  
Referenten: Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert, KIT  
Prof. Dr.-Ing. Eric Sax, KIT

#### Impressum



Karlsruher Institut für Technologie (KIT)  
KIT Scientific Publishing  
Straße am Forum 2  
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark of Karlsruhe  
Institute of Technology. Reprint using the book cover is not allowed.

[www.ksp.kit.edu](http://www.ksp.kit.edu)



*This document – excluding the cover, pictures and graphs – is licensed  
under the Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License  
(CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>*



*The cover page is licensed under the Creative Commons  
Attribution-No Derivatives 4.0 International License (CC BY-ND 4.0):  
<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/deed.en>*

Print on Demand 2017 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISSN 2190-6629

ISBN 978-3-7315-0647-8

DOI 10.5445/KSP/1000066978





# **Powerline-Kommunikation für Batteriemanagementsysteme in Elektro- und Hybridfahrzeugen**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

**DOKTOR-INGENIEURS**

von der Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik

des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

**DISSERTATION**

von

**Oliver Opalko**

geb. in Lemgo

Tag der mündl. Prüfung: 17. Januar 2017  
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert, KIT  
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Eric Sax, KIT



# Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist im Rahmen des öffentlich geförderten Forschungsprojekts IntLilon am Institut für Industrielle Informationstechnik (IIIT) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) entstanden.

Zunächst richtet sich mein ganz besonderer Dank an meinem Doktorvater, Herrn Professor Klaus Dostert, für die Möglichkeit, an dem spannenden Forschungsprojekt am IIIT mitzuarbeiten. Herrn Professor Eric Sax danke ich herzlich für das Interesse an meiner Arbeit und für die Übernahme des Korreferats. Mein Dank gilt auch den Konsortiumspartnern des Forschungsprojekts, der Robert Bosch GmbH, der Hochschule Hannover und Prodesign, für die hervorragende Zusammenarbeit und die zahlreichen Diskussionen.

Herrn Professor Fernando Puente León und allen derzeitigen sowie ehemaligen Mitarbeitern des IIIT bin ich für die Schaffung der Rahmenbedingungen für ein reibungsloses und angenehmes Arbeiten dankbar. Des Weiteren möchte ich mich bei Damián Alonso, mit dem ich ein Büro teilen durfte, für den regelmäßigen fachlichen Austausch und für sein Korrekturlesen danken. Ebenfalls danke ich Sebastian Bauer, Lara Kamp, Thomas Nürnberg und Sebastian Vater für die kritische Durchsicht meiner Arbeit und die dabei entstandenen wertvollen Anmerkungen.

Einen großen Dank möchte ich auch an meine Freunde für die mentale Unterstützung, die ich während meiner Promotionszeit erhalten habe, richten. Abschließend danke ich meiner Familie, insbesondere meinen Eltern, Marlena und Janusz, meinen Geschwistern, Adrianna, Dariusz und Sebastian, sowie meiner Tante Barbara. Sie haben stets an mich geglaubt und mir den nötigen Rückhalt gegeben. Meine Eltern haben mich zudem bis zum heutigen Tag mit aller Kraft und auf viele Arten unterstützt – was ich nie vergessen werde.

München, im April 2017

Oliver Opalko





# Inhaltsverzeichnis

<b>Symbolverzeichnis</b> . . . . .	vii
<b>1 Einleitung</b> . . . . .	1
1.1 Motivation . . . . .	1
1.2 Herausforderungen und Ziele . . . . .	4
1.3 Struktur der Arbeit . . . . .	5
<b>2 Stand der Technik</b> . . . . .	7
2.1 PLC in Kraftfahrzeugen . . . . .	7
2.2 Zellweise Intrabatterie-Kommunikation . . . . .	8
<b>3 Powerline-basiertes Batteriemangement</b> . . . . .	11
3.1 Anforderungen an das Kommunikationssystem . . . . .	12
3.2 Übersicht der Kanalzugriffsverfahren . . . . .	13
3.2.1 TDMA . . . . .	14
3.2.2 FDMA . . . . .	15
3.2.3 CDMA . . . . .	16
3.2.4 SDMA . . . . .	16
3.3 Auswahl eines geeigneten Zugriffsverfahrens . . . . .	17
3.3.1 Hierarchie des Kommunikationssystems . . . . .	18
3.3.2 TDMA-Zyklus in der Master-Slave-Hierarchie . . . . .	19
3.4 Zusammenfassung des PLC-Batterienmanagements . . . . .	20
<b>4 Methoden zur Modellierung des Powerline-Kanals</b> . . . . .	23
4.1 Rogowskispulen zur Signalkopplung . . . . .	24
4.1.1 FEM-Modellierung des EM-Feldes der Rogowskispule . . . . .	25
4.1.2 Verifizierung des 3D-Modells . . . . .	26
4.1.3 Analyse der Rogowskispule als PLC-Koppelement . . . . .	29

4.2	RLC-Modell des Powerline-Kanals . . . . .	31
4.2.1	RLC-Modell für eine Li-Ionen-Zelle . . . . .	31
4.2.2	Kaskadierung des RLC-Modells . . . . .	32
4.2.3	Modell des EMV-Filters . . . . .	32
4.3	Erweitertes PLC-Kanalmodell . . . . .	32
4.3.1	3D-Modell . . . . .	34
4.3.2	Verschaltung des 3D-Modells mit dem RLC-Modell . . . . .	36
4.3.3	Verifizierung des erweiterten PLC-Kanalmodells ohne Rogowskispulen . . . . .	37
4.4	Übertragungseigenschaften einer Li-Ionen-Batterie . . . . .	38
4.5	Zusammenfassung der Kanalmodellierung . . . . .	40
<b>5</b>	<b>Messungen am Kanal . . . . .</b>	<b>43</b>
5.1	Messungen am Kanalemulator . . . . .	43
5.1.1	Rogowskispulen als Messobjekte . . . . .	44
5.1.2	Messaufbau . . . . .	46
5.1.3	Durchführung der Messungen . . . . .	48
5.2	Messungen an einer realen Li-Ionen-Batterie . . . . .	52
5.2.1	Verwendete Rogowskispulen . . . . .	52
5.2.2	Messaufbau . . . . .	53
5.2.3	Vergleich der Messungen mit der Simulation . . . . .	55
5.3	Zusammenfassung der Kanalmessungen . . . . .	56
<b>6</b>	<b>Analyse der Eigenschaften des Übertragungskanals . . . . .</b>	<b>59</b>
6.1	Mehrwegeausbreitung in Batteriepacks . . . . .	59
6.1.1	Fading . . . . .	60
6.1.2	Signaldispersion durch Mehrwegeausbreitung . . . . .	61
6.2	Minimale Kohärenzbandbreite . . . . .	62
6.2.1	Fensterung des Signals . . . . .	63
6.2.2	Power-Delay-Profil . . . . .	63
6.2.3	RMS Delay Spread . . . . .	64
6.2.4	Ermittlung der minimalen Kohärenzbandbreite . . . . .	65
6.3	Ähnlichkeitsmaß zur Bewertung verschiedener Kanäle . . . . .	65
6.4	Qualitative Bewertung des simulierten PLC-Kanals . . . . .	67
6.5	Zusammenfassung der Analyse des Übertragungskanals . . . . .	69

<b>7 Analyse der Störszenarien</b> . . . . .	71
7.1 Rauschmessungen im Batteriepack . . . . .	71
7.1.1 Messaufbau . . . . .	72
7.1.2 Störquellen . . . . .	73
7.2 Analyse der Rauschmessungen . . . . .	74
7.2.1 Geschätzte Leistung der Rauschsignale . . . . .	76
7.2.2 Bedeutung der Impulsstörer für das Kommunikationssystem . . . . .	77
7.2.3 Zeit-Frequenzdarstellung . . . . .	78
7.3 Koppelfunktion zwischen Störquelle und Rogowskispulen . . . . .	80
7.3.1 Modifizierung des erweiterten PLC-Kanalmodells . . . . .	81
7.3.2 Batteriepack mit 56 Li-Ionen-Zellen . . . . .	82
7.3.3 Relevanz der geschätzten Rauschleistungen . . . . .	83
7.4 Zusammenfassung der Störsignal-Analysen . . . . .	83
<b>8 Vergleich von Übertragungsmethoden</b> . . . . .	85
8.1 PLC-basiertes Kommunikationssystem . . . . .	86
8.2 Mehrträgerverfahren . . . . .	87
8.2.1 Übersicht des Simulink-Modells . . . . .	87
8.2.2 OFDM-Modulation . . . . .	89
8.2.3 Rahmenstruktur . . . . .	91
8.2.4 OFDM-TDMA . . . . .	93
8.2.5 Nachteile von OFDM . . . . .	94
8.3 Einträgerverfahren . . . . .	95
8.3.1 Übersicht des Simulink-Modells . . . . .	96
8.3.2 Trainingsdaten einfügen . . . . .	98
8.3.3 Schutzintervall . . . . .	99
8.3.4 Rahmenstruktur . . . . .	101
8.3.5 SC-FDE-TDMA . . . . .	101
8.3.6 Entzerrung . . . . .	102
8.4 Synchronisation . . . . .	103
8.4.1 Frequenzsynchronisation . . . . .	104
8.4.2 Rahmendetektion und Zeitsynchronisation . . . . .	106
8.5 Kanalcodierung . . . . .	106
8.5.1 BCH-Codes . . . . .	108
8.5.2 Faltungscodes . . . . .	110

8.6 Simulationen . . . . .	112
8.6.1 Simulationsergebnisse mit BHC-Codes . . . . .	113
8.6.2 Simulationsergebnisse mit Faltungscodierung . . . . .	115
8.6.3 Bedeutung der Simulationsergebnisse für ein PLC-basiertes BMS . . . . .	117
8.7 Zusammenfassung der Bewertung der Übertragungsmethoden . . . . .	119
<b>9 Zusammenfassung . . . . .</b>	<b>121</b>
9.1 PLC-Kanal . . . . .	121
9.2 Kommunikationssystem auf PLC-Basis . . . . .	122
9.3 Ausblick . . . . .	123
<b>A Anhang zu den Rauschmessungen . . . . .</b>	<b>127</b>
A.1 Darstellung im Zeitbereich . . . . .	127
A.2 Darstellung im Frequenzbereich . . . . .	127
A.3 Darstellung im Zeit-/Frequenzbereich . . . . .	127
<b>B Anhang Generatorpolynome für Kanalcodierer . . . . .</b>	<b>135</b>
B.1 BCH-Codes . . . . .	135
B.2 Faltungscodierer . . . . .	135
<b>Literaturverzeichnis . . . . .</b>	<b>139</b>
Eigene Veröffentlichungen . . . . .	145
Betreute studentische Arbeiten . . . . .	146

# Symbolverzeichnis

## Allgemeine Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
Abk.	Abkürzung
bzw.	beziehungsweise
ca.	circa
d. h.	das heißt
deu.	deutsch
engl.	englisch
etc.	<i>et cetera</i> (lat. und so weiter)
evtl.	eventuell
ggf.	gegebenenfalls
lat.	lateinisch
vgl.	vergleiche
z. B.	Zum Beispiel
A/D	Analog zu digital
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AGN	<i>Additive Gaussian noise</i>
AWGN	<i>Additive white Gaussian noise</i>
BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem
BCU	<i>Battery control unit</i>
BER	Bit-Error-Rate
BMS	Batteriemanagementsystem
BPSK	<i>binary phase-shift keying</i>
CAN	<i>Controller-area network</i>
CDMA	<i>Code-division multiple access</i>
CSC	<i>Cell supervision unit</i>
CST	Computer Simulation Technology®
D	Dauerbetrieb
DFT	<i>Discrete Fourier transform</i>
DUT	<i>Device under test</i>

<b>Abkürzung</b>	<b>Bedeutung</b>
EF	Elektrofahrzeug
EM	Elektromagnetisch
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FDE	<i>Frequency-domain equalization</i>
FDMA	<i>Frequency-division multiple access</i>
FDS	Frequency-Domain-Solver
FFT	<i>Fast Fourier transform</i>
GND	<i>Chassis ground</i>
HEF	Hybridfahrzeuge
ICI	<i>Inter-channel interference</i>
IDFT	<i>Inverse discrete Fourier transform</i>
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	<i>Inverse fast Fourier transform</i>
IGBT	<i>Insulated-gate bipolar transistor</i>
IIIT	Institut für Industrielle Informationstechnik
IntLiIon	Intelligente Datenbuskonzepte für Lithium-Ionen-Batterien in Elektro- und Hybridfahrzeugen
ISI	Inter-Symbol-Interferenz
KFZ	Kraftfahrzeug
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
LAN	Local Area Network
Li-Ionen	Lithium-Ionen
LTI	<i>Linear time-invariant system</i>
MMSE	<i>Minimum mean square error</i>
MWS	MICROWAVE STUDIO ®
OFDM	<i>Orthogonal frequency-division multiplexing</i>
PEL	Perfekter elektrischer Leiter
PLC	<i>Powerline-Communication</i>
PL	<i>Powerline</i>
P	Parkmodus
QPSK	<i>Quadrature phase shift keying</i>
R	Rückwärtsgang
SC	<i>Single carrier</i>
SDMA	<i>Space-division division multiple access</i>
SI	<i>Système international d'unités</i>
SMA	Sub-Miniature-A
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i>
S-Parameter	Streuparameter
TDMA	<i>Time-division multiple access</i>

Abkürzung	Bedeutung
TDS	Time-Domain-Solver
USB	Universal Serial Bus
VNA	Vektor-Netzwerkanalysator
WL	<i>Wireless</i>
3D	Dreidimensional

## Symbole

### Lateinische Buchstaben

Symbol	Bedeutung
$A$	Spannungsamplitude
$a_k$	Dämpfungsfaktor des $k$ -ten Echos
$B$	Bandbreite
$B_{\text{Koh}}$	Kohärenzbandbreite
$B_{\text{Koh,min}}$	Minimale Kohärenzbandbreite
$C_{\text{EG}}$	Kapazität zwischen Elektrode und GND
$C_{\text{Ele}}$	Kapazität zwischen Elektroden
$C_{\text{Gnd}}$	Kapazität zum Bezugspotential
$C_{\text{KG}}$	Kapazität zwischen Kollektor und GND
$C_{\text{TG}}$	Kapazität zwischen Terminal und GND
$C_{\text{Zel}}$	Kapazität zwischen zwei Li-Ionen-Zellen
$D$	Windungsdurchmesser
$d$	Drahtdurchmesser der Rogowskispule
$\Delta f$	Abstand Teilkanäle
$d_i$	Bitfolge
$d_{\text{min}}$	Minimale Hamming-Distanz
$E_b$	Bitenergie
$E_s$	Symbolenergie
$f$	Frequenz
$f_{\Delta}$	Frequenzabweichung
$f_M$	Mittenfrequenz
$G_{\text{BER}}$	BER-Gewinn
$h(t)$	Kanalimpulsantwort
$h_{\text{BB}}(t)$	Kanalimpulsantwort im komplexen Basisband
$i_{\text{Chirp}}(t)$	Chirpförmiger Stromverlauf
$k_D$	Anzahl an Datenbits

<b>Symbol</b>	<b>Bedeutung</b>
$\mathcal{K}_{\text{Sensor}}$	Menge verfügbarer Sensordaten
$k_{\text{temp}}$	Auflösung der Temperaturdaten
$k_{\text{volt}}$	Auflösung der Spannungsdaten
$K_z$	Koppelfunktion
$L$	Einflusslänge
$L_{\text{Geh}}$	Induktivität des Gehäuses
$L_{\text{Kol}}$	Induktivität des Stromkollektors
$l_{\text{PL}}$	Länge der Energieleitung (Powerline)
$M$	Symbolwertigkeit
$S$	Menge TDMA-Teilnehmer
$N$	Anzahl an Windungen
$\mathbb{N}$	Zahlenraum der natürlichen Zahlen
$n_C$	Anzahl an Codebits
$\eta_{\text{FFT}}$	Bitbelegungseffizienz
$N_{\text{FFT}}$	Anzahl an Teilkanälen
$N_g$	Anzahl an Schutzintervall-Symbolen
$N_0$	Rauschleistungsdichte
$N_{\text{OFDM}}$	Anzahl an OFDM-Symbolen
$n_{\text{oi}}(t)$	Rauschsignal ohne Störimpulse
$N_{\text{pilot}}$	Anzahl an Trainingssequenz-Symbolen
$N_{\text{Rog}}$	Anzahl an Rogowskispulen
$N_{\text{sub}}$	Anzahl Li-Ionen-Zellen im Teilzyklus
$N_{\text{Zel}}$	Anzahl an Li-Ionen-Zellen
$P_{\text{oi}}$	Leistung ohne Störimpulse
$P_{\text{Rog}}$	Rauschleistung an Rogowskispule
$P(\tau)$	Power-Delay-Profil
$p(x)$	Generatorpolynom
$r_C$	Coderate
$r_D$	Datenrate
$R_{\text{Ele}}$	Widerstand zwischen Elektroden
$r_i$	Innenradius
$R_{\text{Kol}}$	Widerstand des Stromkollektors
$R_{\text{nr}}$	Coderate nichtrekursiver Faltungscodes
$R_{\text{Termi}}$	Coderate terminierter Faltungscodes
$R_{\text{TG}}$	Widerstand zwischen Terminal und GND
<b>S</b>	Streumatrix
$s_{a,b}$	Streuparameter einer Streumatrix
$t$	Zeit
$t_d$	Zeitlicher Abstand



Symbol	Bedeutung
$T_{\text{delay}}$	Verarbeitungszeit eines TDMA-Teilnehmers
$t_{\Delta}$	Zeitabweichung
$t_{\text{ec}}$	Fehlerkorrekturvermögen
$T_{\text{g}}$	Schutzintervall, Guardintervall
$T_{\text{g,MC-TDMA}}$	Schutzintervall TDMA-Slot bei OFDM
$T_{\text{g,SC-TDMA}}$	Schutzintervall TDMA-Slot bei SC-FDE
$T_{\text{g,TDMA}}$	Schutzintervall zwischen zwei TDMA-Rahmen
$T_{\text{m}}$	Maximum-Excess-Delay
$T_{-}$	Batterieminuspol
$T_{\text{OFDM}}$	Dauer OFDM-Symbol
$t_{\text{opt}}$	Optimaler Abtastzeitpunkt
$T_{\text{pilot}}$	Dauer Trainingssequenz
$T_{+}$	Batteriepluspol
$T_{\text{R,FDE}}$	SC-FDE-Rahmendauer
$T_{\text{R,OFDM}}$	OFDM-Rahmendauer
$T_{\text{S}}$	Symboldauer
$T_{\text{temp}}$	Latenzzeit der Temperaturdaten
$T_{\text{volt}}$	Latenzzeit der Spannungsdaten
$t_{\text{w}}$	Zeitliche Dauer
$u_{\text{Rog}}$	Spannung an Rogowskispule
$V_{\text{SNR}}$	SNR-Verlust
$Z$	Menge aufgezeichneter Messdaten

## Griechische Buchstaben

Symbol	Bedeutung
$\alpha$	Abklingkoeffizient
$\delta$	Oszillatorgenauigkeit
$\kappa$	Datenbits pro Symbol
$\lambda$	Wellenlänge
$\mu$	Mittelwert
$\Phi_{nn}(f)$	Leistungsdichtespektrum
$\varphi_{x,y}$	Kreuzkorrelationskoeffizient
$\sigma$	Standardabweichung
$\tau_k$	Verzögerung des $k$ -ten Echos
$\theta(f)$	RMS Delay Spread



# 1 Einleitung

## 1.1 Motivation

Der endliche Vorrat fossiler Brennstoffe, die Dezentralisierung der Energieerzeugung aufgrund der Energiewende und die Forderung nach Reduzierung der CO<sub>2</sub>-Emission in Ballungsgebieten treiben die Entwicklung der Elektromobilität voran [10, 69]. Lithium-Ionen (Li-Ionen) Batterien stellen derzeit den vielversprechendsten Energiespeicher für den Einsatz in der Elektromobilität dar [21]. Die Powerline-Kommunikation (PLC)<sup>1</sup> in Li-Ionen Batterien ist eine aussichtsreiche Technologie, um die Batteriesicherheit zu erhöhen. Li-Ionen-Batterien stellen, unabhängig davon, ob sie für die Elektromobilität oder in anderen Anwendungen eingesetzt werden, allerdings eine potenzielle Gefahr dar [33, 81], die im Folgenden näher beschrieben wird.

Tiefentladung, Überladung, Deformation oder elektrische Kurzschlüsse einzelner Li-Ionen-Zellen können zu einer thermischen Kettenreaktion<sup>2</sup> führen. Dabei werden unversehrte Li-Ionen-Zellen ebenfalls erhitzt. Die Hitze kann den Separator der zunächst unversehrten Li-Ionen-Zellen schmelzen lassen [35], was zu internen elektrischen Kurzschlüssen führt. Zudem kann diese thermische Kettenreaktion den Austritt von giftigem Gas aus den Li-Ionen-Zellen sowie Feuer verursachen [39].

Ein Batteriemangement-System (BMS) dient unter anderem dazu, das Aufkommen gefährlicher Zustände zu erkennen und ein Eintreten in solche Zustände zu verhindern [49]. Dabei spielt die Kommunikationsgeschwindigkeit des Systems eine wichtige Rolle, weshalb sie eine zentrale Randbedingung in dieser Forschungsarbeit darstellt. Ein BMS muss in der

---

<sup>1</sup> Da PLC als Abkürzung des englischen Begriffs *power line communication* im Deutschen ein gängiger Fachausdruck ist, wird dieser Ausdruck für die vorliegende Arbeit durchgehend verwendet.

<sup>2</sup> Häufig auch als Thermal-Runaway bezeichnet.

Lage sein, die Li-Ionen-Batterie in einen sicheren Zustand zu versetzen, bevor die thermische Kettenreaktion nicht mehr gestoppt werden kann. Deshalb ist es unabdingbar, die intrinsische Schadensgefahr der Li-Ionen-Batterien auf Mensch und Umwelt zu verringern, zumal die Verwendung von Li-Ionen-Batterien in der Elektromobilität steigt und vermutlich auch in den nächsten Jahren weiter steigen wird [23, 69].

Traktionsbatterien basierend auf Li-Ionen-Zellen stellen momentan den vielversprechendsten Ansatz für die Speicherung elektrischer Energie in der Elektromobilität dar [21, 23]. Gegenüber anderen Batterietechnologien weisen Li-Ionen-Batterien Vorteile bezüglich der Energiedichte, des Gewichts und der Kapazitätserhaltung bei Teilentladungen<sup>3</sup> auf. Letzteres bietet zudem den Vorteil, Load-Shifting [5] zu ermöglichen. Die Idee hinter Load-Shifting ist das Zurverfügungstellen eines kleinen Kapazitätsbereiches für die Energiezufuhr in das Niederspannungsnetz. Dabei sollen die am Niederspannungsnetz angeschlossenen Fahrzeuge überschüssige Energie, z. B. durch Photovoltaik oder Windkraftträder erzeugt, aufnehmen und bei Bedarf wieder ins Netz abgeben. Bei Elektrofahrzeugen (EF) oder Hybridfahrzeugen (HEF), die Brennstoffzellen [16] für die Energiespeicherung verwenden, ist Load-Shifting dagegen grundsätzlich nicht möglich.

Heutige Traktionsbatterien fassen mehrere Batteriezellen zu Modulen zusammen, wobei die Anzahl der Batteriezellen von Batterie zu Batterie sehr unterschiedlich ist. Die Anzahl reicht von unter zehn Zellen bis zu mehreren Hundert [8, 45]. Dabei können die Batteriezellen entweder in einer Reihen-, Parallelschaltung oder Reihen-Parallel-Mischschaltung angeordnet werden [35]. Insbesondere für Traktionsbatterien, deren Module wenige Batteriezellen beinhalten, z. B. weniger als zehn, ist es wirtschaftlich, auf die Modulebene komplett zu verzichten. Dadurch kann einerseits Material eingespart werden, da Batteriezellen nicht nur logisch in Module gegliedert sind, sondern auch mechanisch. Andererseits verringert der Verzicht auf die Modulebene den Wartungsaufwand bei defekten Zellen, da sonst das ganze Modul ausgetauscht werden müsste, wenn eine einzelne Zelle defekt ist. Auf Zellebene kann jede defekte Batteriezelle ausgetauscht werden, ohne weitere schadensfreie ebenfalls austauschen zu müssen.

<sup>3</sup> Der Gegenbegriff Memory-Effekt bezeichnet den Kapazitätsverlust, der üblicherweise durch Teilentladungen der Batterie entsteht.

Zudem bieten Traktionsbatterien, die die Batteriezellen nicht in Module gliedern, den Vorteil, die Batteriezellen flexibler anzuordnen. Für die Anordnung von Batteriezellen existieren in der Elektromobilität zwei Ansätze. Der erste Ansatz ist eine kompakte Plug-and-Play-Batterie. Die kompakte Form erlaubt ein einfaches Austauschen der gesamten Batterie im Fahrzeug. Im zweiten Ansatz werden die Batteriezellen verteilt angeordnet. Gegenüber dem Plug-and-Play-Ansatz hat das den Vorteil, dass die Batteriezellen an die Form der Fahrzeugkarosserie angepasst werden können. Dies bietet eine bessere Nutzung des begrenzten Raumes in einem EF oder HEF als bei der Plug-and-Play-Batterie.

Wenn Batteriezellen nicht mehr zu Modulen zusammengefasst werden, muss sich jede Zelle mit entsprechender Sensorik selbst vermessen. Die Sensordaten, typischerweise Informationen über Spannung und Temperatur, müssen folglich zellweise, also von jeder Batteriezelle aus, zur zentralen Batteriesteuereinheit (engl. *battery control unit* – BCU) übertragen werden. Um die Batteriesicherheit zusätzlich zu erhöhen, sind hoch aufgelöste Sensordaten und kurze Latenzzeiten notwendig. Kurze Latenzzeiten erlauben dem BMS ein schnelles Entgegenwirken bei Fehlfunktionen von Li-Ionen-Zellen. Um dies zu erreichen, sind hohe Datenraten notwendig.

Der für BMS häufig eingesetzte Controller-Area-Network (CAN) [19, 70] Standard bietet eine maximale Datenrate von 1 Mbps. Für die zellweise Datenübertragung ist dies jedoch nicht ausreichend. Ein weiterer Nachteil von CAN-Bussen sind die Bus-Leitungen, die zu jeder Li-Ionen-Zelle geführt werden müssten. Für eine modulweise Datenübertragung wäre die Verwendung von Bus-Leitungen unkritisch. Für die zellweise Datenübertragung dagegen würde dies das Gesamtgewicht einer Traktionsbatterie signifikant beeinflussen, wenn z. B. 100 Zellen mit einer zusätzlichen Leitung verbunden werden müssten. Dies wäre ein Nachteil, da Traktionsbatterien unter anderem an ihrer spezifischen Energie mit der Einheit Wh/kg gemessen werden [28]. Eine Verdrahtung aller Li-Ionen-Zellen mit CAN-Bussen wäre zudem nicht wirtschaftlich – hinsichtlich der Produktion sowie der Wartung – weil eine höhere Anzahl an Steckverbindern vorhanden wäre als in der Modulebene. Da ein Fahrzeug während des Betriebs stets Erschütterungen ausgesetzt ist, stellen Steckverbinder eine relativ große Fehlerquelle dar.

Um die Probleme bezüglich Gewicht, Datenrate und Wartung zu umgehen, sind neue Datenübertragungstechniken notwendig. Einen möglichen Ansatz dazu stellt PLC dar. Sie basiert darauf, Nachrichtensignale auf Energieleitungen zu übertragen [20]. Dabei spielt es keine Rolle um welche Art von Energieleitungen es sich handelt, ob Nieder-, Mittel-, Hochspannungsleitungen, 12-Volt-Kraftfahrzeugboardnetze oder Energieversorgungsleitungen industrieller Anlagen. PLC nutzt vorhandene Infrastruktur, um Daten zu übertragen, ohne zusätzlich dedizierte Leitungen für die Datenübertragung zu verwenden. Dies reduziert im Vergleich zur CAN-Lösung das Gewicht der Traktionsbatterien. Da bisher keine PLC-Systeme für Traktionsbatterien existieren, ergibt sich zudem die Gelegenheit, ein Kommunikationssystem zu entwerfen, das speziell die Anforderungen eines BMS erfüllt, um die Elektromobilität für Nutzer sicherer zu gestalten. Deshalb wurde vom Bundesministerium für Bildung und Forschung das öffentliche Forschungsprojekt Intelligente Datenbuskonzepte für Lithium-Ionen-Batterien in Elektro- und Hybridfahrzeugen (IntLiIon) gefördert [22].

## 1.2 Herausforderungen und Ziele

Um ein Kommunikationssystem auf Basis von PLC in einem Batteriepack zu entwickeln, ist Wissen über den Kommunikationskanal erforderlich. Vor Beginn des Forschungsprojekts IntLiIon waren keine Untersuchungen zum Powerline-Kommunikationskanal für Traktionsbatterien veröffentlicht. Die Untersuchung der Übertragungseigenschaften der Energieleitungen und des Störszenarios in der Traktionsbatterie, auf dessen Basis ein PLC-System ausgelegt werden kann, ist Ziel des Forschungsprojekts IntLiIon.

Traktionsbatterien versorgen den Powertrain mit hohen Spannungen und großen Strömen. Der Powertrain stellt zudem die Hauptquelle von impulsartigem Rauschen im PLC-Kanal dar [15]. Um die Elektronik des PLC-Systems zu schützen, sind angemessene Verfahren zur Signalein- und -auskopplung notwendig. Innerhalb des öffentlichen Forschungsprojekts sollten serielle und parallele Koppelverfahren untersucht werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurden serielle Koppelverfahren mithilfe von

Rogowskispulen untersucht. Das stärkste Argument, Rogowskispulen als PLC-Koppelemente einzusetzen, ist der Verzicht auf Ferritkerne, damit trotz der großen Gleichströme auf den Energieleitungen in den Rogowskispulen keine Sättigungseffekte eintreten. Zudem würde der Einsatz von Ferritkernen eine unerwünschte Erhöhung des Gewichts der Traktionsbatterie mit sich bringen.

Ziel dieser Arbeit ist es, die Lithium-Ion-Batterie für EF und HEF für die Nutzung der PLC zu untersuchen. Dazu wurde das Koppelverhalten von Rogowskispulen untersucht. Hierfür wurden Messungen in einer Laborumgebung durchgeführt und Simulationsmodelle mithilfe der 3D-EM-Simulationssoftware CST Microwavestudio (MWS) [1] erstellt. Anschließend wurde der Powerline-Kanal mithilfe von Störszenarien und Übertragungseigenschaften des Kanals untersucht. Die Störszenarien wurden mithilfe von Zeit-Frequenz-Darstellungen analysiert. Um die Übertragungseigenschaften des Kanals zu ermitteln, wurden sowohl Messungen am Emulator als auch Simulationen mit CST MWS durchgeführt. Abschließend wurden ein Mehr- und ein Einträgerverfahren modelliert, deren Leistungsfähigkeit anhand von Simulationen der Bit-Error-Rate (BER) ermittelt wurde.

## 1.3 Struktur der Arbeit

Die vorliegende Arbeit gliedert sich in neun Kapitel. Im nachfolgenden Kapitel wird zunächst erläutert, was die bisherige Forschung an Erkenntnissen im Bereich der Datenkommunikation für BMS herausgefunden hat sowie die dabei offen gebliebenen Fragen, die Gegenstand der vorliegenden Untersuchungen sind. Die vor Projektbeginn definierten Anforderungen an ein PLC-basiertes Kommunikationssystem sind im dritten Kapitel aufgezählt. Anhand dieser Anforderungen wird ein geeigneter Zugriff auf den Kanal und die Hierarchie des Kommunikationssystems hergeleitet.

Die darauf folgenden vier Kapitel bilden grob den ersten Teil der durchgeführten Untersuchungen, welche sich auf den Kommunikationskanal beziehen. Im vierten Kapitel werden Methoden zur Modellierung des Kanals vorgestellt. Hierbei umfasst der Kanal die Rogowskispulen als PLC-Koppelemente, die Li-Ionen-Zellen und die Umgebung in einem

Batteriepack. Mit den Modellen werden Simulationen der Übertragungsfunktion zwischen zwei Rogowskispulen durchgeführt. Um die Kanalmodelle zu überprüfen, werden in Kapitel fünf Ergebnisse von Messungen in einem Kanalemulator und in einem realen Kanal präsentiert, um das Kanalmodell zu validieren. Die Mehrwegeausbreitung, die das Kanalmodell beschreibt, wird in Kapitel sechs analysiert. In Kapitel sieben werden Rauschsignale für Frequenzen von 1 bis 100 MHz untersucht.

Der zweite Teil der durchgeführten Untersuchungen wird in Kapitel neun vorgestellt. Hierbei werden ein Ein- und ein Mehrträgerverfahren mit Kanalschätzung und Entzerrung, Synchronisation und Kanalcodierung modelliert. Für die Kanalcodierung wurden BCH-Codes und ein Faltungscodierer eingesetzt, um die erforderliche Zuverlässigkeit des Systems zu erreichen. Das Einträger- und Mehrträgerverfahren wurde mit verschiedenen Modulationsarten und den vorgestellten Kanalcodierungen simuliert. Die aus der Simulation resultierenden Bit-Error-Ergebnisse wurden miteinander verglichen und unter Berücksichtigung des Hardwareaufwands wurde die geeignetste Konfiguration für ein PLC-basiertes Kommunikationssystem ausgewählt.



## 2 Stand der Technik

### 2.1 PLC in Kraftfahrzeugen

Erste Versuche, PLC in Kraftfahrzeugen (KFZ) einzusetzen, bezogen sich lediglich auf das 12-Volt-Kraftfahrzeugbordnetz eines Fahrzeugs mit herkömmlichem Verbrennungsmotor [14, 29, 42]. Das 12-Volt-Kraftfahrzeugbordnetz weist üblicherweise viele Abzweigungen auf [37] und nutzt die Fahrzeugkarosserie als Bezugspotential (elektrische Masse). Im Gegensatz dazu, weist eine Li-Ionen-Batterie keine elektrischen Abzweigungen auf und nutzt ausschließlich dedizierte Leitungen als Bezugspotential – schon aus Sicherheitsgründen, da die Batterie üblicherweise mehrere Hundert Volt Spannung zur Verfügung stellt.

EF oder HEF weisen außerdem ein anderes Rauschscenario auf als KFZ mit herkömmlichem Verbrennungsmotor. Diese besitzen weder eine elektrische Antriebsmaschine noch einen Gleichstrom-zu-Wechselstrom-Inverter, der während des Betriebs starke impulsartige Störungen [15] erzeugt. KFZ mit herkömmlichen Verbrennungsmotor erzeugen zwar auch impulsartige Störungen, allerdings nur bei bestimmten Ereignissen, wenn z. B. das Relais der Fahrzeugverriegelung betätigt wird [68].

PLC wurde bereits in 12-Volt-Kraftfahrzeugbordnetzen in EF und HEF untersucht. In der Dissertation von TaheriNejad [59] sind adaptive Impedanzanpasssysteme beschrieben, die auf Messdaten basieren. Da bezüglich der Impedanz keine signifikanten Unterschiede zwischen EF und KFZ mit herkömmlichen Verbrennungsmotoren bestehen, sind die Untersuchungen für beide Fahrzeugtypen durchgeführt worden. Im Aufsatz [7] wird die Verwendung von Modellen beschrieben, um Simulationen von OFDM-Systemen durchzuführen. In beiden Fällen wurde zwar PLC eingesetzt, allerdings wurden dabei weder die Hochstromleitungen noch die Traktionsbatterie eingebunden.

Untersuchungen zur PLC auf Hochstromleitungen wurden in den Aufsätzen [60, 61] beschrieben. Dabei wurde die Signalübertragung zwischen der elektrischen Antriebsmaschine und der Traktionsbatterie untersucht. Es wurden Simulationen und Messungen durchgeführt, die zeigen, dass eine Signalübertragung erst ab einer Frequenz von mehr als 10 MHz sinnvoll ist, da ab dieser Frequenz die Rauschleistungsdichte niedrig ist. Zudem wurde ein PLC-System entwickelt, das Datenraten bis 2 Mbps ermöglicht. Jedoch wurden die Hochstromleitungen in der Traktionsbatterie ebenfalls nicht für PLC verwendet.

## 2.2 Zellweise Intrabatterie-Kommunikation

Im Rahmen des Forschungsprojekts BATSEN an der HAW Hamburg werden eingebettete Systeme entwickelt, die mit Sensoren Temperatur und Spannung einzelner Batteriezellen ermitteln und diese drahtlos zu einer zentralen Steuereinheit übertragen [54, 56]. Ein proprietärer Ansatz, um die Sensordaten drahtlos zu übertragen, ist in [36] beschrieben. Dort wird das proprietäre Protokoll Wireless-Battery-Area-Network erläutert, mit dem Datenraten bis 1 Mbps erreicht werden können.

Im Rahmen des öffentlichen Forschungsprojekts IntLiIon, in dem auch die vorliegende Arbeit entstanden ist, wurden in [71, 72, 74, 75] Untersuchungen für die drahtlose Übertragung von Sensordaten in einer Traktionsbatterie präsentiert. In einer Traktionsbatterie befindet sich der Übertragungskanal in einer metallischen Umgebung, in der die Antennen relativ nah zu metallischen Oberflächen positioniert sind. Es entstehen dadurch Hohlraumresonanzen, die die Übertragung beeinträchtigen. Von daher handelt es sich nicht um einen gewöhnlichen Funkkanal. Aus Herstellersicht ist die drahtlose Übertragung trotzdem ein vielversprechender Ansatz, da für den Funkbereich bereits viele Chipsätze und Antennen, auch für die ISM-Frequenzbänder, zur Verfügung stehen.

Ein weiterer drahtgebundener Ansatz für die Intra-Batterie-Kommunikation wurde in [66] vorgestellt. Dort wird zur Signalübertragung ein flaches Polymid-Band verwendet, das einen dünnen Kupferleiter umhüllt. Die Signale werden dabei über eine kapazitive Schnittstelle zwischen den Sensoren und der flachen Leitung gekoppelt. Obwohl hierbei ebenfalls

wie beim CAN-Bus eine für die Signalübertragung dedizierte Leitung verwendet wird, bietet dieser Ansatz gegenüber dem CAN-Standard Vorteile. Zum einen verursachen die dünnen Leitungen weniger zusätzliches Gewicht in der Traktionsbatterie als eine CAN-Leitung. Zum anderen werden keine Steckverbinder verwendet, was die Fehleranfälligkeit des Systems reduziert und die Wartung vereinfacht.

Im Rahmen des Forschungsprojekts IntLiIon werden verschiedene Ansätze betrachtet, die vollständig auf zusätzliche Verdrahtung für die Signalübertragung verzichten. Neben dem bereits erwähnten drahtlosen Ansatz, wird die Datenübertragung mittels PLC untersucht. Eine der Herausforderungen beim PLC-Ansatz besteht darin, die Signale in die Energieleitungen ein- und anschließend auszukoppeln. Die Signalkopplung soll einerseits die PLC-Module vor hohen Spannungen aus den Energieleitungen schützen, andererseits sollen die Signale möglichst wenig gedämpft und verzerrt werden. Innerhalb des IntLiIon-Projekts sind dabei zwei Ansätze [82] untersucht worden, die serielle und die parallele Signalkopplung.

In [45] wird die zellweise Intra-Batterie-Kommunikation mit paralleler Signalkopplung sowie die Modellierung prismatischer Li-Ionen-Zellen beschrieben. Das Modell basiert dabei auf diskreten, elektrischen Bauteilen. Die Arbeit wurde fortgeführt, indem ein Einträger- mit einem Mehrträgerverfahren mithilfe von Bit-Error-Rate (BER) Simulationen verglichen wurde [46].

Für den Fall der seriellen Signalkopplung, unterscheidet sich der Übertragungskanal von dem bei paralleler Signalkopplung. Im Rahmen dieser Arbeit wurden Rogowskispulen zur Signalkopplung eingesetzt. Neben der Ein- und Auskopplung der Signale in den PLC-Kanal, wirken Rogowskispulen zudem als Antennen [78]. Durch die Abstrahlungseffekte der Rogowskispulen muss das in [45] vorgestellte Modell, das lediglich auf elektrischen Bauteilen basiert, adaptiert werden. Dreidimensionale (3D) elektromagnetische (EM) Simulationsmodelle eignen sich, um Abstrahlungseffekte zu berücksichtigen. In [77] wurde ein 3D-EM Simulationsmodell einer Rogowskispule präsentiert, das durch Vergleiche von Streuparametern zwischen Simulationsergebnissen und Messungen validiert wurde.



# 3 Powerline-basiertes Batteriemangement

Die Überwachung jeder Li-Ionen-Zelle in einem Batteriepack ist notwendig, um die Sicherheit und Lebensdauer einer Batterie zu erhöhen [35]. Heutige Batteriesysteme fassen mehrere Li-Ionen-Zellen zu Modulen zusammen. Jedes Modul ist mit einer Steuereinheit ausgestattet, die mit Sensoren die Spannung und Temperatur der Li-Ionen-Zellen innerhalb des Moduls sammelt und die Datenübertragung zur BCU realisiert. In der BCU findet dann die Verarbeitung der Spannungs- und Temperaturdaten statt.

Ein Ziel des Forschungsvorhabens ist der Wegfall der Modulebene. Die Funktionen eines Moduls sollen dabei auf die Zellebene übertragen werden. Jede einzelne Li-Ionen-Zelle soll in der Lage sein, ihre Spannungs- und Temperaturdaten zu messen und zur BCU zu senden. Um die Produktionskosten von Batteriepacks durch den Wegfall der Modulebene nicht steigen zu lassen und um die Zuverlässigkeit des Systems zu erhöhen, wird ein neues Kommunikationssystem benötigt. Die Produktionskosten sollen gering gehalten werden, indem durch die Verwendung einer PLC-basierten Kommunikation der Einsatz von Steckern und zusätzlichen Datenleitungen überflüssig gemacht wird. Die Erhöhung der Zuverlässigkeit soll durch entsprechende Anforderungen an das neue Kommunikationssystem ermöglicht werden, die in diesem Kapitel erläutert werden.

In Abschnitt 3.1 werden die Anforderungen bezüglich der Anzahl an Li-Ionen-Zellen in einem Batteriepack, der Auflösung der Sensordaten, der Latenzzeiten und der Robustheit dargelegt und in einer Tabelle zusammengefasst. Die Anforderungen an das neue Kommunikationssystem sind insbesondere für die Überlegungen in Kapitel 8 relevant, wo unter anderem der Entwurf von zwei Kommunikationssystemen beschrieben wird. Abschnitt 3.2 zeigt kurze Erläuterungen und Eigenschaften verschiedener

Kanalzugriffsverfahren. Basierend auf den Anforderungen an das Kommunikationssystem wird die Wahl des TDMA-Verfahrens in Abschnitt 3.3 begründet. Außerdem wird ein schematischer TDMA-Zyklus in einer Master-Slave-Hierarchie erläutert.

### 3.1 Anforderungen an das Kommunikationssystem

Bei der Auslegung der PLC-basierten Übertragung der Sensordaten werden  $N_{\text{Zel}} = 100$  Li-Ionen-Zellen in einem Batteriepack angenommen. Die Auflösungen der Sensordaten  $\mathcal{K}_{\text{Sensor}} = \{k_{\text{volt}}, k_{\text{temp}}\}$  betragen für die Spannung  $k_{\text{volt}} = 14$  bit und die Temperatur  $k_{\text{temp}} = 11$  bit. Für die Übertragung soll eine Datenrate von  $r_{\text{D}} = 2$  Mbps zur Verfügung gestellt werden und eine bestimmte Latenzzeit eingehalten werden. Dabei soll jede Li-Ionen-Zelle die eigenen Sensordaten alle  $T_{\text{temp}} = 100$  ms für die Temperatur und alle

$$T_{\text{volt}} = \frac{T_{\text{temp}}}{10} = 10 \text{ ms} \quad (3.1)$$

für die Spannung an die BCU übertragen.

Die Latenzzeit für die Spannung ist deutlich kleiner als für die Temperatur  $T_{\text{volt}} < T_{\text{temp}}$ , da schnelle Spannungsänderungen, die bei Durchbrüchen am Separator entstehen, beispielsweise hervorgerufen durch Bildung von Dendriten, detektiert werden sollen. In Bezug auf Li-Ionen-Zellen werden mit Dendriten metallische, nadelförmige Lithiumabscheidungen bezeichnet, die langsam heranwachsen und den Separator durchdringen können und so einen Kurzschluss zwischen Anode und Kathode hervorrufen können [35]. Dies kann zu einer Selbstentladung einer Li-Ionen-Zelle führen, die unter Umständen den Separator schmelzen lassen kann und schlimmstenfalls die Batterie explodieren lässt [34]. Kurze Latenzzeiten, hoch aufgelöste Spannungsdaten und eine robuste PLC-Kommunikation sollen dem BMS ermöglichen, Schäden durch Dendritenbildung schnell zu detektieren.

**Tabelle 3.1** Quantifizierung der Randbedingungen zur Auslegung eines Kommunikationssystems

Anzahl der Li-Ionen Zellen	$N_{\text{Zel}}$	100
Anzahl Li-Ionen-Zellen im Teilzyklus	$N_{\text{sub}}$	10
Latenzzeit Spannung	$T_{\text{volt}}$	10 ms
Latenzzeit Temperatur	$T_{\text{temp}}$	100 ms
Auflösung Spannungsdaten	$k_{\text{volt}}$	14 bit
Auflösung Temperaturdaten	$k_{\text{temp}}$	11 bit
Datenrate	$r_{\text{D}}$	2 Mbps
Bit-Error-Rate vor Codierung	BER	$10^{-3}$
BER-Gewinn durch Kanalcodierung	$G_{\text{BER}}$	$< 10^{-3}$

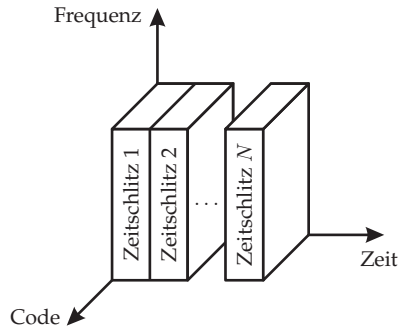
Bezüglich der Robustheit des PLC-Systems ist vor der Kanalcodierung, die in Kapitel 8 behandelt wird, eine Bit-Error-Rate (BER) von  $\text{BER} = 10^{-3}$  gefordert. Der Einsatz einer geeigneten Kanalcodierung soll die BER auf  $\text{BER} < 10^{-6}$  verringern. Eine Kanalcodierung kann für ein empfangenes Codewort eine bestimmte Anzahl an verfälschten Datenbits korrigieren. Dies führt zu einem BER-Gewinn  $G_{\text{BER}}$ , der in Abschnitt 8.5 genauer definiert wird. Bezüglich der nicht codierten Übertragung muss bei einer  $\text{BER} = 10^{-3}$  für den BER-Gewinn  $G_{\text{BER}} < 10^{-3}$  gelten, damit sich nach der Kanalcodierung die Fehlerrate auf  $\text{BER} < 10^{-6}$  verringert.

Tabelle 3.1 fasst die Parameter zusammen, die als Randbedingungen für die Auslegung des Kommunikationssystems verwendet wurden. Aus den Parametern lässt sich unter anderem der Zugriff auf den Kanal definieren.

## 3.2 Übersicht der Kanalzugriffsverfahren

Falls sich mehrere Teilnehmer einen Kanal für die Kommunikation teilen, muss ein Multiplexverfahren den Zugriff auf den Kanal regeln. In der Literatur wird hauptsächlich zwischen vier verschiedenen Multiplexverfahren unterschieden. Diese sind

- das Zeitmultiplexverfahren (engl. *time-division multiple access* oder kurz TDMA),



**Abbildung 3.1** Prinzip des TDMA-Verfahrens

- das Frequenzmultiplexverfahren (engl. *frequency-division multiplexing* oder kurz FDMA),
- das Codemultiplexverfahren (engl. *code-division multiple access* oder kurz CDMA) und
- das Raummultiplexverfahren (engl. *space-division division multiple access* oder kurz SDMA).

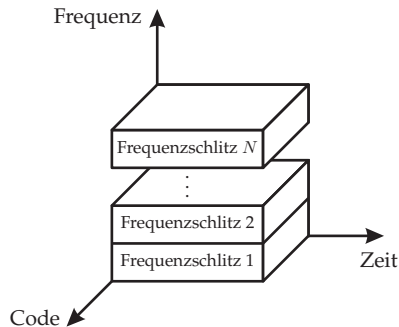
Im Folgenden werden die vier Multiplexverfahren, basierend auf den umfassenderen Erläuterungen in [52] und [48], kurz vorgestellt, um die Auswahl für das BMS zu begründen.

### 3.2.1 TDMA

Abbildung 3.1 stellt schematisch das Prinzip des TDMA-Verfahrens dar. Bei diesem Multiplexverfahren wird jedem Teilnehmer ein Zeitschlitz zur Datenübertragung zugewiesen. Während des Zeitschlitzes kann lediglich der jeweils zugewiesene Teilnehmer senden. Ein Zeitschlitz besteht zum einen aus einem Schutzintervall<sup>1</sup> der Dauer  $T_{g,\text{TDMA}}$ , damit es zu

<sup>1</sup> Das Schutzintervall wird in der englischsprachigen Literatur als *guard interval* bezeichnet, worauf der erste Index der Variable  $T_{g,\text{TDMA}}$  bezieht.





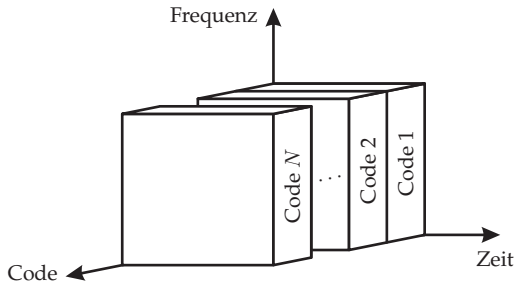
**Abbildung 3.2** Prinzip des FDMA-Verfahrens

keiner Überlappung benachbarter Zeitschlitze kommt. Zum anderen besteht ein Zeitschlitz aus einem Datenrahmen, der aus Synchronisations-, Kanalcodierungs- und Datensymbolen besteht.

Die TDMA-Rahmen werden sequenziell zur BCU übertragen. In einem TDMA-Rahmen bekommen alle  $N_{\text{Zel}}$  Li-Ionen-Zellen, die im Folgenden im Bezug auf den Kanalzugriff mit Teilnehmer bezeichnet werden, einen Zeitschlitz zugewiesen. Dadurch, dass jeder Teilnehmer lediglich während seines zugewiesenen Zeitschlitzes senden darf, ist mit TDMA eine Burst-basierte Übertragung möglich. Dies hat zur Folge, dass in jedem Zeitschlitz der Datenrahmen zum Empfang neu synchronisiert werden muss.

### 3.2.2 FDMA

In Abbildung 3.2 ist das Prinzip der FDMA-basierten Übertragung veranschaulicht. Hierbei ist die gesamte Bandbreite des Systems in  $N_{\text{Zel}}$  Frequenzschlitze eingeteilt, die den Teilnehmern zur exklusiven Nutzung zugewiesen werden. Die Frequenzschlitze stellen überlappungsfreie Frequenzbänder dar. Dies ermöglicht eine gleichzeitige Datenübertragung der Teilnehmer, denen ein Frequenzschlitz zugewiesen ist. Dadurch wird eine kontinuierliche Datenübertragung ermöglicht, was den Overhead-Aufwand im Vergleich zu TDMA reduziert, da weniger Bits zur Synchronisation aufgewendet werden müssen.



**Abbildung 3.3** Prinzip des CDMA-Verfahrens

### 3.2.3 CDMA

Abbildung 3.3 zeigt das CDMA-Prinzip als ein weiteres Prinzip zur Multiplex-Übertragung. Dieses Verfahren ermöglicht  $N_{\text{Zel}}$  Teilnehmern die gleichzeitige Datenübertragung über ein gemeinsam genutztes Frequenzband. Durch die Nutzung von eindeutigen, pseudozufälligen Code-Sequenzen werden die Signale am Sender im Frequenzbereich gespreizt. Obwohl mehrere Teilnehmer gleichzeitig übertragen, kann der Empfänger den richtigen Teilnehmer erkennen. Dazu wird das Empfangssignal mit einer bekannten Code-Sequenz korreliert. Falls das Ergebnis der Korrelation einen festgelegten Schwellenwert überschreitet, handelt es sich um die Daten des richtigen Teilnehmers.

### 3.2.4 SDMA

Im SDMA-Verfahren wird die Direktivität mehrerer drahtloser Koppler parametrisiert. Dabei wird die Verteilung der abgestrahlten Signalleistung so gewählt, dass bei Verwendung von mindestens zwei drahtlosen Kopplern Übertragungskanäle entstehen, die sich möglichst nicht überlagern. Somit ist es möglich, gleichzeitig mehrere Kanäle zu verwenden, die den selben Frequenzbereich belegen.

### 3.3 Auswahl eines geeigneten Zugriffsverfahrens

Um die Problematik der Wahl des richtigen Kanalzugriffsverfahrens zu lösen, müssen die dazu relevanten Randbedingungen betrachtet werden. Die Anzahl der Teilnehmer in einem Batteriepack ist konstant, wobei alle Teilnehmer innerhalb von bestimmten Intervallen Daten übertragen müssen. Diese Intervalle sind durch die in Abschnitt 3.1 geforderten Latenzzeiten festgelegt. Falls ein Teilnehmer die Latenzanforderungen nicht erfüllen sollte, ist dies ein Fehlerfall, auf den das BMS reagieren muss. Die Latenzanforderungen beziehen sich auf die Übertragung der Temperatur- und Spannungsdaten an die BCU. Die Auflösung der Daten für Temperatur und Spannung ist dabei konstant. Diese Randbedingungen erlauben ein einfaches statisches Multiplexverfahren.

Aufgrund der genannten Randbedingungen bezüglich der Auflösung der Sensordaten und den Latenzzeiten wurde für den Zugriff auf den Kanal das TDMA-Verfahren gewählt. Da jeder Teilnehmer stets die gleiche Datenmenge verschickt, kann die Latenzzeit durch geeignete Auslegung des TDMA-Verfahrens eingehalten werden. Wegen der konstanten Anzahl der Teilnehmer, hat bei Verwendung des TDMA-Verfahrens jeder Teilnehmer seinen fest zugeordneten Zeitschlitz, in dem alle Daten, Spannung, Temperatur und Fehlerkorrektur, gesendet werden. Von daher kommt es zu keinem ungenutzten Zeitschlitz. Außerdem sind alle Slaves durch ihren festen Zeitschlitz eindeutig identifizierbar.

Das FDMA-Verfahren als Alternative zum TDMA-Verfahren würde dagegen Nachteile aufweisen. Da bei FDMA jeder Teilnehmer ein eigenes Frequenzband zugewiesen bekommt, müssten bei  $N = 100$  Teilnehmern ebenso viele Frequenzbänder zur Verfügung gestellt werden. Dies würde den Hardware-Aufwand erheblich vergrößern, da zum einen für jedes Frequenzband ein Trägersignal-Generator vorhanden sein muss und zum anderen die Kohärenzbandbreite in einem PLC-Kanal, wie in Kapitel 6 gezeigt, nur wenige Megahertz beträgt. In Kapitel 8 wurde die Bandbreite auf  $B = 2$  MHz gelegt. Bei  $N = 100$  Teilnehmern, die gleichzeitig übertragen sollen, würde daraus eine gesamte Bandbreite von 200 MHz folgen, die deutlich über die in Kapitel 6 ermittelte Kohärenzbandbreite hinausgehen

würde. Das FDMA-Verfahren ermöglicht zwar eine kontinuierliche Übertragung, jedoch ist dies nicht notwendig, da kurze, regelmäßige Datenströme gesendet werden müssen, die lediglich eine maximale Latenzzeit nicht überschreiten dürfen.

CDMA ist in Systemen sinnvoll, wenn deren Teilnehmer bei TDMA oder FDMA häufig keine Daten in ihren zugewiesenen Zeit- oder Frequenzschlitzen senden. In so einem Fall wäre die Nutzung von TDMA und FDMA ineffizient. Da allerdings keine ungenutzten Schlitze zur Übertragung auftreten, fällt dieser Vorteil von CDMA weg. Zudem steigt die Komplexität des Verfahrens mit der Anzahl der Teilnehmer  $N_{\text{Zel}}$  [48]. Somit ist im Gegensatz zum TDMA-Verfahren das CDMA-Verfahren ebenso wie das FDMA-Verfahren keine sinnvolle Alternative für die Implementierung eines PLC-basierten BMS-Systems.

Das SDMA-Verfahren kann unter den genannten Randbedingungen nicht in Betracht gezogen werden, da beim PLC-Ansatz die Verteilung der abgestrahlten Signalleistung nicht parametrisiert werden kann. SDMA wird in der Regel in drahtlosen Netzwerken verwendet, da mithilfe des Antennengewinns ein gewünschter, eingegrenzter räumlicher Bereich zur Kommunikation mit einzelnen Teilnehmern hergestellt werden kann.

### 3.3.1 Hierarchie des Kommunikationssystems

Für die TDMA-basierte Übertragung wurde eine Master-Slave-Hierarchie gewählt. Dabei stellt die Batteriesteuereinheit (engl. *battery control unit* – BCU) die Master-Einheit (M) des Kommunikationssystems dar, wohingegen alle Zellsteuereinheiten (engl. *cell supervision unit* – CSC), mit denen die Li-Ionen-Zellen ausgestattet sind, die Slaves  $\mathcal{S} = \{S_1, \dots, S_{N_{\text{Zel}}-1}\}$  darstellen.

Die Hauptaufgabe des Masters besteht darin, einen TDMA-Rahmen einzuleiten. Dazu wird ein Synchronisationssignal geschickt, das den Beginn eines TDMA-Rahmens auslöst. Zu jedem Zeitschlitz sendet der entsprechende Slave seine Sensordaten zum Master, also zur BCU. Abbildung 3.4 zeigt die Hierarchie der Teilnehmer in einer Li-Ionen-Batterie, die an dem Powertrain eines Fahrzeugs angeschlossen ist. Die BCU kann sich innerhalb oder außerhalb des Batteriepacks befinden. Jede Zelle wird von einem CSC überwacht.

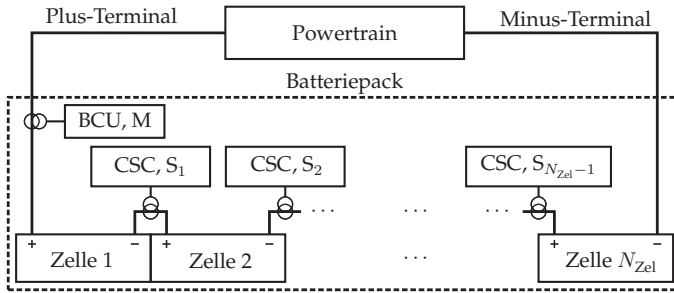


Abbildung 3.4 Master-Slave-Anordnung eines Li-Ionen-Batteriepacks [78]

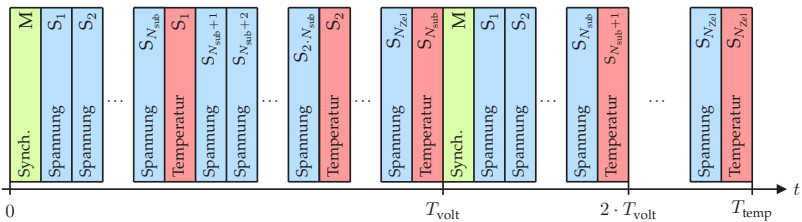


Abbildung 3.5 Ein TDMA-Zyklus zur Übertragung aller Sensordaten [81]

### 3.3.2 TDMA-Zyklus in der Master-Slave-Hierarchie

Abbildung 3.5 zeigt einen gesamten Zyklus für die TDMA-basierte Übertragung der Sensordaten. Bei der TDMA-basierten Übertragung wird zwischen drei verschiedenen Zyklen unterschieden, was insbesondere für die Parametrierung des Kommunikationssystems in Kapitel 8 eine Rolle spielt. Unterteilt wird in:

- den TDMA-Zyklus, der einen gesamten TDMA-Rahmen darstellt,
- den Spannungs-Teilzyklus und
- den Temperatur-Teilzyklus.

Ein Spannungs-Teilzyklus endet nachdem  $S_{N_{\text{sub}}}$  Li-Ionen-Zellen die Spannungsdaten an die BCU geschickt haben, wobei

$$N_{\text{sub}} = \frac{T_{\text{temp}}}{T_{\text{volt}}}. \quad (3.2)$$

Ein Temperatur-Teilzyklus endet nachdem  $N_{\text{Zel}} + N_{\text{sub}}$  Li-Ionen-Zellen ihre Sensordaten verschickt haben.

Ein Temperatur-Teilzyklus beginnt mit einem globalen Synchronisationssignal, das der Master M an alle Teilnehmer sendet. Im ersten Temperatur-Teilzyklus, nach dem Synchronisationssignal, übertragen die ersten Slaves  $S_1, \dots, S_{N_{\text{sub}}}$  nacheinander ihre Sensordaten für die Spannung zur BCU. Anschließend überträgt der erste Slave  $S_1$  die Sensordaten für die Temperatur. Dies wird so lange fortgesetzt, bis  $S_{N_{\text{Zel}}}$  seine Spannungsdaten und  $S_{N_{\text{sub}}}$  seine Temperaturdaten an die BCU übertragen hat und der erste Teilzyklus mit insgesamt  $N + N_{\text{sub}}$  TDMA-Rahmen abgeschlossen ist. Im zweiten Temperatur-Teilzyklus übertragen nach der Synchronisation wieder die ersten Slaves  $S_1, \dots, S_{N_{\text{sub}}}$  die Spannungsdaten an die BCU, wobei danach Slave  $S_{N_{\text{sub}}+1}$  die Temperatur überträgt. Sobald Slave  $S_{N_{\text{Zel}}}$  die Sensordaten für die Temperatur und die Spannung übertragen hat, ist der gesamte TDMA-Zyklus abgeschlossen.

### 3.4 Zusammenfassung des PLC-Batterienmanagements

In diesem Kapitel wurden die Anforderungen, der Kanalzugriff und die Hierarchie in einem PLC-basierten BMS erläutert und begründet. Die Übertragung der Funktionen eines Moduls auf die Zellebene ist problematisch, da der Einsatz bestehender Kommunikationssysteme sich nicht eignen würde, um eine wirtschaftliche Herstellung von Batteriesystemen zu gewährleisten. Deshalb muss ein neues Kommunikationssystem auf PLC-Basis entworfen werden, das die in diesem Kapitel aufgezählten Anforderungen erfüllt.

Die Anforderungen in diesem Forschungsvorhaben beziehen sich dabei auf die Datenrate, Datenmenge, Robustheit und Latenzzeiten. Da meh-

rere Teilnehmer innerhalb der Latenzintervalle auf den Kanal zugreifen, stellen Kollisionen der Teilnehmer ein Problem dar, welches mit einem Kanalzugriffsverfahren gelöst werden muss. Aus den in der Literatur gängigen Kanalzugriffsverfahren wurde das TDMA-Verfahren gewählt. Dies erlaubt jedem Teilnehmer, in seinem zugewiesenen Zeitschlitz die Sensordaten burstartig an die BCU zu übertragen. Die Zeitschlitze wurden dabei so ausgelegt, dass die Latenzanforderungen erfüllt werden. Die TDMA-Teilnehmer sind einer Master-Slave-Hierarchie zugeordnet, wobei die BCU den Master und die CSC die Slaves darstellen. Der Master initiiert mit einem globalen Synchronisationssignal den aktuellen TDMA-Rahmen, worauf die Slaves in ihrem jeweiligen Zeitschlitz die Sensordaten zum Master übertragen.

Die in diesem Kapitel definierten Anforderungen werden insbesondere in Kapitel 8 aufgegriffen. Dort werden zwei Kommunikationssysteme, ein Einträger- und ein Mehrträgerverfahren, modelliert, dessen Parametrierung sich auf die Festlegungen in diesem Kapitel bezieht.



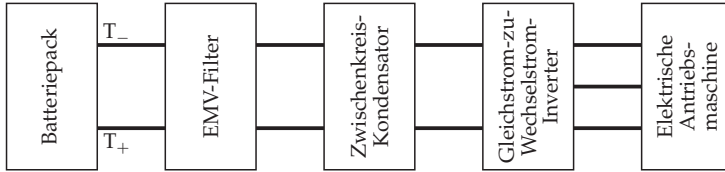


## 4 Methoden zur Modellierung des Powerline-Kanals

Um ein PLC-System auszulegen, ist die Kenntnis der Übertragungsstrecke unabdingbar. Dazu gehört zum einen der Kanal in der Li-Ionen-Batterie und zum anderen die PLC-Koppelemente. Die Übertragungsstrecke könnte beispielsweise mit Messungen der Übertragungsfunktion in einer Li-Ionen-Batterie analysiert werden. Allerdings sind solche Messungen in der Li-Ionen-Batterie aufgrund des Gefahrenpotenzials problematisch. Messungen an Li-Ionen-Batterien dürfen in der Regel ausschließlich von speziell ausgebildetem Personal in einer dafür vorgesehenen sicheren Umgebung durchgeführt werden. Ein Simulationsmodell vereinfacht die Untersuchungen des Kanals erheblich.

Der Kommunikationskanal wird sowohl von der Li-Ionen-Batterie als auch dem Powertrain gebildet, der mit den Anschlüssen  $T_+$  und  $T_-$  des Batteriepacks verbunden ist. Abbildung 4.1 zeigt schematisch die Li-Ionen-Batterie und die Komponenten des Powertrains. Zum Powertrain gehört das EMV-Filter, der Zwischenkreiskondensator und die elektrische Antriebsmaschine. Das EMV-Filter legt hauptsächlich die Impedanz bezüglich der Klemmen  $T_+$  und  $T_-$  fest. Die Impedanz wird kaum vom Zwischenkreiskondensator und von der elektrischen Antriebsmaschine verändert, weshalb beide Komponenten nicht relevant für die Modellierung des Kommunikationskanals sind.

Zu Beginn des Forschungsvorhabens IntLiIon waren keine Untersuchungen bezüglich des Kommunikationskanals innerhalb von Traktionsbatterien bekannt. Die Ergebnisse im Abschnitt 4.3 beziehen sich auf die Veröffentlichungen [77, 78, 45], die im Rahmen des IntLiIon-Projekts entstanden sind. Sie zeigen ein Simulationsmodell, mit dem es möglich ist, die Übertragungsfunktion des Kanals an verschiedenen Positionen im Batteriepack zu ermitteln.



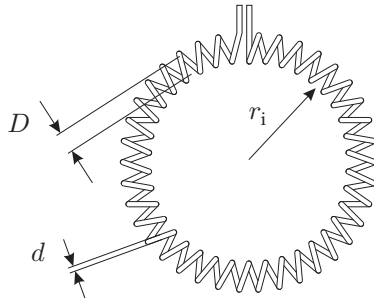
**Abbildung 4.1** Schematische Übersicht des Kommunikationskanals

In dieser Arbeit dienen Rogowskispulen als PLC-Koppelemente. Die Idee dazu wurde bereits in [30] präsentiert. Allerdings wurden nur experimentelle Messungen der Übertragung zwischen zwei Rogowskispulen durchgeführt. Beide Rogowskispulen waren dabei durch eine Schleife aus Kupfer gekoppelt, die eine Energieleitung nachbilden sollte. Diese Arbeit dagegen zeigt ein Simulationsmodell, das mit in das Simulationsmodell des Übertragungskanals integriert werden kann. Die im Abschnitt 4.1 gezeigten Ergebnisse zur Modellierung von Rogowskispulen zur Ein- und Auskopplung von PLC-Signalen beziehen sich größtenteils auf die Veröffentlichungen [71, 77].

## 4.1 Rogowskispulen zur Signalkopplung

Rogowskispulen wurden ursprünglich eingeführt, um magnetische Felder zu messen [53]. Seitdem wurden Rogowskispulen als Elemente für Messgeräte zur kontaktlosen Messung von elektrischen Strömen in verschiedenen Anwendungen eingesetzt [64]. In [30] wurden Rogowskispulen erstmals als PLC-Koppelemente für die Breitband-PLC in Niederspannungsnetzen vorgestellt.

Rogowskispulen sind Luftspulen, die einen stromführenden Leiter umschließen. Dass die Rogowskispulen keine Ferritkerne verwenden, hat mehrere Vorteile. Zum Einen sind Luftspulen deutlich geringer im Gewicht als auch wirtschaftlicher in der Herstellung. Außerdem können in Luftspulen keine Sättigungseffekte auftreten, obwohl in einer Traktionsbatterie Gleichströme mit einer Stärke von mehreren hundert Ampere auftreten können.



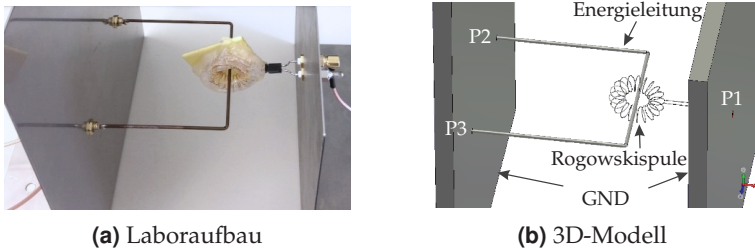
**Abbildung 4.2** Seitenansicht einer Rogowskispule mit der Windungszahl  $N = 38$  [78]

Abbildung 4.2 zeigt eine Rogowskispule in der Seitenansicht. Ein stromführender Leiter würde senkrecht die von der Spule umschlossene Fläche passieren. Ein sich ändernder Strom im Leiter induziert eine an den Klemmen der Rogowskispule messbare Spannung. Beschrieben werden Rogowskispulen hauptsächlich durch die Anzahl der Spulenwindungen  $N$ , den Windungsdurchmesser  $D$ , den Innenradius  $r_i$  des Spulenkreises und den Durchmesser des Spulendrahts  $d$ .

Eine Beschreibung der Rogowskispulen als RLC-Modell war nicht möglich. Experimentelle Messungen haben gezeigt, dass die Impedanz der Rogowskispule von metallischen Objekten in der unmittelbaren Nähe abhängig ist. Ein RLC-Modell ist ungeeignet, da die Nähe von metallischen Objekten in einem Batteriepack unumgänglich ist. Um diese Problematik zu lösen, wurde ein Ansatz zur Modellierung mit finiten Elementen, wie im Folgenden beschrieben, durchgeführt.

#### 4.1.1 FEM-Modellierung des EM-Feldes der Rogowskispule

Die Modellierung der Rogowskispule wurde mit CST MICROWAVE STUDIO<sup>®</sup> (CST MWS) [2], einer Software zur Simulation von elektromagnetischen Feldern in dreidimensionalen Modellen, durchgeführt. Mithilfe von CST MWS kann in Abhängigkeit der Spulenparameter das Übertragungsverhalten von Rogowskispulen als PLC-Koppelemente ermittelt



**Abbildung 4.3** Laboraufbau (a) und dessen 3D-Modell (b), um das Modell der Rogowskispule zu verifizieren [77]

werden, da sich alle Parameter mit der Software einfach parametrieren lassen. Mit einer grafischen Schnittstelle ist es möglich, 3D-Modelle zu erstellen und ihnen Materialeigenschaften zuzuweisen. Mithilfe eines Anregungssignals an definierten Toren wird eine elektromagnetische Feldverteilung simuliert, woraus sich beispielsweise Streuparameter (S-Parameter) berechnen lassen.

#### 4.1.2 Verifizierung des 3D-Modells

Das erstellte 3D-Modell wurde mithilfe eines Laboraufbaus validiert, welcher in Abbildung 4.3(a) zu sehen ist. Das Messobjekt besteht aus einem doppelt gewinkelten, starren Draht und einer Rogowskispule, die mit Heißkleber auf einer Plastikoberfläche befestigt wurde. Der starre Draht passiert dabei das Zentrum der Rogowskispule. Zur Ermittlung der S-Parameter des Laboraufbaus wurde ein Vektor-Netzwerkanalysator (VNA) verwendet. Für die Messung wurden drei Tore über Sub-Miniature-A-Messleitungen (SMA) mit dem Laboraufbau verbunden. Die SMA-Messleitungen sind durch gewinkelte Bleche von dem Messobjekt abgetrennt, damit Felder, die durch Gleichtaktströme auf den Messleitungen entstehen, die Messungen nicht beeinflussen [38]. Die Masse des VNA ist mit den beiden Blechen verbunden.

Abbildung 4.3(b) zeigt den in CST MWS modellierten Laboraufbau. Alle Objekte in der Abbildung sind mit perfekten elektrischen Leitern (PEL) modelliert. Die modellierten SMA-Verbindungen sind an Wellenleiter-Ports angeschlossen, die mit P1, P2 und P3 gekennzeichnet sind. Diese regen

das Modell mit einem Signal an und absorbieren wiederkehrende Energie. Dadurch können Feldverteilungen und S-Parameter simuliert werden, die mit den VNA-Messungen verglichen werden können. Für die Verifizierung wurden Rogowskispulen mit  $N = 10$  und  $N = 20$  Windungen verglichen. Da in beiden Fällen die gleichen Schlussfolgerungen gezogen werden können, wird im Folgenden nur der Vergleich mit der Rogowskispule mit  $N = 20$  Windungen gezeigt.

CST MWS bietet verschiedene Solver-Module, wie z. B. Time-Domain-Solver (TDS) und den Frequency-Domain-Solver (FDS). Beim TDS wurde für die 3D-Simulationsmodelle eine Methode basierend auf Finiten-Elementen verwendet, um beim Simulieren die Kalkulation für diskrete Positionen an diskreten Zeitpunkten durchzuführen. Beim FDS dagegen werden die Maxwell'schen Gleichungen in der Frequenzdarstellung verwendet, um die Gleichungssysteme für diskrete Frequenzpunkte zu berechnen. Da bezüglich der Simulationszeit je nach Komplexität des Simulationsmodells entweder der TDS oder der FDS zu bevorzugen ist, wurden beide Solver eingesetzt. Das Modell aus Abbildung 4.3(b) wurde deshalb für beide Solver-Module verifiziert.

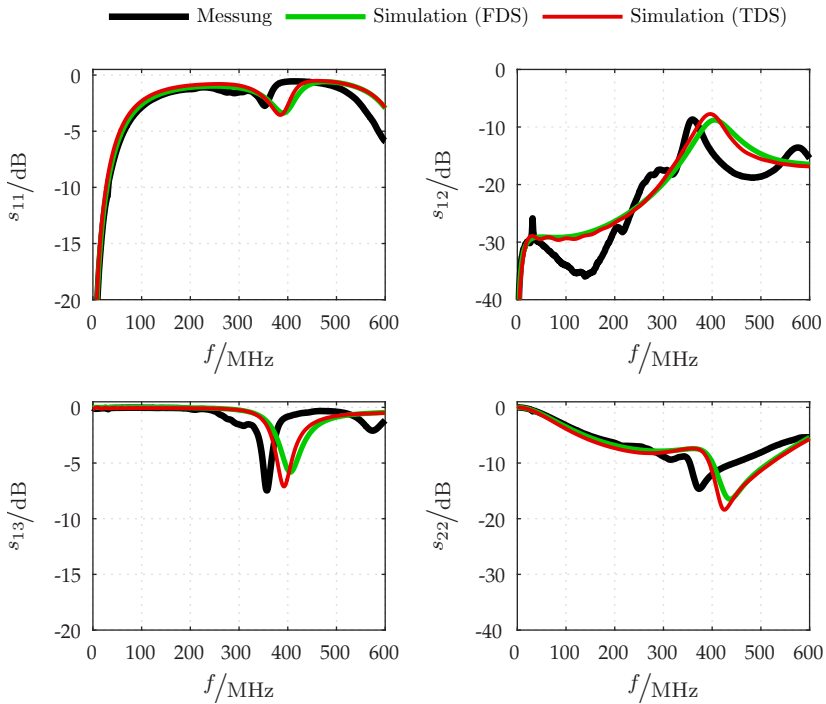
Da sowohl für die Messungen als auch für die Simulationen jeweils drei Tore verwendet wurden, sind jeweils  $3 \times 3$  S-Parameter-Datensätze entstanden. Für den Vergleich sind nicht alle S-Parameter gezeigt, da bei der S-Parameter-Matrix Symmetrien zwischen den S-Parametern

- $s_{22}$  und  $s_{33}$ ,
- $s_{23}$  und  $s_{32}$ ,
- $s_{21}$  und  $s_{12}$ ,
- $s_{31}$  und  $s_{13}$  sowie zwischen
- $s_{31}$  und  $s_{21}$

vorhanden sind. Die Übertragungsfunktion zwischen zwei Rogowskispulen ist beispielsweise in  $s_{21}$  beschrieben.

Abbildung 4.4 zeigt den Vergleich der Messergebnisse des Laboraufbaus aus Abbildung 4.3(a) mit den Simulationsergebnissen aus Abbildung 4.3(b). Die Simulationen wurden auf einem vom KIT betriebenen

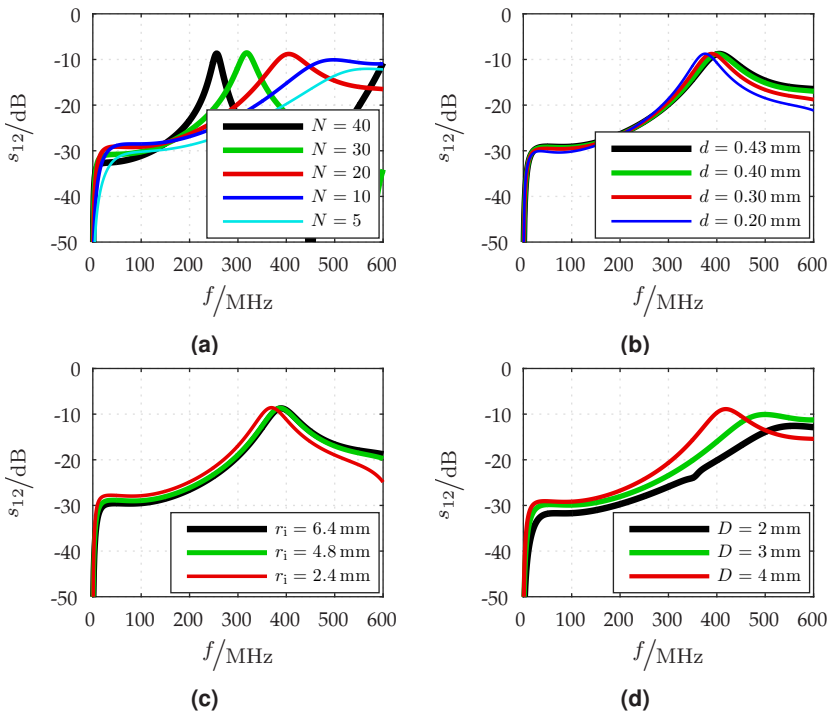
parallelen Hochleistungsrechner durchgeführt. Die Simulationszeit betrug mit dem FDS knapp über drei Stunden, wobei mit dem TDS mehr als zehn Stunden simuliert wurde. In den Abbildungen ist zu erkennen, dass die Kurven zwischen Messung und Simulation entweder gut oder tendenziell übereinstimmen. Die Kurven der Simulationen mit dem TDS und dem FDS stimmen größtenteils gut überein. Somit ist das 3D-Modell der Rogowskispule verifiziert.



**Abbildung 4.4** Vergleich der S-Parameter des Laboraufbaus aus Abbildung 4.3(a) mit dem Simulationsmodell aus Abbildung 4.3(b) [77]

### 4.1.3 Analyse der Rogowskispule als PLC-Koppelement

Das verifizierte 3D-Modell der Rogowskispule ermöglicht eine Analyse der Kopplungseigenschaften für PLC Signale durch Variation der Parameter Windungszahl  $N$ , Drahtdurchmesser  $d$ , Radius des Spulenkreises  $r_i$  und Windungsdurchmesser  $D$ . Bei Variation dieser Parameter lassen sich aus den Simulationsergebnissen Rückschlüsse auf den Zusammenhang zwischen den Übertragungseigenschaften und den genannten Parametern der Rogowskispule ziehen.



**Abbildung 4.5** Untersuchung der Kopplungseigenschaften für PLC-Signale durch Variation der Parameter (a) Anzahl der Windungen  $N$ , (b) Durchmesser des Spulendrahts  $d$ , (c) Radius des Spulenkreises  $r_i$  und (d) Windungsdurchmesser  $D$  [77].

Abbildung 4.5(a) zeigt die S-Parameter der Simulationsergebnisse für  $N = \{5, 10, 20, 30, 40\}$ . Es ist zu erkennen, dass lokale Maxima auftreten, deren Position in der Frequenz und deren Wert von der Windungszahl  $N$  abhängig ist. Die Erhöhung von  $N$  von 5 auf 40 Windungen verbessert die Übertragung um etwa 3 dB, außerdem verschieben sich die Maxima zu kleineren Frequenzen.

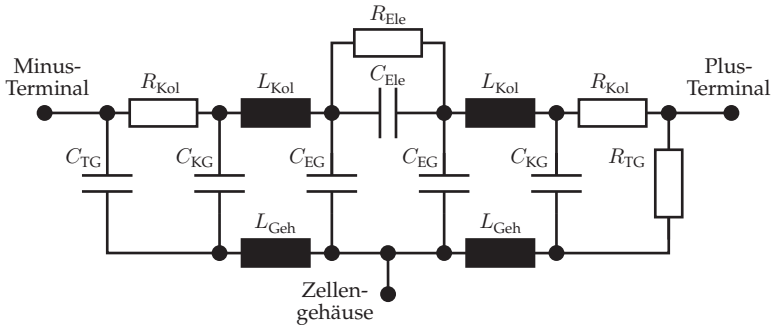
In Abbildung 4.5(b) sind die S-Parameter der Simulationsergebnisse für  $d = \{0,2, 0,3, 0,4, 0,43\}$ mm dargestellt. Die Kurven haben keinen signifikant unterschiedlichen Verlauf. Der Durchmesser des Spulendrahts  $d$  hat folglich kaum Einfluss auf die Übertragungsfunktion. Diese Schlussfolgerung ist zumindest für die industrielle Herstellung eines Intra-Batterie-Kommunikationssystems basierend auf PLC, das Rogowskispulen für die Ein- und Auskopplung verwendet, vorteilhaft. Mit dünneren Drahtstärken kann für die Herstellung Material und folglich Gewicht eingespart werden.

Abbildung 4.5(c) präsentiert die S-Parameter der Simulationsergebnisse für  $r_i = \{2,4, 4,8, 6,4\}$ mm. Zu erkennen ist, dass die die Variation des Parameters  $r_i$  ebenfalls keinen bemerkenswerten Einfluss auf die simulierte Übertragungsfunktion hat.

In Abbildung 4.5(d) sind die Ergebnisse der simulierten S-Parameter für  $r_i = \{2, 3, 4\}$ mm dargestellt. Hier ist zu beobachten, dass eine Vergrößerung des Windungsdurchmessers die Übertragung verbessert. Die Flächendichte der Felder bleibt zwar gleich, allerdings wird mit einem größeren Wert für  $D$  die Fläche vergrößert, die zur Spannungsinduktion in der Rogowskispule beiträgt. Zudem verschiebt sich das lokale Maximum zu kleineren Frequenzen hin, wenn der Wert für  $D$  größer wird.

Die in Abbildung 4.5 abgebildeten Simulationsergebnisse zeigen, dass die Übertragungsfunktion der Rogowskispule stark von den Spulenparametern  $N$  und  $D$  abhängig ist. Allerdings ist der Spielraum des Parameters  $D$  in einer realen Anwendung begrenzt, weil Traktionsbatterien aus Platzgründen in der Regel so kompakt wie möglich gebaut werden. Aus den Simulationsergebnissen ist außerdem zu entnehmen, dass die Parameter  $d$  und  $r_i$  die Übertragung kaum beeinflussen.





**Abbildung 4.6** RLC-Modell des Powerline-Kanals für eine Li-Ionen-Zelle [45]

## 4.2 RLC-Modell des Powerline-Kanals

Der Ansatz, der in diesem Abschnitt beschrieben wird, ist die Erweiterung eines Modells des Powerline-Kanals [45], das aus den passiven Bauelementen Widerstand, Kapazität und Induktivität zusammengesetzt ist. Im Folgenden wird dieses Modell mit RLC-Modell des Powerline-Kanals bezeichnet. Verifiziert wurde das RLC-Modell des Powerline-Kanals anhand von Impedanzmessungen an realen Li-Ionen-Zellen bis 100 MHz [45].

### 4.2.1 RLC-Modell für eine Li-Ionen-Zelle

Abbildung 4.6 zeigt das RLC-Modell des Powerline-Kanals für eine Li-Ionen-Zelle. Das Modell bildet eine Li-Ionen-Zelle in einem prismatischen, festen Gehäuse nach. Die im Gehäuse aufgewickelten Elektroden, getrennt durch Separatoren, werden durch die Parallelschaltung  $R_{Ele}$  und  $C_{Ele}$  beschrieben. Die Stromkollektoren an den jeweiligen Elektroden werden mit der Reihenschaltung von  $R_{Kol}$  mit  $L_{Kol}$  modelliert. Die Kapazitäten  $C_{TG}$ ,  $C_{KG}$  und  $C_{EG}$  beschreiben die Verbindung zwischen Gehäuse und Minus-Terminal, den jeweiligen Stromkollektoren und den jeweiligen Elektroden. Das Plus-Terminal ist direkt mit dem Gehäuse verbunden, das durch den sehr kleinen Widerstand  $R_{TG}$  beschrieben wird. Das Gehäuse wird mit der Induktivität  $L_{Geh}$  modelliert.

### 4.2.2 Kaskadierung des RLC-Modells

Das RLC-Modell des Powerline-Kanals für eine Li-Ionen-Zelle kann zu einem Batterie-Modul verschaltet werden [45]. Dazu wird zwischen dem Plus- und dem Minus-Terminal zweier Li-Ionen-Zellen, die in Reihe geschaltet werden, eine Stromschiene eingefügt. Die Stromschiene wird durch einen Widerstand und eine Induktivität modelliert. Da die Gehäuse mit einem Schutzlack voneinander isoliert sind, wird die Strecke zwischen zwei benachbarten Gehäusen mit einer Kapazität modelliert.

### 4.2.3 Modell des EMV-Filters

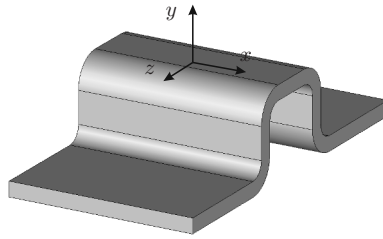
Da die beiden Anschlüsse des Batteriepacks,  $T_+$  und  $T_-$ , mit dem Powertrain verbunden sind, muss der Powertrain ebenfalls modelliert werden. Wie bereits erwähnt, wird die Impedanz zwischen den Klemmen  $T_+$  und  $T_-$  hauptsächlich durch das EMV-Filter bestimmt. Das RLC-Modell dafür wurde von einem Projektpartner für die Untersuchungen zur Verfügung gestellt.

Da von der Rogowskispule als PLC-Koppelement kein Modell, bestehend aus passiven elektrischen Bauelementen existiert, kann die Rogowskispule nicht direkt in das RLC-Modell des Powerline-Kanals eingebunden werden. Daher wurde das RLC-Modell des Powerline-Kanals um 3D-Elemente erweitert, die mit CST simuliert werden können.

## 4.3 Erweitertes PLC-Kanalmodell

Prinzipiell wäre es möglich, eine gesamte Li-Ionen-Batterie mit allen Details einer 3D-EM-Simulation zu unterziehen. Es wäre jedoch mit heutigen Hochleistungsrechnern nicht durchführbar. Im Rahmen des Projekts wurde versucht, lediglich das 3D-EM-Modell von zwei Li-Ionen-Zellen, die mit einem Zellverbinder verbunden sind, zu simulieren. Allerdings ließ sich die Simulation trotz Einsatz leistungsfähiger Rechner nicht in einer vertretbaren Zeit durchführen.

Das erweiterte Modell des Powerline-Kanals ist eine Kombination aus dem in Abschnitt 4.2 kurz erläuterten RLC-Modell des Powerline-Kanals mit einem 3D-EM-Modell. Das 3D-EM-Modell besteht hauptsächlich aus

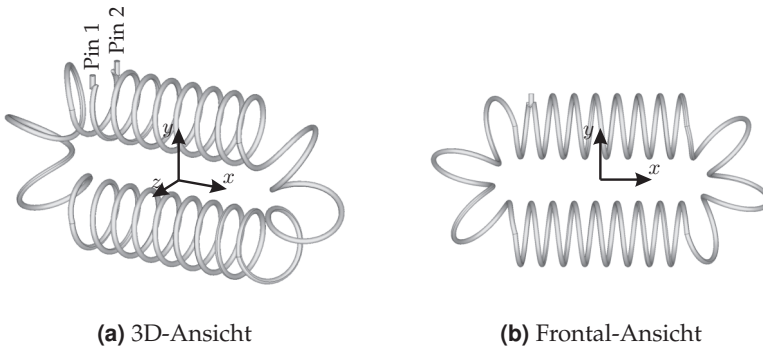


**Abbildung 4.7** 3D-EM-Modell eines Zellverbinders [80]

einem metallischen Gehäuse und Zellverbindern, die einzelne Li-Ionen-Zellen miteinander verbinden, sowie Rogowskispulen als PLC-Koppel-elementen. Dabei wird das in Abschnitt 4.1 beschriebene und verifizierte 3D-EM-Modell der Rogowskispule verwendet.

Das metallische Gehäuse bestimmt den Freiraum in einer Li-Ionen-Batterie. Die Gehäuse-Abmessungen basieren auf einem Kanalemulator, der im Rahmen des IntLiIon-Projekts auch für die Untersuchungen im Drahtlos-Ansatz verwendet wurde [75]. Die Abmessungen des Kanalemulators stützen sich wiederum auf die Abmessungen einer realen Li-Ionen-Batterie in kompakter Form für ein HEF. Das quaderförmige Gehäuse weist eine Länge von 800 mm, eine Breite von 400 mm und eine Höhe von 50 mm auf. Das metallische Gehäuse bildet nicht das gesamte Gehäuse der Li-Ionen-Batterie nach, sondern nur den durch metallische Flächen begrenzten Freiraum zwischen den nebeneinander liegenden Li-Ionen-Zellen und dem Gehäuse der Li-Ionen-Batterie.

Abbildung 4.7 zeigt das 3D-EM-Modell eines Zellverbinders. Analytische Kurven beschreiben die Zellverbinder als perfekten, elektrischen Leiter (PEL). Ein Zellverbinder dient dazu, Plus- und Minus-Terminal zweier Li-Ionen-Zellen miteinander zu verbinden, sodass eine serielle DC-Schaltung zweier Li-Ionen-Zellen realisiert wird. Die Zellverbinder stellen die Energieleitungen in einer Li-Ionen-Batterie dar. In [45] sind die Zellverbinder dagegen als LC-Elemente realisiert. Im erweiterten Modell werden sie als 3D-EM-Objekte modelliert, da an den Zellverbindern die PLC-Signale über die Rogowskispule in den Powerline-Kanal eingekoppelt werden. Außerdem stellen die Zellverbinder Antennen-Elemente dar, die für die PLC-Signale zusätzliche Signalpfade wegen Abstrahlungseffekte



(a) 3D-Ansicht

(b) Frontal-Ansicht

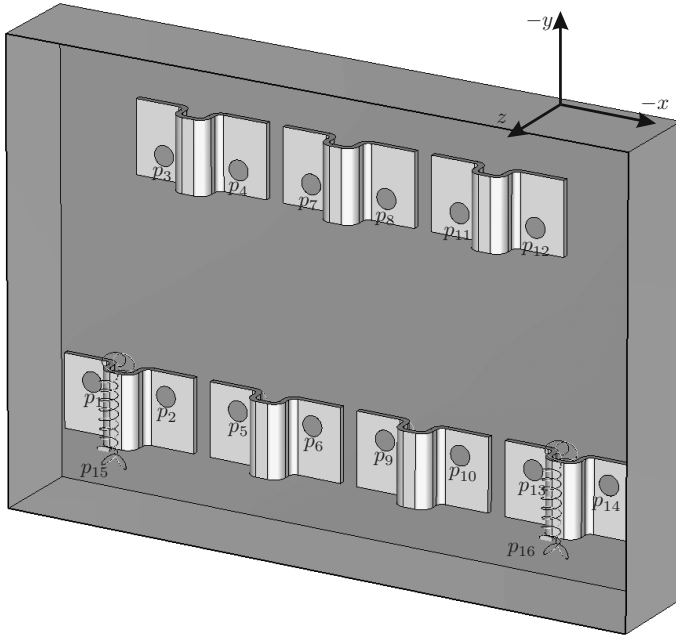
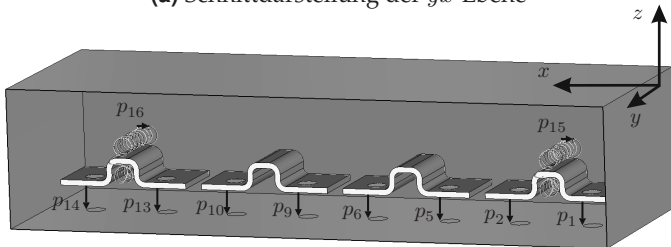
**Abbildung 4.8** 3D-Modell der Rogowskispule in rechteckiger Form, angepasst an die Form der Zellverbinder [80]

herstellen. Somit wird beim PLC-Ansatz nicht die gesamte Leistung der Signale drahtgebunden übertragen

Abbildung 4.8 zeigt das 3D-Modell der Rogowskispule. Die Form ist nicht rund, sondern aus Platzgründen der rechteckigen Form der Zellverbinder aus Abbildung 4.7 angepasst. Für die Simulation stellen Rogowskispulen die größte Herausforderung bezüglich der Simulationszeit dar. Das 3D-Modell muss diskretisiert werden, um eine Simulation durchzuführen. In CST MWS wird dazu ein 3D-Gitter definiert, das die Auflösung der Diskretisierung festlegt. Da in jedem diskretisierten Teil mit homogenen Feldverteilungen gerechnet wird, wird eine Auflösung von 10 Gitterzellen pro Wellenlänge benötigt. Rogowskispulen weisen Strukturen auf, die deutlich kleiner sind als die Wellenlänge der simulierten Frequenzen. Deshalb muss lokal deutlich feiner aufgelöst werden als außerhalb der Rogowskispulen. Im CST-Bedienerhandbuch wird bei Spulen zwischen zwei Windungen eine Auflösung von vier Gitterzellen empfohlen.

### 4.3.1 3D-Modell

Abbildung 4.9 zeigt in einer Draufsicht sowie einer Seitenansicht das 3D-Modell des erweiterten PLC-Kanalmodells, (a) Schnittdarstellung in der  $xy$ -Ebene und (b) Schnittdarstellung in der  $xz$ -Ebene. In der Schnittdarstellung ist lediglich jeweils eine Seite des Gehäuses entfernt worden.

(a) Schnittdarstellung der  $yx$ -Ebene(b) Schnittdarstellung der  $xz$ -Ebene

**Abbildung 4.9** 3D-Modell des erweiterten PLC-Kanalmodells für acht Li-Ionen-Zellen [80]

Aus Gründen der Darstellung wird eine Li-Ionen-Batterie gezeigt, die acht Li-Ionen-Zellen beinhaltet. Die Abstände der Zellverbinder im Gehäuse basieren auf den Abständen von realen Li-Ionen-Batterien. Im Gehäuse befinden sich zwei Rogowskispulen, die jeweils um einen Zellverbinder positioniert sind.

Diskrete Wellenleiter-Ports sind an den Zellverbinder dort angeschlossen, wo sich in einer realen Li-Ionen-Batterie die Elektroden befinden. Rogowskispulen besitzen jeweils einen diskreten Wellenleiter-Port. Die Simulation des 3D-Modells erzeugt demnach eine  $(2N_{\text{Zel}} + N_{\text{Rog}} - 2) \times (2N_{\text{Zel}} + N_{\text{Rog}} - 2)$  S-Parameter Matrix

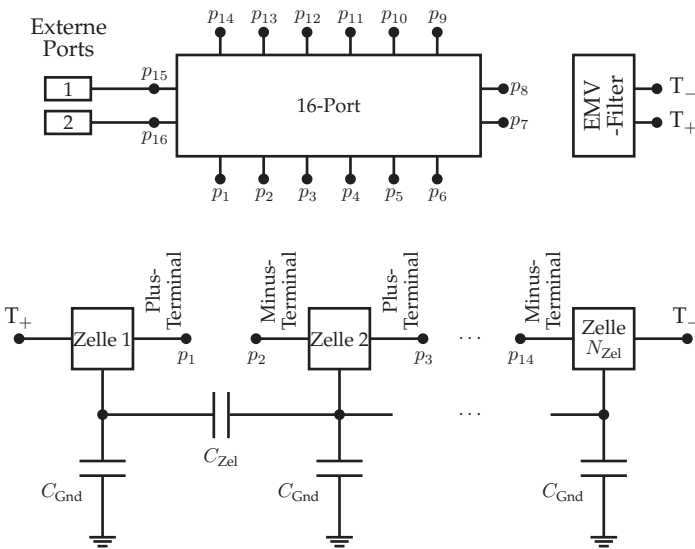
$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & \cdots & S_{1,(2N_{\text{Zel}}+N_{\text{Rog}}-2)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{(2N_{\text{Zel}}+N_{\text{Rog}}-2),1} & \cdots & S_{(2N_{\text{Zel}}+N_{\text{Rog}}-2),(2N_{\text{Zel}}+N_{\text{Rog}}-2)} \end{bmatrix}, \quad (4.1)$$

wobei die Anzahl der im 3D-Modell verwendeten Li-Ionen-Zellen mit  $N_{\text{Zel}}$  und die der verwendeten Rogowskispulen mit  $N_{\text{Rog}}$  bezeichnet ist [80]. Die S-Parameter werden dazu verwendet, um die diskreten Wellenleiter-Ports der Zellverbinder an das RLC-Modell von Li-Ionen-Zellen anzubinden.

### 4.3.2 Verschaltung des 3D-Modells mit dem RLC-Modell

In Abbildung 4.10 ist anhand des vorhergehenden Beispiels zu sehen, wie die in der 3D-EM-Simulation entstandenen  $16 \times 16$  S-Parameter mit dem RLC-Modell verschaltet werden. Dabei sind Instanzen des RLC-Modells aus Abbildung 4.6 in Blöcken zusammengefasst, die mit Zelle 1, ..., Zelle  $N_{\text{Zel}}$  gekennzeichnet sind. Die Gehäuse der einzelnen RLC-Modelle der Li-Ionen-Zellen sind durch die Kapazität  $C_{\text{Zel}}$  voneinander getrennt. Die Kapazität  $C_{\text{Gnd}}$  trennt das Gehäuse einer Li-Ionen-Zelle von der Masse, da in realen Li-Ionen-Batterien die Li-Ionen-Zellen nicht elektrisch mit dem Gehäuse verbunden sind.

In [45] sind RL-Elemente zwischen dem Plus- und Minus-Terminal zweier benachbarter Li-Ionen-Zellen verschaltet. Die RL-Elemente bilden dabei das Modell von Zellverbindern. Allerdings ist in Abbildung 4.10 Plus- und Minus-Terminal zweier benachbarter Li-Ionen-Zellen über die

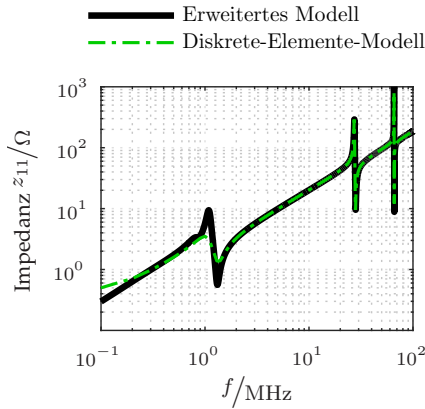


**Abbildung 4.10** Schematische Darstellung des erweiterten PLC-Kanalmodells [80]

S-Parameter-Ports mit den Elektroden des 3D-Modells verbunden. Diese führen zu den Enden eines 3D-EM-Modells eines Zellverbinders. Mit den beiden externen Ports, die differenziell mit den beiden Rogowskispulen verbunden sind, kann man mit S-Parameter-Simulationen die Übertragungsfunktion des Kommunikationskanals ermitteln.

### 4.3.3 Verifizierung des erweiterten PLC-Kanalmodells ohne Rogowskispulen

Um das erweiterte PLC-Kanalmodell zu verifizieren, wurde es mit dem RLC-Kanalmodell verglichen. Ein Vergleich mit dem RLC-Kanalmodell ist sinnvoll, da das RLC-Kanalmodell in [45] mit Impedanzmessungen realer Li-Ionen-Zellen validiert wurde. Für den Vergleich des erweiterten PLC-Kanalmodells wurden die Rogowskispulen aus dem 3D-Modell ent-



**Abbildung 4.11** Vergleich zwischen den Impedanzverläufen des RLC-Modells und des erweiterten PLC-Kanalmodells ohne Rogowskispulen [80]

fernt, da im RLC-Kanalmodell ebenfalls keine Rogowskispulen modelliert wurden. Die Verifizierung des 3D-Modells der Rogowskispulen wurde bereits in Abschnitt 4.1.2 gezeigt.

In Abbildung 4.11 sind die Impedanzverläufe des RLC-Modells und des erweiterten Powerline-Modells ohne Rogowskispulen dargestellt. Diese Kurven weisen eine gute Übereinstimmung auf. Der dargestellte Frequenzbereich liegt zwischen 100 kHz und 100 MHz, da die Impedanzmessungen in [45] lediglich in diesem Frequenzbereich durchgeführt worden sind und somit auch nur für diesen Bereich Vergleichsdaten vorliegen.

## 4.4 Übertragungseigenschaften einer Li-Ionen-Batterie

Nachdem in den beiden vorangegangenen Abschnitten die Verifizierung des erweiterten PLC-Kanalmodells und der Rogowskispulen diskutiert wurde, können diese dazu verwendet werden, um die Übertragungseigenschaften einer Li-Ionen-Batterie zu untersuchen. Dazu wurde mit dem erweiterten PLC-Kanalmodell eine Li-Ionen-Batterie modelliert, die  $N_{Zel} = 56$  Li-Ionen-Zellen beinhaltet. In jeder Simulation wurden jeweils



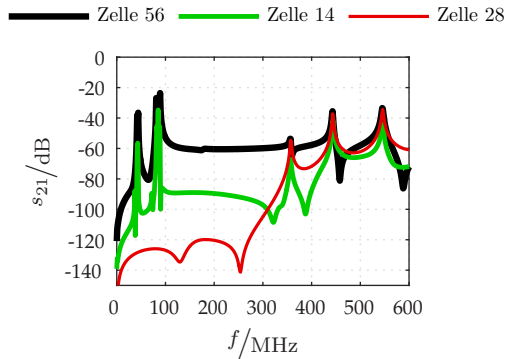
	7	8	21	22
	6	9	20	23
	5	10	19	24
	4	11	18	25
	3	12	17	26
	2	13	16	27
M	→	←	→	←
S <sub>1</sub>	→			→
	56	43	42	29
	55	44	41	30
	54	45	40	31
	53	46	39	32
	52	47	38	33
	51	48	37	34
	50	49	36	35

**Abbildung 4.12** Anordnung von  $N_{\text{Rog}} = 56$  Li-Ionen-Zellen in einem Batteriepack [80]

$N_{\text{Rog}} = 2$  Rogowskispulen eingesetzt. Da eine FEM-Simulation sehr zeitaufwendig ist, wurden lediglich drei Simulationen durchgeführt.

Die Anordnung der Zellen ist in Abbildung 4.12 dargestellt, wobei die indizierten Felder die Li-Ionen-Zellen aufzeigen, an denen während der Simulation Rogowskispulen positioniert waren. Die Position der zweiten Rogowskispule an Tor 2 wurde variiert. Dabei wurde die zweite Rogowskispule an den Zellen 14, 28 und 56 positioniert. Zwischen zwei Rogowskispulen wurde die Übertragungsfunktion ermittelt, indem der  $s_{21}$ -Parameter simuliert wurde. Die Rogowskispule an Tor 1 wurde dabei an der Zelle 1 angebracht.

Alle Li-Ionen-Zellen sind über Zellverbinder in Reihe geschaltet. Die letzte Li-Ionen-Zelle, Zelle 56, und Zelle 1 sind beide mit den Hochstromanschlüssen,  $T_+$  und  $T_-$ , des Batteriepacks verbunden. Zelle 1 und Zelle 56 liegen somit nebeneinander. Die Rogowskispule an Zelle 28 weist mit 556 mm die größte Distanz zu Zelle 1 auf. Die Rogowskispule, die an Zelle 14 positioniert wurde, liegt zwischen Zelle 1 und Zelle 28 und weist eine Distanz von 192 mm zur Rogowskispule an Zelle 1 auf.



**Abbildung 4.13** Übertragungsfunktion des erweiterten PLC-Kanalmodells jeweils zwischen Zelle 1 und Zelle 56, 14 und 28 [81]

Abbildung 4.13 zeigt die Simulationsergebnisse der Übertragungsfunktion zwischen jeweils zwei Rogowskispulen. Die Ergebnisse zeigen, dass für Frequenzen  $f < 350$  MHz die Übertragungsfunktion stark von der Distanz zwischen zwei Rogowskispulen abhängt. Somit weist die Strecke zwischen Zelle 1 und Zelle 28, deren Distanz 556 mm beträgt, eine Dämpfung um 140 dB auf. Bei Frequenzen  $f > 350$  MHz treten in allen drei Fällen Resonanzstellen bei 357 MHz, 443 MHz und 545 MHz auf. An den Resonanzstellen nehmen die drei Übertragungsfunktionen einen fast exakt gleichen Verlauf an. Zudem hat die Länge der Übertragungsstrecke keinen großen Einfluss mehr bei Frequenzen für  $f > 350$  MHz. Dies wäre bei der Implementierung eines Plug-and-Play-BMS auf PLC-Basis vorteilhaft.

## 4.5 Zusammenfassung der Kanalmodellierung

In diesem Kapitel wurden Methoden zur Modellierung von Rogowskispulen und des PLC-Kanals präsentiert. Für die Modellierung der Rogowskispulen wurde ein Ansatz mit finiten Elementen durchgeführt. Dabei wurden die Modelle durch den Vergleich zwischen Simulationsergebnissen und Messungen verifiziert.

Für die Modellierung des PLC-Kanals wurde ebenfalls ein 3D-Ansatz mit finiten Elementen gewählt. Mithilfe diskreter Wellenleiter-Ports wurde das 3D-Modell mit dem RLC-Modell der Li-Ionen-Zelle kombiniert, woraus das erweiterte PLC-Kanalmodell resultiert. Da die Rogowskispulen in das erweiterte PLC-Kanalmodell eingesetzt werden konnten, wurde zwischen verschiedenen Positionen die Übertragungsfunktion simuliert, deren Verläufe in Kapitel 8 für Simulationen von Kommunikationssystemen verwendet wird.



# 5 Messungen am Kanal

In diesem Kapitel werden Messungen der Übertragungsfunktion sowohl am Kanalemulator als auch in einer realen Batterie präsentiert. Nach dem heutigen Stand gibt es keine Publikationen, die sich mit Messungen auf PLC-Basis zwischen zwei Rogowskispulen als Koppellementen befassen haben. Die Messungen dienen zum einen dazu, eine Bewertung der Kanalmodelle aus dem vorigen Kapitel bezüglich ihrer Genauigkeit zu ermitteln und zum anderen, um festzustellen, ob der Kanalemulator für Messungen ausreichend genau ist. Der Kanalemulator wurde ursprünglich in [75] für den Funk-Ansatz in einer Li-Ionen-Batterie vorgestellt. Da Messungen an einer realen Li-Ionen-Batterie aufwendig und aufgrund der hohen Energiedichte gefährlich sind, stellt ein Emulator eine Alternative für das einfache, schnelle Testen von prototypischen Kommunikationssystemen auf PLC-Basis dar.

In Abschnitt 5.1 werden die Messungen am Kanalemulator vorgestellt. Hierbei werden die Rogowskispulen, die als PLC-Koppellemente eingesetzt worden sind, sowie der Messaufbau beschrieben. Anschließend werden die in Messszenarien unterteilten Messergebnisse am Emulator gezeigt und diskutiert. Im Anschluss werden im Abschnitt 5.2 die Messungen an einer realen, „kalten“ Batterie vorgestellt. Die dabei entstandenen Messergebnisse werden mit den Messungen am Kanalemulator und mit den Simulationsergebnissen aus Kapitel 4 verglichen.

## 5.1 Messungen am Kanalemulator

Der Kanalemulator diente dem Simulationsmodell aus dem vorangegangenen Kapitel als Basis und wurde dort größtenteils beschrieben. Gegenüber einer realen Li-Ionen-Batterie weist der Kanalemulator starke Vereinfachungen auf. Er beinhaltet beispielsweise keine Li-Ionen-Zellen oder

Zellverbinder, die im Simulationsmodell des Kanals jedoch berücksichtigt wurden. Allerdings können im Kanalemulator Rogowskispulen als PLC-Koppelemente eingesetzt werden, um ihr Übertragungsverhalten zu testen.

### 5.1.1 Rogowskispulen als Messobjekte

Für die Messungen wurden vier Rogowskispulen R1a, R1b, R2a und R2b angefertigt, die in Abbildung 5.1 gezeigt sind. Je zwei Rogowskispulen sind, bezogen auf ihre Eigenschaften, paarweise gleich zueinander, R1a mit R1b und R2a mit R2b. Die beiden Paare unterscheiden sich hauptsächlich durch ihre Windungszahlen. Bei der Herstellung der vier Prototypen wurde auf eine hohe Genauigkeit bezüglich der Windungen und des Abstandes zwischen den Windungen geachtet, um eine möglichst gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung zu erreichen.

Die Drahtenden der Rogowskispulen sind jeweils mit einem elektrisch leitenden Stift einer Stiftleiste zusammengelötet, um eine Verbindung mit dem Messgerät zu ermöglichen. Laborversuche sowie Simulationen zeigen, dass Abstand und Winkel der Stiftleisten zur Rogowskispule einen signifikanten Einfluss auf die Messergebnisse haben. Daher liegen die Stiftleisten senkrecht zur äußeren Tangente der Rogowskispulen, wie in der rechten, oberen Ecke in den Abbildungen 5.1(a) bis (d) zu erkennen ist. Die Länge der Stiftleisten ist bei beiden Paaren ebenfalls identisch. Tabelle 5.1 fasst die genannten Parameter der vier Rogowskispulen zusammen.

**Tabelle 5.1** Zusammenfassung der Eigenschaften der Rogowskispulen, die im Messaufbau verwendet wurden

Bezeichnung Rogowskispule	R1a	R1b	R2a	R2b
Abbildung 5.1	(a)	(b)	(c)	(d)
Anzahl der Windungen $N$	10	10	20	20
Länge Stiftleiste [mm]	10	10	5	5
Windungsdurchmesser $D$ [mm]	9,5	9,5	9,5	9,5
Durchmesser Spulendraht $d$ [mm]	0,43	0,43	0,43	0,43



(a) R1a



(b) R1b



(c) R2a



(d) R2b

**Abbildung 5.1** Paarweise gleich gewickelte Rogowskispulen

**Tabelle 5.2** Verwendete Einstellungen des VNA

Untere Grenzfrequenz	10 MHz
Obere Grenzfrequenz	1 GHz
Messpunkte	12801
Frequenzauflösung	77,34 kHz
Anzahl Mittelungen	10
Leistung	0 dBm
Messmodus	Differentiell

### 5.1.2 Messaufbau

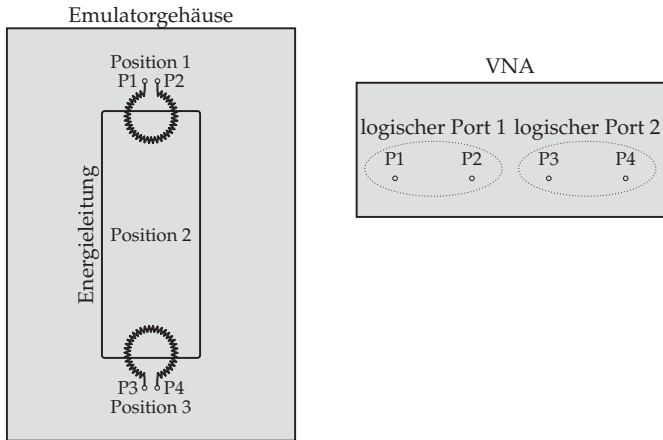
In Abbildung 5.2 ist der Messaufbau gezeigt. (a) zeigt dabei die schematische Übersicht des Messaufbaus und (b) das Foto eines Messdurchlaufs mit geöffnetem Deckel, um die beiden Rogowskispulen und die Energieleitungen sichtbar zu machen. Mit einem VNA wurden die Übertragungsfunktionen anhand der S-Parameter  $s_{21}$  bzw.  $s_{12}$  zwischen zwei Rogowskispulen gemessen. Die Einstellungen der Messungen mittels VNA sind in Tabelle 5.2 zusammengefasst.

Zwischen den beiden Rogowskispulen wurde ein geschlossener, gewinkelter elektrischer Leiter positioniert, der eine vereinfachte Energieleitung einer Li-Ionen-Batterie darstellt. Durch die Vereinfachung werden die Impedanzen der Li-Ionen-Zellen vollständig vernachlässigt. Das ist in diesem Experiment zulässig, da der Messaufbau lediglich die Validierung des 3D-Simulationsmodells zum Ziel hat. Die Impedanz wird hauptsächlich durch das RLC-Modell des PLC-Kanals aus Kapitel 4 bestimmt.

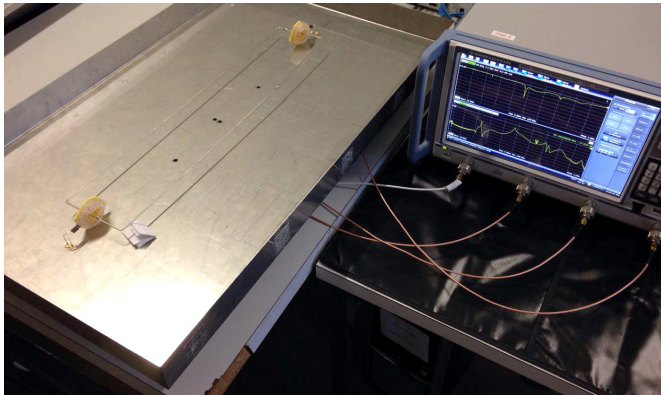
#### Differentielle Messungen

In einer realen Anwendung gibt es kein gemeinsames elektrisches Potential zwischen Sender und Empfänger, da die einzelnen Li-Ionen-Zellen voneinander elektrisch isoliert sind. Um diesbezüglich eine realitätsnahe Messung durchzuführen, wurden die S-Parameter nicht mit zwei Ports im herkömmlichen Single-Ended-Modus, sondern mit vier Ports im Differential-Modus [26] gemessen. Bei einer Messung mit zwei Ports beziehen sich die Messsignale auf das gleiche Potential, wohingegen im





(a) Skizze des Messaufbaus



(b) Fotografie des Messaufbaus

**Abbildung 5.2** Messaufbau zur Ermittlung der Übertragungsfunktion zwischen zwei Rogowskispulen im Kanalemulator mit geöffnetem Deckel

Differential-Modus differentielle Messsignale erzeugt werden. Dies wird erreicht, indem zwei Ports des VNA, beispielsweise Port 1 und 2, zu einem logischen Port zusammengefasst werden und das Bezugspotential des VNA mit dem Gehäuse des Emulators verbunden wird. Für die vorliegenden Messungen wurden die Innenleiter eines logischen Ports direkt mit den Stiftleisten der Rogowskispulen verbunden.

### 5.1.3 Durchführung der Messungen

Um Fehler im Messaufbau auszuschließen, wurde vor den eigentlichen Messungen zunächst eine Messung ohne Rogowskispulen durchgeführt. Die Ergebnisse haben gezeigt, dass dabei keine signifikante Leistung zwischen den beiden offenen logischen Ports übertragen wird. Um die Wahrscheinlichkeit weiterer Fehler in der Messung zu verringern, wurden am Folgetag stichprobenartig zwei beliebige Messungen reproduziert, wobei die Ergebnisse übereingestimmt haben.

#### Übersicht der Messungen

Bei den Messungen wurden verschiedene Parameter variiert. Es wurden Rogowskispulen mit zwei verschiedenen Windungszahlen,  $N = 10$  und  $N = 20$ , paarweise eingesetzt. Dabei wurden die Rogowskispulen im Emulator an drei verschiedenen Positionen befestigt, die in der Abbildung 5.2(a) mit Position 1 bis 3 gekennzeichnet sind. An den jeweiligen Positionen musste die Länge der kurzgeschlossenen Energieleitung  $l_{PL}$  angepasst werden. Die Messungen wurden mit und ohne Emulatordeckel durchgeführt, um Rückschlüsse auf die metallische Umgebung ziehen zu können. Außerdem wurden die S-Parameter mit und ohne Energieleitung zwischen den Rogowskispulen gemessen, damit ermittelt werden kann, ob eine überwiegend PLC-basierte oder eine drahtlose Übertragung stattfindet. Die beiden Varianten werden mit dem Modus Powerline (PL) bzw. Wireless (WL) bezeichnet.

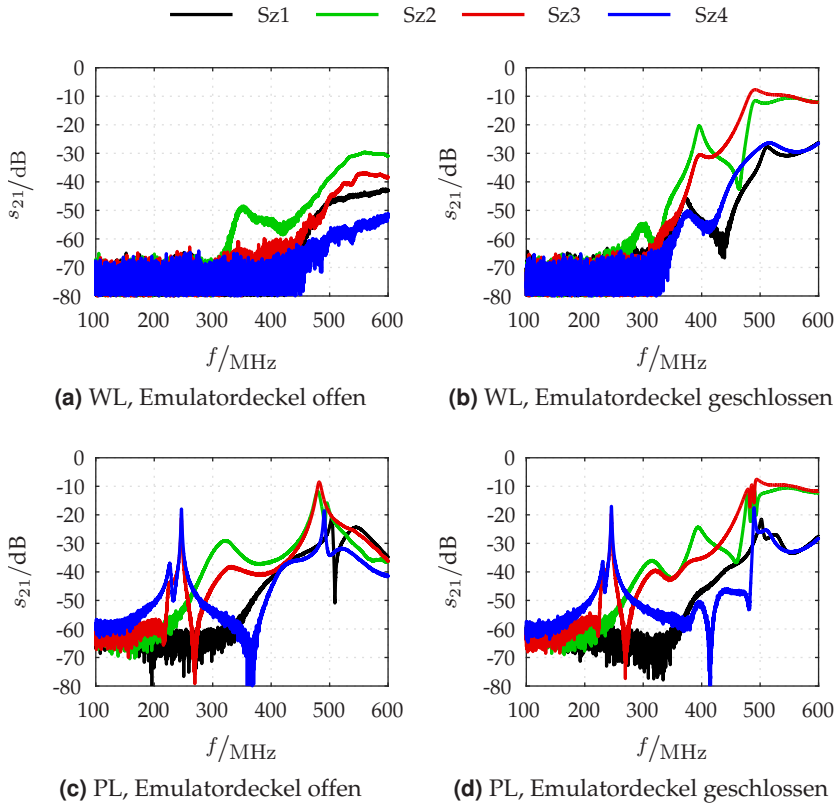
Die gesamte Messreihe ist der Übersicht halber in die vier Szenarien Sz1, Sz2, Sz3 und Sz4 unterteilt. In jedem Szenario sind das Rogowskispulenpaar und die Länge der Energieleitung gleichbleibend. Die Modi PL und WL wurden hingegen bei offenem und geschlossenem Emulatordeckel

variiert. Tabelle 5.3 zeigt die Übersicht der Konfiguration der einzelnen Messungen für alle Messszenarien.

Da die Positionen der Rogowskispulen sich zwischen den Messungen ändern, weisen die gewinkelten, geschlossenen Leitungen unterschiedliche Längen  $l_{\text{PL}}$  auf. In Sz1 wurde eine Leitung der Länge  $l_{\text{PL}} = 645$  mm und in Sz2 eine Leitung der  $l_{\text{PL}} = 693$  mm eingesetzt. Obwohl sich die Position nicht verändert hat, ergibt sich der Längenunterschied durch die unterschiedliche Länge der Stiftleisten. Für die beiden Fälle werden die beiden Längen trotzdem im Folgenden mit „kurz“ bezeichnet. In Sz3 und Sz4 beträgt die Länge der Leitung  $l_{\text{PL}} = 1254$  mm und wird im Folgenden mit „lang“ bezeichnet.

**Tabelle 5.3** Übersicht der vier Messszenarien. Die Spalten  $N$ ,  $l_{\text{PL}}$  und die Position der Rogowskispulen sind fix für ein Szenario. Die Spalten Modus und Emulatordeckel variieren dagegen für ein Szenario.

Szenario	$N$	$l_{\text{PL}}$ [mm]	Pos. 1 und Pos.	Modus	Emulatordeckel
Sz1	10	645	2	WL	offen
	10	645	2	WL	geschlossen
	10	645	2	PL	offen
	10	645	2	PL	geschlossen
Sz2	20	693	2	WL	offen
	20	693	2	WL	geschlossen
	20	693	2	PL	offen
	20	693	2	PL	geschlossen
Sz3	10	1254	3	WL	offen
	10	1254	3	WL	geschlossen
	10	1254	3	PL	offen
	10	1254	3	PL	geschlossen
Sz4	20	1254	3	WL	offen
	20	1254	3	WL	geschlossen
	20	1254	3	PL	offen
	20	1254	3	PL	geschlossen



**Abbildung 5.3** Messergebnisse am Emulatoraufbau. Jede Abbildung zeigt jeweils alle vier Szenarien, deren Eigenschaften in Tabelle 5.3 aufgelistet sind.

## Messergebnisse

Abbildung 5.3(a) zeigt die Messungen im WL-Modus bei geöffnetem Emulatorgehäuse für alle untersuchten Szenarien. Obwohl keine Leitung zwischen den Rogowskispulen vorhanden ist, findet eine Übertragung statt. Zum einen lässt sich aus den Kurven schließen, dass die Übertragung bei der längeren Strecke schlechter wird, zum anderen ist die Dämpfung auch von der Windungszahl  $N$  abhängig. Bei  $N = 10$  verschlechtert eine Erhöhung der Distanz beider Rogowskispulen die Dämpfung um 10 dB, wohingegen bei  $N = 20$  die Dämpfung lediglich um 7,5 dB steigt. Somit verbessert eine höhere Windungszahl die Übertragung bezüglich der Dämpfung.

In Abbildung 5.3(b) sind die Ergebnisse ebenfalls für den Fall WL zu sehen, allerdings mit geschlossenem Emulatordeckel. Es fällt auf, dass die Übertragung deutlich besser ist als bei geöffnetem Emulatordeckel. Zudem zeigen die Kurven, dass ab einer Frequenz von ungefähr 500 MHz die Dämpfung nicht mehr von der Distanz zwischen beiden Rogowskispulen abhängig ist. Zudem sind einige Resonanzstellen vorhanden, die bei geöffnetem Emulatordeckel im vorigen Fall nicht vorhanden waren. Wie im vorigen Fall, bei geöffnetem Emulatordeckel, zeigen auch hier die Spulen mit höherer Windungszahl eine bessere Übertragung im untersuchten Frequenzbereich.

Abbildung 5.3(c) zeigt die Messergebnisse bei offenem Emulatordeckel im Modus PL, also mit einer Energieleitung, die beide Rogowskispulen miteinander verbindet. Im Vergleich zu Abbildung 5.3(a) verbessert die Energieleitung die Übertragung deutlich. Allerdings sind mehrere Resonanzstellen in der Übertragungsfunktion zu erkennen. Eine höhere Windungszahl  $N$  führt nicht mehr eindeutig zu einer besseren Übertragung, nur noch partiell, z. B. zwischen 280 MHz und 480 MHz.

In Abbildung 5.3(d) wird der Modus PL mit geschlossenem Emulatordeckel gezeigt. Der Fall PL mit geschlossenem Emulatordeckel weist einige Resonanzstellen mehr auf als bei offenem Emulatordeckel. Außerdem wird die Übertragungsfunktion von der Windungszahl der Rogowskispulen stärker beeinflusst als bei geschlossenem Emulatordeckel. Eine höhere Windungszahl zieht nur noch tendenziell eine geringere Dämpfung der Übertragungsfunktion nach sich.

## 5.2 Messungen an einer realen Li-Ionen-Batterie

Die Messungen an einem Batteriepack ähneln im Aufbau den Messungen am Emulator. Es wurde ebenfalls ein VNA zur Messung verwendet, um die Übertragungsfunktion zwischen zwei Rogowskispulen im differentiellen Modus aufzuzeichnen. Die Rogowskispulen wurden um einen Modulverbinder befestigt, der zwei Li-Ionen-Zellen bzw. Module im Batteriepack miteinander verbindet. Für die Messungen wurde ein Batteriepack herangezogen, das in einem HEF eingesetzt wird. Allerdings handelt es sich um eine sogenannte „kalte“ Batterie.

Der Begriff kalte Batterie wird für Li-Ionen-Batterien verwendet, die exakt einer betriebsfähigen Batterie entsprechen, mit dem einzigen Unterschied, dass der Elektrolyt der Li-Ionen-Zellen keine Leitsalze enthält. Leitsalze sind Bestandteil des Elektrolyten, die den Transport der Li-Ionen zwischen den beiden Elektroden in einer Li-Ionen-Zelle ermöglichen [25]. Somit kann durch Verzicht der Leitsalze im Elektrolyt die Li-Ionen-Zelle weder geladen noch entladen werden. Dies ermöglicht eine sichere Durchführung der Messungen an einem „realen“ Batteriepack. Der Vergleich von experimentellen Messungen der Impedanz hat gezeigt, dass es keinen signifikanten Unterschied zwischen Li-Ionen-Zellen mit und ohne Leitsalzen gibt.

### 5.2.1 Verwendete Rogowskispulen

Abbildung 5.4(a) zeigt exemplarisch eine zwischen zwei Zellen befestigte Rogowskispule. Die Elektroden zweier benachbarter Zellen sind mit einem Zellverbinder aus Kupfer befestigt, wobei die Rogowskispule um den Zellverbinder mit Hilfe von Heißkleber fixiert wurde. Die Stiftleiste wurde mittig, senkrecht zur Rogowskispule befestigt. Sie dient ebenfalls dazu, die beiden inneren Leiter eines logischen Ports des VNA anzuschließen, um eine differentielle Messung der S-Parameter durchzuführen.

Es wurden für die Messungen an der kalten Batterie lediglich zwei Rogowskispulen mit Zellverbindern eingesetzt. Sie werden mit RZ1a und RZ1b bezeichnet. Beide bilden ein Paar mit gleichen Eigenschaften, die in Tabelle 5.4 aufgelistet sind.

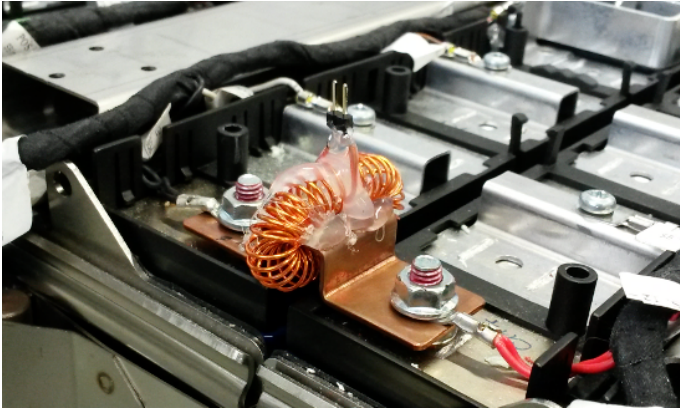
**Tabelle 5.4** Zusammenfassung der Eigenschaften der um die Zellverbinder befestigten Rogowskispulen, die für die Messungen in der kalten Batterie eingesetzt wurden

Bezeichnung Rogowskispule	RZ1a	RZ1b
Anzahl der Windungen $N$	20	20
Länge Stiftleiste [mm]	10	10
Windungsdurchmesser $D$ [mm]	9,5	9,5
Durchmesser Spulendraht $d$ [mm]	0,8	0,8

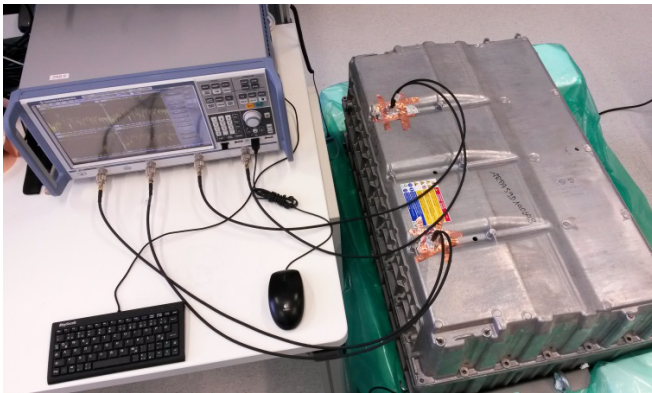
### 5.2.2 Messaufbau

Abbildung 5.4(b) zeigt den Messaufbau einer laufenden Messung. Analog zur Messung am Kanalemulator müssen Gleichtaktströme auf den Messleitungen, die die Messergebnisse beeinflussen, verhindert werden. Dazu wurde das Bezugspotential des VNA mit dem Gehäuse des Batteriepacks verbunden. Der Außenleiter der Messleitungen wurde hierbei mithilfe von elektrisch leitenden Kupferbändern am Gehäuse des Batteriepacks befestigt.

Prinzipiell ist der Messaufbau identisch mit dem der Messungen am Emulator aus Abschnitt 5.1. Die Einstellungen des VNA aus Tabelle 5.2 wurden ebenfalls übernommen. Im Vergleich zu den Messungen am Kanalemulator konnten allerdings deutlich weniger Variationen vorgenommen werden. Im Folgenden wird lediglich eine Übertragungsfunktion der beiden Rogowskispulen gezeigt. Eine Variation der Distanz war aufgrund der Einschränkung von mechanischen Änderungen an der kalten Batterie nicht möglich. Der Deckel der kalten Batterie musste zudem bei jeder Messung geschlossen bleiben, da sonst das Bezugspotential nicht ohne größeren Aufwand mit dem Gehäuse des Batteriepacks verbunden werden konnte. Dies war notwendig, um, wie bereits erwähnt, die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse zu gewährleisten.



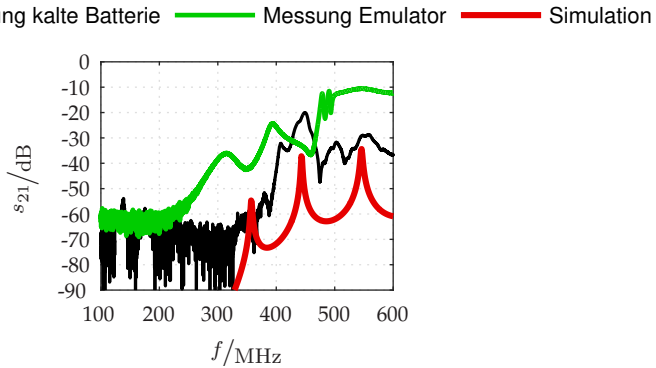
(a) Rogowskispule zwischen zwei Li-Ionen-Zellen



(b) Messaufbau

**Abbildung 5.4** Messaufbau zur Ermittlung der Übertragungsfunktion zwischen zwei Rogowskispulen in einer kalten Li-Ionen-Batterie





**Abbildung 5.5** Vergleich der Messung an der kalten Batterie mit einer Messung am Kanalemulator und mit den Ergebnissen aus der Simulation

### 5.2.3 Vergleich der Messungen mit der Simulation

Der Verlauf der Übertragungsfunktion der Messung an der kalten Batterie ist in Abbildung 5.5 dargestellt. Die Übertragungsfunktion ist für Frequenzen ab 350 MHz zu erkennen. Für Frequenzen darunter reicht die Genauigkeit des VNA nicht aus, um die Dämpfung zu messen. Zum Vergleich sind zudem die Übertragungsfunktionen der Messung am Kanalemulator aus Abschnitt 5.1.3 und der Simulation aus Abschnitt 4.4 dargestellt. In jedem Fall sind Rogowskispulen eingesetzt worden, die eine Windungszahl von  $N = 20$  aufweisen.

Es ist zu beachten, dass die Dimensionen des Kanalemulators und des Simulationsmodells nicht auf der kalten Batterie basieren, sondern auf einem anderen Modell, mit zumindest ähnlichen Dimensionen. Trotzdem ist tendenziell eine Übereinstimmung zwischen den Kurven zu erkennen. Die Messung am Kanalemulator stellt den am weitesten von der Realität entfernten Fall dar, da die beiden Rogowskispulen durch einen einfachen geschlossenen elektrischen Leiter verbunden waren. Dieser Fall lieferte im Bezug auf die Dämpfung im Kanal die niedrigste Dämpfung. Beim Vergleich zwischen den Messungen an der kalten Batterie und den Simulationsergebnissen stimmen die Verläufe zumindest tendenziell überein. Aus allen drei Kurven lässt sich der Rückschluss ziehen, dass mit den verwen-

deten Rogowskispulen eine Übertragung für niedrige Frequenzen unter 400 MHz nicht sinnvoll ist. Für ein PLC-basiertes Kommunikationssystem müssten Frequenzen, die größer als 400 MHz sind, gewählt werden.

Trotz der verschiedenen Randbedingungen stimmen die Simulationsergebnisse und die Messungen am realen Batteriekanal überein. Dies erlaubt die Verwendung von S-Parametern des Kanalmodells für Simulationen von Kommunikationssystemen, um Verfahren zu finden, die die Randbedingungen aus Kapitel 3 erfüllen. Dies wird in Kapitel 8 beschrieben. Der Kanalemulator kann bei zukünftigen Arbeiten für eine erste, schnelle Validierung von Prototypen eines Kommunikationssystems verwendet werden. Dabei ist jedoch zu beachten, dass die Dämpfung aufgrund der starken Vereinfachungen bis zu 20 dB niedriger sein kann als in realen Batterie-Kanälen.

### 5.3 Zusammenfassung der Kanalmessungen

In diesem Kapitel wurden Kanalmessungen an einem Kanalemulator und an einer realen, kalten Batterie gezeigt. Die Ergebnisse wurden verwendet, um den Kanalemulator als alternative Messplattform zur realen Li-Ionen-Batterie und die Simulationsmodelle aus Kapitel 4 zu validieren. Für die Messungen wurden verschiedene Rogowskispulen angefertigt. Diese wurden als PLC-Koppelemente direkt an den differentiellen Toren des VNA angeschlossen, damit anhand von S-Parametern die von der Masse unabhängige Übertragungsfunktion ermittelt werden konnte.

Für den Kanalemulator wurden Messreihen mit Variation verschiedener Parameter durchgeführt. Dabei wurden

- Rogowskispulen mit unterschiedlicher Windung eingesetzt,
- die Distanz zwischen den Rogowskispulen variiert,
- abwechselnd auf PLC-Basis und Funk-Basis gemessen und
- die Messungen entweder bei geöffnetem oder geschlossenem Emulator durchgeführt.

Die Ergebnisse zeigen, dass eine höhere Windungszahl der Rogowskispulen die Übertragung bezüglich der Dämpfung in den meisten Fällen verbessert. Eine Übertragung im Funk-Modus ist zwar möglich, die Dämpfung ist allerdings meistens geringer, wenn im Modus PLC eine Energieleitung hinzugenommen wird. Die metallische Umgebung hat die Übertragung am meisten beeinflusst. Sobald der Kanal komplett umschlossen wurde, verändert sich die Übertragungsfunktion signifikant. Vor allem war die Dämpfung bei geschlossenem Emulatordeckel deutlich geringer.

Anschließend wurden Messungen in einer realen, kalten Batterie durchgeführt, die keine Leitsalze enthält und somit weder geladen noch entladen werden kann. Aufgrund der eingeschränkten Möglichkeit, mechanische Änderungen an der kalten Batterie durchzuführen, wurde lediglich eine Messung durchgeführt. Dazu wurden zwei Rogowskispulen an verschiedenen Positionen im Batteriepack befestigt und die Übertragungsfunktion analog zur Emulatoremessung aufgezeichnet.

Abschließend wurden die Ergebnisse der Emulatoremessung, der Messung an der kalten Batterie und die Simulationsergebnisse miteinander verglichen. Dabei konnte eine tendenzielle Übereinstimmung festgestellt werden, obwohl die Kanäle unterschiedlich sind. Trotzdem ließ sich aus allen drei Kurven ablesen, dass bei einer PLC-basierten Kommunikation nur Frequenzen über 400 MHz geeignet sind.

Die Untersuchungen zeigten, dass der Kanalemulator für experimentelle Messungen von prototypischen PLC-Systemen und die simulativ erzeugten S-Parameter für Simulationen von Kommunikationssystemen, wie sie in Kapitel 8 beschrieben sind, geeignet sind.



# 6 Analyse der Eigenschaften des Übertragungskanals

Die Sensordaten der einzelnen Li-Ionen-Zellen werden in einem Batteriepack lediglich über kurze Distanzen bis zu wenigen Metern übertragen. Trotzdem stellt der Kanal eine große Herausforderung für die Implementierung eines PLC-Systems dar. Wie im Abschnitt 4.4 gezeigt wurde, weist der Kanal große Dämpfungen und mehrere Resonanzstellen auf, die Verzerrungen der Sendesymbole verursachen. Im Rahmen des Forschungsvorhabens IntLiIon wurden keine Einschränkungen bezüglich des Frequenzbereichs gemacht. Daher werden in diesem Kapitel Untersuchungen des Kanals für Frequenzen  $1 \text{ MHz} \leq f \leq 600 \text{ MHz}$  vorgestellt. Das Rauschzenario, insbesondere bei der PLC, spielt zwar ebenfalls eine wichtige Rolle bei der Eignung von Frequenzbereichen, dies wird jedoch erst im darauffolgenden Kapitel behandelt.

Die in diesem Kapitel präsentierten Ergebnisse basieren zum Teil auf der Veröffentlichung [81]. Der erste Abschnitt 6.1 klärt, welche Arten von Fading aufgrund von Mehrwegeausbreitung ein PLC-System in einem Batteriepack beeinflussen können. Die beiden Abschnitte 6.2 und 6.3 beschreiben, wie ein PLC-System auf physikalischer Ebene ausgelegt werden sollte, indem die Frequenzbereiche anhand von Kostenfunktionen evaluiert werden.

## 6.1 Mehrwegeausbreitung in Batteriepacks

Mehrwegeausbreitung kann sich negativ auf die Robustheit eines Kommunikationssystems auswirken. In der Nachrichtentechnik gibt es allerdings Methoden, wie beispielsweise das Einfügen von Schutzintervallen zwischen Symbolgruppen, um den negativen Einfluss von Mehrwege-

ausbreitung zu eliminieren. Dazu sind jedoch Kenntnisse über bestimmte Parameter notwendig, die die Mehrwegeausbreitung beschreiben. Diese Parameter basieren auf dem Phänomen Fading, welches im Folgenden kurz vorgestellt wird.

### 6.1.1 Fading

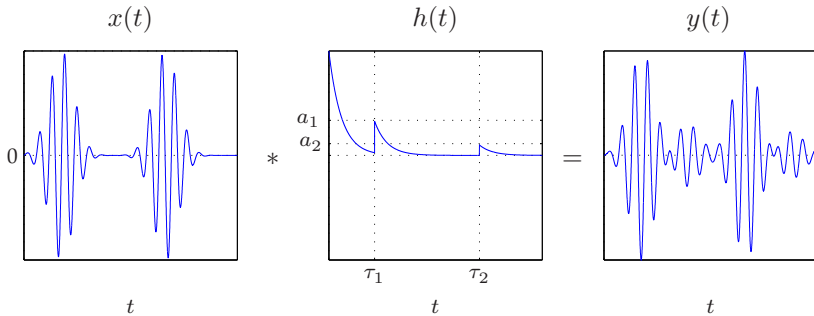
In der englischsprachigen Literatur wird zwischen Small-Scale-Fading und Large-Scale-Fading unterschieden<sup>1</sup>. Der Begriff Small-Scale-Fading wird verwendet, um starke Fluktuationen der Amplitude eines Signals, das über einen Mehrwegekanal übertragen wurde, zu beschreiben [52]. Dabei treten die starken Fluktuationen bei kurzen Übertragungsdistanzen oder in kurzen Zeitintervallen auf.

Large-Scale-Fading beschreibt dagegen bei großen Übertragungs-Distanzen die Fluktuationen der Amplitude eines Signals, hervorgerufen durch Abschattung durch größere Objekte, typischerweise Bäume, Hügel und Gebäude in einem Mehrwegekanal [52]. Da in einer Traktionsbatterie zwischen Sender und Empfänger keine großen Distanzen vorhanden sind und bei der PLC-basierten Übertragung der größte Teil der Signalenergie ohnehin drahtgebunden übertragen wird, bezieht sich der Begriff Fading im Folgenden lediglich auf Small-Scale-Fading.

Bei serieller PLC-Kopplung bildet der Signalpfad einen geschlossenen Ring. Von daher kann das PLC-Signal durch Mehrwegeausbreitung beeinflusst werden. Die Dimensionen eines Batteriepacks betragen maximal wenige Meter. Fading tritt bereits ab  $\frac{\lambda}{2}$  auf, wobei  $\lambda$  die Wellenlänge des Signals als Verhältnis zwischen der Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  und der Frequenz des Signals  $f$  darstellt. Demnach kann bei der Annahme, dass die Dimension des Batteriepacks einen Meter beträgt, bereits ab einer Frequenz von ungefähr 150 MHz Fading auftreten. Fading wird hauptsächlich durch die Faktoren Mehrwegeausbreitung, Signalbandbreite, relative Geschwindigkeit der Teilnehmer zueinander und relative Geschwindigkeit von Objekten im Übertragungskanal zum Empfänger beeinflusst [52].

Die letzten beiden Faktoren hängen mit dem Dopplereffekt zusammen, der bei der Signalübertragung über einen Kanal zu einer Frequenzdisper-

<sup>1</sup> Im Deutschen auch als Schwund bezeichnet, wobei der englische Begriff *fading* auch in der deutschen Literatur üblich ist



**Abbildung 6.1** ISI im Empfangssignal  $y(t)$  als Folge einer Übertragung eines Signals  $x(t)$  über einen Mehrwegekanal mit der Impulsantwort  $h(t)$ . Der Einfachheit halber ist hier die normierte Impulsantwort dargestellt.

sion führt [58]. Dieser Effekt kann jedoch bei der PLC-basierten Übertragung in einem Batteriepack nicht auftreten, da der Kanal statisch ist. Es findet keine relative Bewegung zwischen Sender und Empfänger oder zu anderen Objekten innerhalb der Batterie statt. Auch wenn sich das Fahrzeug bewegt, kann kein Dopplereffekt hervorgerufen werden, da die sich ausbreitenden Wellen nicht das metallische Gehäuse des Batteriepacks passieren können. Daher müssen für das Kommunikationssystem keine Vorkehrungen getroffen werden, um Small-Scale Fading zu verhindern, was die Parametrierung des PLC-Systems einfacher gestaltet.

### 6.1.2 Signaldispersion durch Mehrwegeausbreitung

Mehrwegeausbreitung und Signalbandbreite beeinflussen die Signaldispersion bei der Übertragung [58]. Eine Signaldispersion ist eine zeitliche Verbreiterung des Signals und kann zu Überlappungen mit Nachbar-Signalen führen, was als Inter-Symbol-Interferenz (ISI) bezeichnet wird. ISI entsteht aufgrund von Reflexionen, die zu um  $\tau_k$  (mit  $k = 1, \dots, K$ ) zeitverzögerten Echos des gesendeten Signals am Empfänger führen. Mit dem Parameter  $K$  wird die Gesamtzahl der Echos am Empfänger angegeben. Die Echos sind jeweils um den Faktor  $a_k$  gedämpft, wobei mit fortschreitender Zeitverzögerung der Wert  $a_k$  üblicherweise kleiner wird.

Deshalb tragen Echos bei großen Zeitverzögerungen kaum noch zur ISI bei und können vernachlässigt werden.

Das Beispiel in Abbildung 6.1 verdeutlicht die ISI anhand eines Signals  $x(t)$ , das über ein LTI-System übertragen wird. Das LTI-System wird mit der Impulsantwort  $h(t)$  beschrieben und weist aufgrund von Mehrwegeausbreitung zwei Echos zu den Zeitpunkten  $\tau_1$  und  $\tau_2$  auf, die jeweils um die Faktoren  $a_1$  und  $a_2$  gedämpft sind. Der Ausgang  $y(t)$  des LTI-Systems entspricht der Faltung der beiden Verläufe:

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau) \cdot h(\tau) \, d\tau. \quad (6.1)$$

Während im Signal  $x(t)$  die zwei modulierten, gaußförmigen Impulse hintereinanderliegen, führt die Verbreiterung durch die Faltung nach (6.1) zu einer Überlappung der beiden Impulse. Diese Überlappung führt wiederum zu Bitfehlern am Empfänger [52].

ISI tritt in dispersiven Mehrwegekanälen auf, wenn die Symboldauer  $T_S$  des Signals deutlich kürzer ist als der Maximum-Excess-Delay  $T_m$ . Der Maximum-Excess-Delay ist bei Übertragung eines Impulses über einen Mehrwegekanal die Zeitdauer zwischen der ersten und letzten empfangenen Komponente. Aus dem Maximum-Excess-Delay lässt sich die Kohärenzbandbreite mit

$$B_{\text{Koh}} \approx \frac{1}{T_m} \quad (6.2)$$

approximieren. Um ISI zu verhindern, muss die Bandbreite  $B$  des Signals deutlich kleiner sein als die Kohärenzbandbreite  $B_{\text{Koh}}$  [58].

## 6.2 Minimale Kohärenzbandbreite

In [58] wird die Kohärenzbandbreite definiert als ein statistisches Maß für einen Frequenzbereich, in dem ein Signal einen Kanal passiert, dessen spektrale Komponenten die Signalamplitude gleich beeinflussen und den Phasenverlauf des Signals nicht verzerrt. Von daher wäre es für ein PLC-System wünschenswert, wenn die Differenz zwischen Kohärenzbandbreite und Frequenzbereich einen minimalen Wert aufweist.



### 6.2.1 Fensterung des Signals

Aus der Übertragungsfunktion in Abbildung 4.13 werden nur Frequenzbereiche mit einer Bandbreite von 10 MHz betrachtet. Eine größere Bandbreite ist nicht notwendig, da bei einer Datenrate von 2 Mbps keine höhere Bandbreite benötigt wird. Die minimale Kohärenzbandbreite wird für alle Frequenzpunkte  $f_p$ , die mit 1 MHz aufgelöst sind, berechnet. Die Frequenzkomponenten außerhalb der Bandbreite um den jeweiligen Frequenzpunkt werden mithilfe des Tukey-Fensters [9]

$$w(\tilde{f}) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left( 1 + \cos \left( \frac{2\pi}{\alpha} \left( \tilde{f} - \frac{\alpha}{2} \right) \right) \right), & 0 \leq \tilde{f} < \frac{\alpha}{2}, \\ 1, & \frac{\alpha}{2} \leq \tilde{f} < 1 - \frac{\alpha}{2}, \\ \frac{1}{2} \left( 1 + \cos \left( \frac{2\pi}{\alpha} \left( \tilde{f} - 1 + \frac{\alpha}{2} \right) \right) \right), & 1 - \frac{\alpha}{2} \leq \tilde{f} \leq 1, \end{cases} \quad (6.3)$$

mit  $\tilde{f} := f - f_p$ , unterdrückt, wobei für die Steilheit des cosinusförmigen Abklingverlaufs zu  $\alpha = 0,25$  gewählt wurde. Die Übertragungsfunktionen  $s_{21, M-S_\rho}(f)$  der verschiedenen Positionen  $\rho$  werden mit dem Tukey-Fenster (6.3) gefiltert:

$$G_{\rho, f_p}(f) = s_{21, M-S_\rho}(f) \cdot w(f - f_p). \quad (6.4)$$

### 6.2.2 Power-Delay-Profil

Aus jeder gefensterter Übertragungsfunktion  $G_{\rho, f_p}(f)$  wird mithilfe der inversen Fourier-Transformation das Power-Delay-Profil

$$P_{\rho, f_p}(\tau) = \left| \mathcal{F}^{-1} \{ G_{\rho, f_p}(f) \} \right|^2 \quad (6.5)$$

berechnet. Mit  $P_{\rho, f_p}(\tau)$  werden die Leistungskomponenten und die dazugehörigen Verzögerungen  $\tau$  angegeben, die durch Mehrwegeausbreitung entstehen [24]. Abbildung 6.2 zeigt ein Beispiel des normierten Power-Delay-Profiles für  $\rho = 3$  und  $f_p = 500$  MHz. Je niedriger der Wert für  $P_{\rho, f_p}^{\text{norm}}(\tau)$ , desto weniger trägt die Komponente zum Zeitpunkt  $\tau$  zur ISI bei.

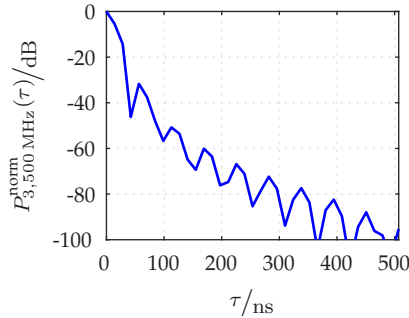


Abbildung 6.2 Power-Delay-Profil

### 6.2.3 RMS Delay Spread

Aus dem Power-Delay-Profil kann der quadratische Mittelwert (engl. *root-mean square* oder kurz RMS) des Delay Spreads

$$\theta_{\rho, \tau_{\text{rms}}}(f_p) = \sqrt{\overline{P_{\rho, f_p}(\tau)^2} - \overline{P_{\rho, f_p}(\tau)}^2} \quad (6.6)$$

berechnet werden. Dabei wird das erste zentrale Moment  $\overline{P_{\rho, f_p}(\tau)}$  und das zweite zentrale Moment  $\overline{P_{\rho, f_p}(\tau)^2}$  des Power-Delay-Profiles mit

$$\overline{P_{\rho, f_p}(\tau)} = \frac{\sum_{k=1}^K P_{\rho, f_p}(\tau_k) \cdot \tau_k}{\sum_{k=1}^K P_{\rho, f_p}(\tau_k)} \quad (6.7)$$

und

$$\overline{P_{\rho, f_p}(\tau)^2} = \frac{\sum_{k=1}^K P_{\rho, f_p}(\tau_k) \cdot \tau_k^2}{\sum_{k=1}^K P_{\rho, f_p}(\tau_k)} \quad (6.8)$$

ermittelt [52]. Der RMS Delay Spread  $\theta_{\rho, \tau_{\text{rms}}}(f_p)$  wird als ein übliches Maß zur Charakterisierung von Mehrwegeausbreitung verwendet [58].

### 6.2.4 Ermittlung der minimalen Kohärenzbandbreite

Aus dem RMS Delay Spread nach (6.6) kann die Kohärenzbandbreite [58] mit

$$B_{\text{Koh},\rho}(f_p) \simeq \frac{1}{5 \cdot \theta_{\rho, \tau_{\text{rms}}}(f_p)} \quad (6.9)$$

angenähert werden. Um das Worst-Case-Szenario zu ermitteln, wird zu einem Frequenzpunkt  $f_p$  zwischen allen Kanälen  $\rho$  jeweils der minimale Wert

$$B_{\text{Koh},\min}(f_p) = \min_{\rho} B_{\text{Koh},\rho}(f_p) \quad (6.10)$$

ausgewählt. Mit (6.10) wird somit aus einem Satz von S-Parametern die minimale Kohärenzbandbreite  $B_{\text{Koh},\min}$  berechnet.

Abbildung 6.3 zeigt  $B_{\text{Koh},\min}$  für den simulierten Batteriekanal aus Abschnitt 4.3. Es ist zu erkennen, dass der Wert von  $B_{\text{Koh},\min}$  an verschiedenen Stellen einbricht. Beim Vergleich mit Abbildung 4.13 sind die Einbrüche mit Resonanzspitzen in der Übertragungsfunktion zu erklären. Für die Auslegung eines robusten Kommunikationssystems wären allerdings hohe Werte für  $B_{\text{Koh},\min}$  notwendig. Es fällt zudem auf, dass zwischen 100 MHz und 300 MHz die minimale Kohärenzbandbreite größtenteils  $B_{\text{Koh},\min} > 8$  MHz aufweist. Wenn man allerdings erneut Abbildung 4.13 betrachtet, fällt auf, dass in diesem Frequenzbereich die Übertragungsfunktion stark von der Position abhängig ist. Im Hinblick auf ein Plug-and-Play BMS wäre dies ein Problem.

## 6.3 Ähnlichkeitsmaß zur Bewertung verschiedener Kanäle

Für die Entwicklung eines Plug-and-Play BMS wäre es vorteilhaft, wenn im ausgewählten Frequenzbereich die Kanäle bezüglich der verschiedenen Positionen nicht stark variieren würden.

Daher wird die Ähnlichkeit zwischen den Übertragungsfunktionen an verschiedenen Positionen als weiteres Maß zur Beurteilung herangezogen.

Dazu wird für jeden Frequenzpunkt  $f_p$ , basierend auf einer Kreuzkorrelationsfunktion, die Ähnlichkeit zwischen dem Referenzkanal  $s_{21, M-S_1}(f - f_p)$  und einen weiteren um  $\zeta$  verschobenen Kanal  $s_{21, M-S_{\tilde{\rho}}}(f - f_p + \zeta)$  mit  $\tilde{\rho} = \{2, \dots, N_{Zel}\}$  ermittelt:

$$\varphi_{S_1, S_{\tilde{\rho}}}(\zeta, f_p) = \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} s_{21, M-S_{\rho}}(f - f_p) \cdot s_{21, M-S_{\tilde{\rho}}}(f - f_p + \zeta) d(f - f_p). \quad (6.11)$$

Beide Kanäle,  $s_{21, M-S_1}$  und  $s_{21, M-S_{\tilde{\rho}}}$ , sind mit dem Tukey-Fenster der Bandbreite  $B$  gefiltert. Da in (6.11) für jedes  $f_p$  ein Korrelationsverlauf entsteht, wird jeweils über  $\zeta$  mit

$$\hat{\varphi}_{S_1, S_{\tilde{\rho}}}(f_p) = \max_{\zeta} \varphi_{S_1, S_{\tilde{\rho}}}(\zeta, f_p) \quad (6.12)$$

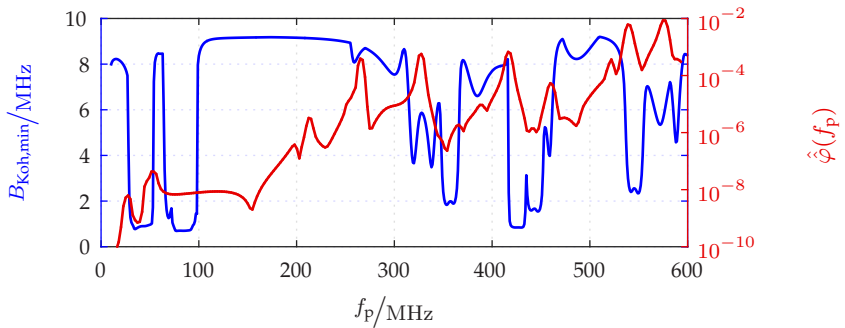
das Maximum gewählt. Um für alle Kanäle  $\tilde{\rho}$  das Worst-Case-Szenario für die Ähnlichkeit zu ermitteln, wird die Ähnlichkeitsfunktion

$$\hat{\varphi}(f_p) = \min_{\tilde{\rho}} \hat{\varphi}_{S_1, S_{\tilde{\rho}}}(f_p) \quad (6.13)$$

für jedes  $f_p$  durch Bildung des Minimums über alle  $\tilde{\rho}$  berechnet.

Die rote Kurve in Abbildung 6.3 zeigt die Ähnlichkeitsfunktion der drei simulierten Kanäle, die in Abschnitt 4.3 präsentiert wurden. Zu erkennen ist, dass für ca.  $f_p < 200$  MHz die kleinsten Werte für die Ähnlichkeit erreicht werden. Dies war auch bei Betrachtung der Abbildung 4.13 zu erwarten, da die Übertragungsfunktion bei größeren Distanzen eine hohe Dämpfung aufzeigt. Trotz hoher Werte für  $B_{Koh, min}$ , wäre aufgrund der kleinen Werte für  $\hat{\varphi}$  ein höherer Frequenzbereich für eine robuste Kommunikation vorzuziehen.

Zudem fällt in Abbildung 6.3 auf, dass die Ähnlichkeitsfunktion mehrere lokale Maxima aufweist. Diese treten auf, wenn sich zwei oder mehrere Übertragungsfunktionen schneiden. Die größten lokalen Maxima erscheinen allerdings bei Resonanzstellen der Übertragungsfunktionen. Dabei zeigt jedoch die minimale Kohärenzbandbreite  $B_{Koh, min}$  kleine Werte, da bei den Resonanzstellen steile Änderungen der Übertragungsfunktion stattfinden. Für ein robustes Kommunikationssystem sollten beide Parameter  $B_{Koh, min}$  und  $\hat{\varphi}$  große Werte aufweisen.



**Abbildung 6.3** Die minimale Kohärenzbandbreite  $B_{\text{Koh,min}}$  (blaue Kurve) und der Ähnlichkeitsfaktor  $\hat{\varphi}(f_p)$  (rote Kurve) des simulierten Batteriekanals [80]

## 6.4 Qualitative Bewertung des simulierten PLC-Kanals

Um eine qualitative Bewertung über den geeignetsten Frequenzbereich zu ermöglichen, können die beiden Kurven  $B_{\text{Koh,min}}$  und  $\hat{\varphi}$  in Abbildung 6.3 nicht einfach zusammenaddiert werden, weil  $\hat{\varphi}$  in logarithmischer Darstellung aufgetragen wurde. Eine qualitative Bewertung ist trotzdem möglich, indem  $B_{\text{Koh,min}}$  und  $\hat{\varphi}$  zunächst normiert und logarithmiert werden:

$$\tilde{B}_{\text{Koh,min}} = \log_{10} \left( \frac{B_{\text{Koh,min}}}{\max(B_{\text{Koh,min}})} \right), \quad (6.14)$$

$$\tilde{\varphi} = \log_{10} \left( \frac{\hat{\varphi}}{\max(\hat{\varphi})} \right). \quad (6.15)$$

**Tabelle 6.1** Frequenzbereiche nach (6.21) für  $r = 0,9$ 

Frequenzbereich	Bandbreite
411 bis 416 MHz	5 MHz
466 bis 536 MHz	70 MHz
556 bis 561 MHz	5 MHz

Danach werden die Wertebereiche aneinander angepasst

$$\tilde{B}_{\text{Koh,min}} = \begin{cases} A_{\tilde{\varphi}} \cdot \tilde{B}_{\text{Koh,min}}, & A_{\tilde{\varphi}} \leq A_{\tilde{B}_{\text{Koh,min}}}, \\ \tilde{B}_{\text{Koh,min}}, & A_{\tilde{\varphi}} > A_{\tilde{B}_{\text{Koh,min}}}, \end{cases} \quad (6.16)$$

$$\tilde{\varphi} = \begin{cases} A_{\tilde{B}_{\text{Koh,min}}} \cdot \tilde{\varphi}, & A_{\tilde{\varphi}} > A_{\tilde{B}_{\text{Koh,min}}}, \\ \tilde{\varphi}, & A_{\tilde{\varphi}} \leq A_{\tilde{B}_{\text{Koh,min}}}, \end{cases} \quad (6.17)$$

mit

$$A_{\tilde{\varphi}} = \max(\tilde{\varphi}) - \min(\tilde{\varphi}) \quad \text{und} \quad (6.18)$$

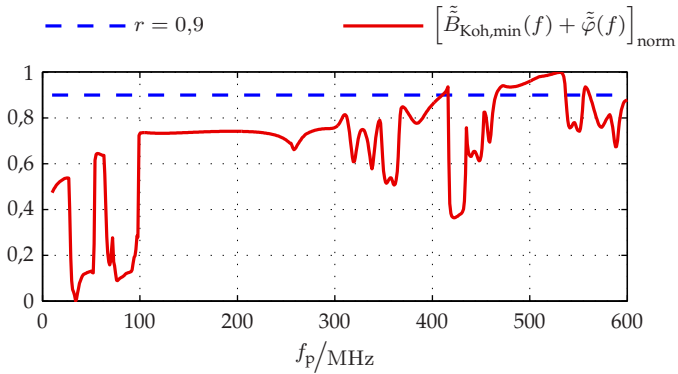
$$A_{\tilde{B}_{\text{Koh,min}}} = \max(\tilde{B}_{\text{Koh,min}}) - \min(\tilde{B}_{\text{Koh,min}}). \quad (6.19)$$

Die Addition der aus (6.16) und (6.17) resultierenden Verläufe

$$\tilde{B}_{\text{Koh,min}}(f) + \tilde{\varphi}(f) \quad (6.20)$$

ergibt ein Maß für die qualitative Bewertung des Frequenzbereichs für eine robuste PLC bezüglich der Kohärenzbandbreite und der Ähnlichkeit verschiedener Strecken in einer Li-Ionen-Batterie. Eine Schwelle  $r = [0, 1]$ ,  $r \in \mathbb{R}$ , kann definiert werden, um die spektralen Komponenten auszuwählen, deren zugehörige Werte des normierten Verlaufs aus (6.20) die Schwelle  $r$  übersteigen:

$$f_r = \left\{ f \mid \left[ \tilde{B}_{\text{Koh,min}}(f) + \tilde{\varphi}(f) \right]_{\text{norm}} > r \right\}. \quad (6.21)$$



**Abbildung 6.4** Qualitative Beurteilung der am besten geeigneten Frequenzbereiche für eine robuste PLC-basierte Datenübertragung mithilfe eines Schwellenwerts  $r$

Abbildung 6.4 zeigt den Verlauf von (6.20), angewendet auf den simulierten PLC-Kanal. Zudem ist die Schwelle  $r = 0,9$  eingezeichnet. Bezogen auf das Maß nach (6.21) sind die spektralen Komponenten, deren zugehörige Werte die Schwelle übersteigen, am besten für eine robuste Kommunikation geeignet. In Tabelle 6.1 sind in der linken Spalte die Frequenzbereiche zusammengefasst, für die

$$\left\{ \left[ \tilde{B}_{\text{Koh,min}}(f) + \tilde{\varphi}(f) \right]_{\text{norm}} > 0,9 \right\} \quad (6.22)$$

gilt. Die rechte Spalte zeigt die dazugehörige Bandbreite an. Zu den simulierten Kanälen sind die in Tabelle 6.1 gezeigten Frequenzbereiche 411 bis 416 MHz, 466 bis 563 MHz und 556 bis 561 MHz, diejenigen, die sich am besten für eine robuste PLC eignen.

## 6.5 Zusammenfassung der Analyse des Übertragungskanals

Dieses Kapitel hat sich mit den Eigenschaften eines simulierten Übertragungskanals befasst. Innerhalb des Forschungsvorhabens wurde kein fest

vorgegebener Frequenzbereich für das Kommunikationssystem festgelegt. Dies ermöglicht die Auswahl eines Frequenzbereichs aus einem größeren Frequenzbereich, der für die Datenübertragung am besten geeignet ist. Dazu wurden drei exemplarische Übertragungsfunktionen eines simulierten Kanals herangezogen.

Zunächst wurde erläutert, dass aufgrund der Statik des Kanals kein schnelles Fading das zu übertragene Signal beeinträchtigen kann, was die Auslegung des Kommunikationssystems vereinfacht. Allerdings kann durch Mehrwegeausbreitung frequenzselektives Fading entstehen, das zu ISI führen kann.

Um ISI zu vermeiden, wurden die Kanäle zwischen dem Master und jedem Slave auf ihre Kohärenzbandbreite hin untersucht. Ein Sweep über den Frequenzbereich wurde durchgeführt, wobei für jeden Frequenzbereich die minimale Kohärenzbandbreite der jeweiligen Übertragungsfunktionen ermittelt wurde. Da bei den Kanälen für bestimmte Frequenzbereiche unterschiedlich starke Dämpfungen auftreten, wurde die Ähnlichkeit der Frequenzbereiche für unterschiedliche Positionen bestimmt.

Die minimale Kohärenzbandbreite und das Ähnlichkeitsmaß wurden miteinander kombiniert, um eine qualitative Bewertung des Kanals zu ermöglichen. Dazu wurde eine Schwelle definiert, mit der es möglich ist, die besten Frequenzbereiche für eine robuste Datenübertragung zu ermitteln. Falls die ermittelten Frequenzbereiche zu klein sind, um ein Kommunikationssystem mit der geforderten Datenrate zu realisieren, kann die Schwelle beliebig weit herabgesetzt werden, was die resultierenden Frequenzbereiche vergrößert.

Für die Untersuchungen der Übertragungsverfahren in Kapitel 8 wurde, basierend auf den Ergebnissen in Tabelle 6.1, der Kanal um die Mittenfrequenz  $f_M = 500$  MHz ins Basisband verschoben. Die Verschiebung ist notwendig, da die Verfahren Kapitel 8 ebenfalls im Basisband angewendet wurden.



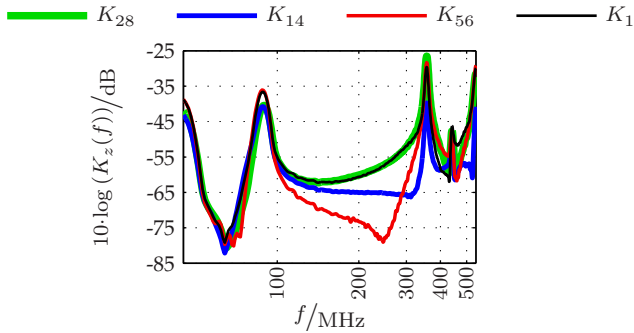
# 7 Analyse der Störszenarien

Für die Auslegung eines Kommunikationssystems sind Kenntnisse über die Rauschsignale notwendig, die sich dem Nutzsignal überlagern. Zur Erfüllung der Randbedingungen bezüglich der Robustheit des Systems wird anhand der Rauschleistung die notwendige Signalleistung bestimmt. Falls es sich nicht lediglich um AWGN handelt, sind für das Kommunikationssystem nicht nur die Rauschleistungen relevant, sondern auch der zeitliche Verlauf der Rauschsignale. Beispielsweise sind Impulsstörer problematisch für ein Kommunikationssystem. Sie verursachen im Frequenzbereich eine zeitlich begrenzte, starke Rauschleistungsdichte. Daher wurden die Analysen zum Störszenario im Zeit-, im Frequenz- und im Zeit-/Frequenzbereich durchgeführt.

In diesem Kapitel wird zunächst kurz auf die Durchführung der Messungen eingegangen. Diese wurden vom Konsortiumspartner Robert Bosch GmbH für das Forschungsvorhaben zur Verfügung gestellt. Dabei werden der Messaufbau und die Quellen der Rauschsignale erläutert. Anschließend werden die überwiegend impulsartigen Rauschsignale im Zeitbereich analysiert. Um einen Überblick über die spektrale Verteilung der impulsartigen Rauschsignale zu erhalten, wird auf die Frequenz- und Zeit-/Frequenzdarstellung eingegangen. Zuletzt wird in diesem Kapitel die messbare Störleistung an den PLC-Koppelementen anhand einer Koppelfunktion beschrieben. Diese Störleistung ist die Leistung, die den Nenner im SNR-Quotienten bildet und maßgeblich die Robustheit des Kommunikationssystems beeinflusst.

## 7.1 Rauschmessungen im Batteriepack

Die Messungen wurden an einem HEF während des Betriebs durchgeführt. Dabei wurde das Fahrzeug in elf verschiedene Betriebszustände versetzt,



**Abbildung 7.1** Koppelfunktionen zwischen der Stromquelle an den Klemmen der Li-Ionen-Batterie und den Rogowskispulen an den Zellen 1, 14, 28 und 56

welche im Folgenden als Szenarien,  $\mathcal{Z} = \{S01, \dots, S11\}$  bezeichnet werden. Es wurden Messungen in verschiedenen Szenarien durchgeführt, um den Zusammenhang zwischen den Szenarien und den Störsignalen deutlich zu machen. Tabelle 7.1 listet alle Szenarien auf. Sie enthalten Messungen, die im Stand und während der Fahrt durchgeführt worden sind. In beiden Fällen wurden zudem die Modi des Wählhebels Parkmodus (P), Dauerbetrieb (D) und Rückwärtsgang (R) unter verschiedenen Bedingungen variiert.

### 7.1.1 Messaufbau

Der Messaufbau ist in Abbildung 7.2 skizziert. Da die Messungen in einem sich bewegenden Fahrzeug durchgeführt worden sind, wurde zur Aufzeichnung der Messwerte ein batteriebetriebener Laptop verwendet. Über ein USB-Kabel wurden die Messwerte von einem USB-Oszilloskop, dessen Versorgungsspannung ebenfalls über das USB-Kabel zur Verfügung gestellt wurde, übertragen. Während der Messungen wurden Werte mit einer Abtastrate von 200 Msps aufgezeichnet<sup>1</sup>. Bei jeder Messung wurden 1 025 000 Messwerte erfasst, was einer Messdauer von 5,125 ms entspricht. Ein USB-Oszilloskop tastete Spannungswerte an den Klemmen

<sup>1</sup> Die nicht zum SI-Einheitensystem zugehörige Einheit sps steht für Abtastungen pro Sekunde (engl. *samples per second*).

**Tabelle 7.1** Übersicht der Messszenarien

$Z$	Modus	Betriebszustand des HEF
S01	(P)	Stand
S02	(D)	Stand
S03	(R)	Stand
S04	(D)	Fahrt
S05	(R)	Fahrt
S06	(D)	Fahrt bei angezogener Handbremse
S07	(D)	Fahrt bergauf
S08	(D)	Fahrt bei hartem Bremsen
S09	(D)	Fahrt bei mittlerem Bremsen
S10	(D)	Fahrt mit konstanter Geschwindigkeit von 16 km/h
S11	(D)	Fahrt mit abgekoppeltem Verbrennungsmotor

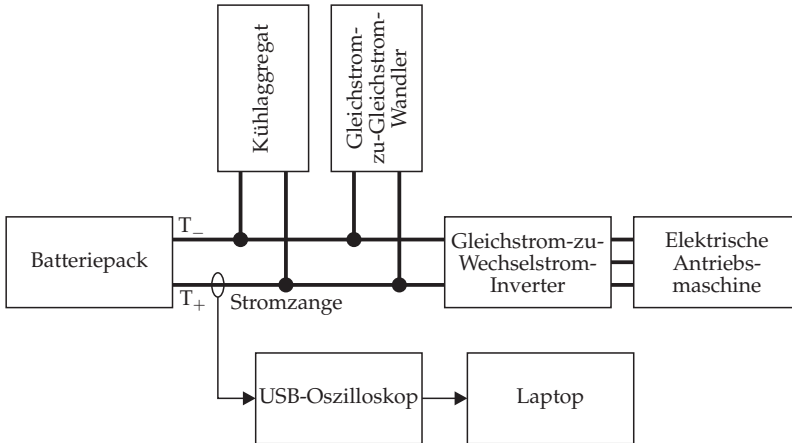
einer Stromzange ab, die um das Versorgungskabel des Terminals  $T_+$  der Li-Ionen-Batterie befestigt wurde. Die Stromzange wandelt den durch die Störquellen verursachten Strom im Versorgungskabel in eine Spannung um, die mithilfe einer Transferimpedanz [17] wieder auf den gemessenen Strom umgerechnet werden kann .

### 7.1.2 Störquellen

In Abbildung 7.2 sind neben dem Messaufbau auch die Störquellen skizziert, die hauptsächlich zur Störsignaleinspeisung in die Li-Ionen-Batterie beitragen. Dazu gehören

- das Kühlaggregat,
- der Gleichstrom-zu-Gleichstrom-Wandler,
- die elektrische Antriebsmaschine und
- der Gleichstrom-zu-Wechselstrom-Inverter.

Letzterer erzeugt die größte Rauschleistung, da der Gleichstrom-zu-Wechselstrom-Inverter mithilfe von Bipolartransistoren mit isolierter Gate-Elektrode (engl. *insulated-gate bipolar transistor* oder kurz IGBT) den



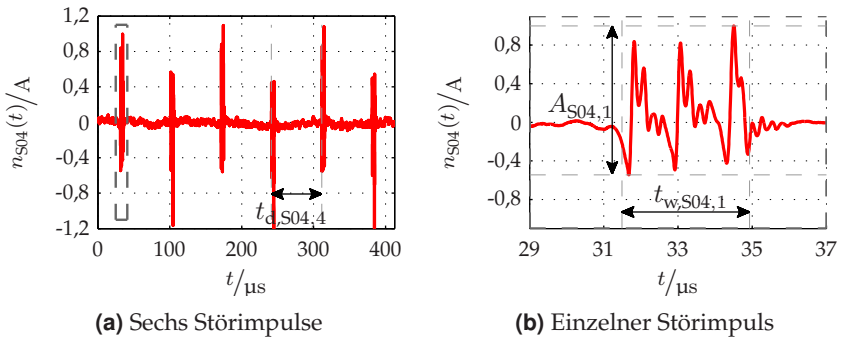
**Abbildung 7.2** Messaufbau zur Aufzeichnung der Rauschsignale

Gleichstrom in dreiphasigen Wechselstrom transformiert. Dabei erzeugen die Schaltvorgänge Störimpulse als kurze, impulsartige Spannungstransienten, die in Amplitude und Länge variieren.

## 7.2 Analyse der Rauschmessungen

In allen Messszenarien, außer in S01, im Betriebsmodus (P), treten Störimpulse auf. Abbildung 7.3(a) zeigt exemplarisch sechs Störimpulse aus der Messung S04. Die zeitlichen Ausschnitte der Störsignale der gesamten Messkampagne  $\mathcal{Z}$  sind im Anhang A.1 zu finden. Bei Betrachtung der Impulse fällt auf, dass sie einen von der Fahrweise unabhängigen mittleren Abstand von  $\bar{t}_{d,\mathcal{Z}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N t_{d,S04,i} = 70 \mu\text{s}$  aufweisen, wobei  $N$  die Anzahl der Rauschimpulse für das jeweilige Szenario angibt. Für den gesamten Messdatensatz lässt sich für die Abstände zwischen den Impulsen eine Standardabweichung von  $1,25 \mu\text{s}$  ermitteln.

Der gestrichelt markierte Störimpuls in Abbildung 7.3(a) ist in Abbildung 7.3(b) vergrößert dargestellt. Dort ist zu erkennen, dass ein Störimpuls aus drei Teilimpulsen, verursacht durch die Wandlung des Gleich-



**Abbildung 7.3** Auszug aus den Messungen in Szenario S04. (a) zeigt einen Auszug mit sechs hintereinanderliegenden Störimpulsen, wobei der gestrichelt markierte Impuls in (b) vergrößert dargestellt ist.

stroms zu dreiphasigem Wechselstrom, zusammengesetzt ist. Die drei Teilimpulse weisen eine mittlere Amplitude  $\bar{A}_{\mathcal{Z}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_{\mathcal{Z},i}$  und eine mittlere Dauer  $\bar{t}_{w,\mathcal{Z}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N t_{w,\mathcal{Z},i}$  auf. Beide Parameter,  $\bar{A}_{\mathcal{Z}}$  und  $\bar{t}_{w,\mathcal{Z}}$ , variieren im Gegensatz zum Abstand der Impulse  $\bar{t}_{d,\mathcal{Z}}$  in Abhängigkeit von der Fahrweise.

Für jedes Szenario der Messkampagne wurde die mittlere Breite der Impulse  $\bar{t}_{w,\mathcal{Z}}$  und die mittlere Amplitude der Impulse  $\bar{A}_{\mathcal{Z}}$  ermittelt. Dabei liefern die Parameter  $\bar{t}_{w,\mathcal{Z}}$  das Intervall [690 ns, 22,65  $\mu s$ ] und  $\bar{A}_{\mathcal{Z}}$  das Intervall [198 mA, 1114 mA] für die gesamte Messkampagne. Auffällig ist, dass im Szenario S03, Rückwärtsgang bei stehendem KFZ, die Leistung zwischen den Impulsen  $P_{ol,n,S03}$  mit  $-8,87 \text{ dBA}^2$  den mit Abstand höchsten Wert aufweist. Außerdem wurde in S03 für  $\bar{t}_{w,S03} = 690 \text{ ns}$  die kleinste mittlere Impulsbreite des Messdatensatzes  $\mathcal{Z}$  und eine relative hohe mittlere Amplitude mit  $\bar{A}_{S03} = 1,093 \text{ A}$  ermittelt. Tabelle 7.2 fasst die berechneten Parameter des gesamten Datensatzes  $\mathcal{Z}$  zusammen. Für die Parameter  $t_{d,\mathcal{Z},i}$ ,  $t_{w,\mathcal{Z},i}$  und  $A_{\mathcal{Z},i}$  sind jeweils deren Mittelwert  $\mu$  und deren Standardabweichung  $\sigma$  angegeben.

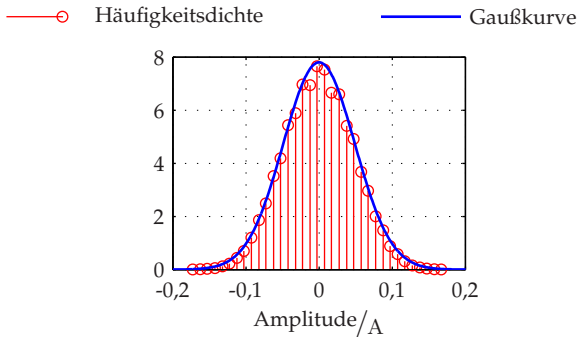
**Tabelle 7.2** Eigenschaften der Rauschsignale aller Messungen

$Z$	$t_{d,Z,i}/\mu\text{s}$		$t_{w,Z,i}/\mu\text{s}$		$A_{Z,i}/\text{mA}$		$P_{ol,n,Z}/\text{dBA}^2$
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$	
S01	–	–	–	–	–	–	–40,61
S02	70	1,25	1,96	0,5	985	147	–36,4
S03	70	1,25	0,69	0,6	1093	246	–8,87
S04	70	1,25	3,44	0,22	1070	82	–28,13
S05	70	1,25	2,72	0,14	1114	129	–27,24
S06	70	1,25	2,57	0,26	917	218	–27,05
S07	70	1,25	20,08	1,56	296	55	–25,93
S08	70	1,25	22,65	1,93	198	42	–33,3
S09	70	1,25	12,21	3,39	609	134	–36,4
S10	70	1,25	9,35	0,35	797	97	–32,3
S11	70	1,25	8,39	0,53	836	123	–32,51

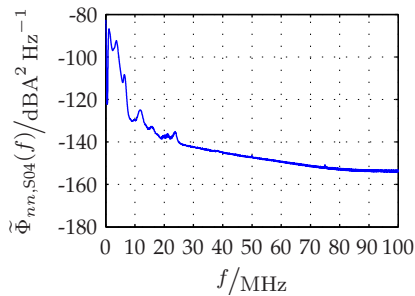
## 7.2.1 Geschätzte Leistung der Rauschsignale

Bei Vernachlässigung der Rauschimpulse, können die Rauschsignale als additives gaußsches Rauschen (eng. *additive Gaussian noise* oder kurz AGN) angenommen werden. Dies kann beispielsweise aus Abbildung 7.4 gefolgert werden, die die Häufigkeitsdichte des Rauschsignals  $n_{ol,S04}(t)$  aus S04 zeigt. Vor der Berechnung der Häufigkeitsdichte wurden die Impulse durch eine Maskierung entfernt, um nur das stationäre Rauschen einzubeziehen. Da die Verteilung der Amplituden des Rauschsignals aufgrund der Diskretisierung durch den A/D-Wandler einen treppenförmigen Verlauf bildet, ist die Häufigkeitsdichte des stationären Rauschens ebenfalls diskret. Zum Vergleich ist in Abbildung 7.4 zusätzlich eine Gaußkurve abgebildet. Wegen der guten Übereinstimmung zwischen der Häufigkeitsdichte und dem Gaußverlauf, kann somit AGN-förmiges Rauschen angenommen werden.

In Abhängigkeit der Fahrweise variiert auch das AGN, dessen Leistung, die für ein bestimmtes Szenario  $Z = \{S01, \dots, S11\}$  zwischen den Impulsen auftritt, mit  $P_{ol,n,Z}$  gekennzeichnet ist. Sie ist ebenfalls in Tabelle 7.2 aufgeführt. Nach Betrachtung des Leistungsdichtespektrums des



**Abbildung 7.4** Diskrete Häufigkeitsverteilung der Amplitude des Rauschsignals  $n_{oi,S04}(t)$ , verglichen mit einer Gaußkurve



**Abbildung 7.5** Geschätztes Leistungsdichtespektrum der Messung S04

Rauschens von S04 in Abbildung 7.5, kann für das gesamte Messintervall zwischen 1 MHz und 100 MHz kein weißes Rauschen angenommen werden. Da die Messdaten  $n_z(t)$  lediglich im Zeitbereich vorliegen, wurde das Leistungsdichtespektrum  $\tilde{\Phi}_{nn,z}(f)$  mit der Welch-Methode [65] geschätzt.

## 7.2.2 Bedeutung der Impulsstörer für das Kommunikationssystem

Was bedeuten die Werte in Tabelle 7.2 für das PLC-basierte BMS? Das System könnte so ausgelegt werden, dass Fehldetektionen von Datenbits,

die durch Störimpulse verursacht wurden, in Kauf genommen werden und dass die in Kapitel 3 geforderte BER durch den Einsatz fehlerkorrigierender Codes trotzdem erreicht wird. In Kapitel 3 wurde darüber hinaus eine Datenrate von 2 Mbps festgelegt, was einer Bitdauer von 500 ns entspricht. Nach Tabelle 7.2 liegt die Breite eines Impulses im Intervall [690 ns, 22,65  $\mu$ s]. Unter der Annahme, dass jeder Störimpuls eine Fehldetektion verursacht, würde ein Störimpuls, je nach Modulationsverfahren, im günstigsten Fall zwei Bit verfälschen. Allerdings tritt der günstigste Fall, Szenario S03, Rückwärtsgang im Stand, relativ selten auf. Im schlechtesten Fall würde ein Störimpuls 45 bit verfälschen. Bei einer Nutzdatenlänge von 11 bit bzw. 14 bit pro Datenrahmen, wäre es nicht angemessen, ein System zu realisieren, das 45 fehlerhafte Bits korrigiert.

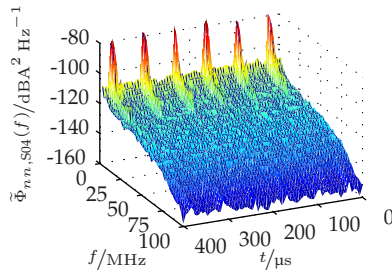
Eine weitere Möglichkeit zur Systemauslegung wäre die Anpassung der Sendeamplitude an die Störimpulse. Dabei wird die Sendeamplitude so ausgelegt, dass bereits vor der Kanalcodierung die geforderte BER  $< 10^{-3}$  erreicht wird. Allerdings würde daraus der Nachteil eines höheren Energieverbrauchs für das Kommunikationssystem folgen. Da die Energie, bezogen auf das Gesamtgewicht bzw. auf das Volumen einer Traktionsbatterie, ein wichtiges Maß darstellt, wäre diese Möglichkeit nur vertretbar, wenn die Leistung der Störimpulse nicht signifikant größer wäre als das stationäre Rauschen.

Eine sinnvolle Möglichkeit zur Systemauslegung wäre, einen Frequenzbereich festzulegen, in diesem die Leistung der Störimpulse nicht mehr signifikant über der Leistung des Rauschens zwischen zwei Störimpulsen liegt. Impulsartige Signale belegen in der Frequenzdarstellung einen großen Frequenzbereich. Von daher ist das Leistungsdichtespektrum, wie in Abbildung 7.5 zu sehen ist, nicht besonders geeignet, um die Bandbreite der Störimpulse zu ermitteln. Eine geeignetere Methode dafür ist die Zeit-Frequenzauflösung der Rauschsignale, die im folgenden Abschnitt behandelt wird.

### 7.2.3 Zeit-Frequenzdarstellung

Abbildung 7.6 zeigt eine Zeit- und Frequenzdarstellung der geschätzten Leistungsdichte der Rauschsignale, die bereits in Abbildung 7.3(a) im Zeitbereich zu sehen sind. Für die Zeit-/Frequenzdarstellung wurden die





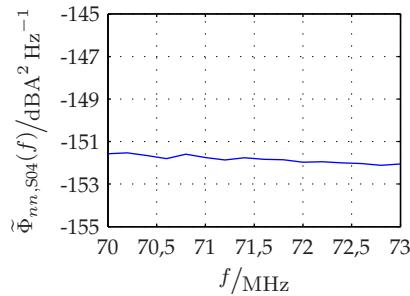
**Abbildung 7.6** Spektrogramm des zeitlichen Ausschnitts der Messung S04 aus Abbildung 7.3(a)

Signale in gleich lange Abschnitte, mit einer 50%igen Überlappung mit benachbarten Abschnitten, aufgeteilt. Für jeden Abschnitt wurde nach der Welch-Methode das Leistungsdichtespektrum für den Frequenzbereich zwischen 1 MHz und 100 MHz geschätzt. Die Gesamtdauer des Rauschsignals beträgt jeweils  $412,5 \mu\text{s}$ . Im Anhang A.3 sind die Zeit-/Frequenzdarstellungen der gesamten Messkampagne  $\mathcal{Z}$  gezeigt.

In der Zeit-/Frequenzdarstellung der geschätzten Leistungsdichtespektren sind die Impulse anhand der Leistungsspitzen, die sowohl in der Zeit als auch in der Frequenz begrenzt sind, deutlich zu erkennen. In jedem Szenario, in dem Impulse auftreten, verschwinden diese für Frequenzen über 30 MHz im stationären Rauschen. Außerdem ist zu beobachten, dass das stationäre Rauschen mit steigender Frequenz abnimmt.

Wie bereits erwähnt, handelt es sich nicht um weißes Rauschen, wenn der gesamte gemessene Frequenzbereich betrachtet wird. Bezogen auf einen kleineren Frequenzbereich, beispielsweise 3 MHz, kann jedoch weißes Rauschen bzw. AWGN angenommen werden. In Abbildung 7.7 ist für das Szenario S04 das geschätzte Leistungsdichtespektrum für den Frequenzbereich zwischen 70 MHz und 73 MHz zu sehen. In diesem Frequenzbereich weist das Rauschen annähernd einen AWGN-Charakter auf, da die Leistungsdichte hier lediglich zwischen  $-152,11 \text{ dBA}^2 \text{ Hz}^{-1}$  und  $-151,53 \text{ dBA}^2 \text{ Hz}^{-1}$  variiert.

Für die einzelnen Szenarien kann stationäres Rauschen für Frequenzen größer als 30 MHz angenommen werden. Allerdings trifft dies nicht mehr zu, wenn sich das Szenario ändert. Tabelle 7.3 listet die Zuordnung der



**Abbildung 7.7** Geschätztes Leistungsdichtespektrum der Messung S04 im Frequenzbereich zwischen 70 MHz und 73 MHz stellt näherungsweise AWGN dar

Szenarien in der ersten Spalte zu den berechneten Leistungen im Frequenzbereich zwischen 70 MHz und 73 MHz auf. Für diesen Frequenzbereich zeigt die zweite Spalte die Rauschleistung  $P_{n,Z,70;73}$  an der Klemme  $T_+$  des Batteriepacks. Die daraus resultierenden Leistungen, die an den Rogowskispulen messbar sind, sind in den übrigen Spalten aufgelistet. Um von den Leistungen am Eingang des Batteriepacks auf die Leistungen an den Rogowskispulen zu schließen, wurde eine Koppelfunktion verwendet, die im folgenden Abschnitt eingeführt wird.

### 7.3 Koppelfunktion zwischen Störquelle und Rogowskispulen

Für die Auslegung eines Kommunikationssystems stellt sich die Frage, was von der Rauschleistung am Eingang der Traktionsbatterie an den Rogowskispulen ankommen würde. Dazu wird das Verhältnis zwischen der Rauschleistungsdichte  $\tilde{\Phi}_{nn}$  an  $T_+$  und der Leistungsdichte  $\tilde{\Phi}_{\text{Rog,Rog},z}$  an den Klemmen einer Rogowskispule mit

$$K_z(f) = \frac{\tilde{\Phi}_{\text{Rog,Rog},z}}{\tilde{\Phi}_{nn}} \quad (7.1)$$

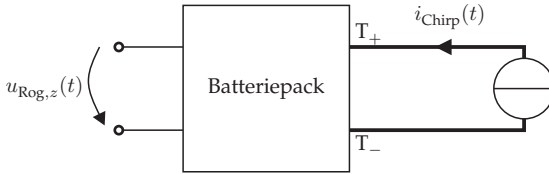
**Tabelle 7.3** Übersicht der Rauschleistung der Szenarien im Frequenzbereich zwischen 70 MHz und 73 MHz

$Z$	$P_{n,z,70;73}/\text{dBA}^2$	$P_{\text{Rog},z,Z,70;73}/\text{dBV}^2$			
		$z = 1$	$z = 56$	$z = 14$	$z = 28$
S01	-107,62	-176,89	-184,82	-176,07	-181,17
S02	-88,29	-157,49	-165,49	-156,65	-161,77
S03	-71,94	-141,23	-149,15	-140,42	-145,51
S04	-86,78	-156,01	-163,98	-155,18	-160,29
S05	-83,69	-152,90	-160,90	-152,06	-157,18
S06	-84,94	-154,17	-162,15	-153,33	-158,45
S07	-91,02	-160,29	-168,22	-159,48	-164,58
S08	-97,59	-166,86	-174,80	-166,04	-171,14
S09	-91,21	-160,42	-168,42	-159,58	-164,70
S10	-90,41	-159,62	-167,61	-158,78	-163,90
S11	-86,72	-155,92	-163,93	-155,08	-160,20

verwendet, wobei der Parameter  $z = 1, \dots, N_{\text{Zel}}$  die Li-Ionen-Zelle angibt, an der die Rogowskispule befestigt ist und somit die Position in der Traktionsbatterie beschreibt.

### 7.3.1 Modifizierung des erweiterten PLC-Kanalmodells

Um die Koppelfunktion nach (7.1) zu ermitteln, wurde das erweiterte PLC-Kanalmodell aus Abschnitt 4.3.1 modifiziert, indem zwischen den Klemmen  $T_+$  und  $T_-$  eine Stromquelle geschaltet wurde. Abbildung 7.8 zeigt das modifizierte erweiterte PLC-Kanalmodell. Während der Simulation erzeugt die Stromquelle ein Chirpsignal  $i_{\text{Chirp}}(t)$  über den Frequenzbereich zwischen 45 MHz und 540 MHz. Gleichzeitig wird die an den Klemmen der Rogowskispulen resultierende Spannung  $u_{\text{Rog},z}$  aufgezeichnet. Für beide Signale,  $i_{\text{Chirp}}(t)$  und  $u_{\text{Rog},z}$ , wurde das Leistungsdichtespektrum mit der Welch-Methode geschätzt und aus dem Verhältnis nach (7.1) die Koppelfunktion ermittelt.



**Abbildung 7.8** Konfiguration des erweiterten PLC-Kanalmodells zur Ermittlung der Koppelfunktion

### 7.3.2 Batteriepack mit 56 Li-Ionen-Zellen

Zur Berechnung der Koppelfunktion wurde die Konfiguration des Modells der Li-Ionen-Batterie eingesetzt, die in Abschnitt 4.4 vorgestellt wurde. Der Index der Rogowskispule bezeichnet die fortlaufende Nummer der Li-Ionen Zelle, an der die Spule angebracht ist. Für diese Untersuchung wurden die Zellen 1, 14, 28 und 56 mit Rogowskispulen ausgestattet. Die Anschlüsse  $T_+$  bzw.  $T_-$  sind direkt mit Zelle 1 und Zelle 56 verbunden. Sie sind am nächsten zur Stromquelle, wogegen Zelle 28 den größten Abstand zur Stromquelle aufweist.

Abbildung 7.1 zeigt eine Übersicht der Koppelfunktionen, die in der Einheit Dezibel über der logarithmisch dargestellten Frequenz zwischen 45 MHz und 540 MHz aufgetragen sind. Es fällt auf, dass für Frequenzen bis 100 MHz die Koppelfunktion  $K_z$  unabhängig von der Position im Batteriepack ist. Für Frequenzen, die darüber liegen, sind nur noch abschnittsweise Übereinstimmungen zwischen den Koppelfunktionen zu sehen.

Wenn die Rauschleistung am Eingang des Batteriepacks bekannt ist, ermöglicht die Koppelfunktion nach (7.1) eine Abschätzung der Rauschleistungen, die an den Rogowskispulen gemessen werden können. Dazu eignet sich beispielsweise der Messdatensatz der Rauschmessungen  $\mathcal{Z}$ . Dieser wurde verwendet, um mithilfe der Koppelfunktionen aus Abbildung 7.1 die resultierenden Rauschleistungen an den Rogowskispulen zu ermitteln. Die Ergebnisse sind in Tabelle 7.3 aufgeführt. Der Parameter  $P_{\text{Rog},z,\mathcal{Z},70;73}$  bezeichnet die Rauschleistung an der Rogowskispule, die an

der Li-Ionen-Zelle  $z = \{1, 56, 14, 28\}$  befestigt ist, während der Szenarien  $\mathcal{Z} = \{S0, \dots, S11\}$  im Frequenzbereich zwischen 70 MHz und 73 MHz.

### 7.3.3 Relevanz der geschätzten Rauschleistungen

Alle Werte von  $P_{\text{Rog},z,\mathcal{Z},70;73}$  in Tabelle 7.3 zeigen sehr kleine Leistungen. Selbst der größte Wert  $P_{\text{Rog},14,S03,70;73} = -140,42 \text{ dBV}^2$  stellt eine relativ kleine Rauschleistung dar. Allerdings befindet sich die Koppelfunktion für diesen Frequenzbereich mit Werten um  $-80 \text{ dB}$  am Minimum. Wenn jedoch der Frequenzbereich zwischen 90 MHz und 93 MHz betrachtet wird, in dem die Koppelfunktion  $K_z(f)$  deutlich höhere Werte um ca.  $-40 \text{ dB}$  aufweist, liegt die maximale Rauschleistung mit  $-117,95 \text{ dBV}^2$  im niedrigen Pikowatt-Bereich. Für das Kommunikationssystem sind kleine Rauschleistungen vorteilhaft im Bezug auf die nötige Sendeleistung.

## 7.4 Zusammenfassung der Störsignal-Analysen

In diesem Kapitel wurden die Rauschsignale in einer Traktionsbatterie analysiert. Die Kenntnis über das Rauschen am Empfänger ist unabdingbar für die Auslegung des Kommunikationssystems. Anhand der Rauschleistung am Empfänger kann im nächsten Schritt auf die Signalleistung geschlossen werden, die benötigt wird, um die geforderte Robustheit zu erreichen.

Für die Analyse des Rauschens in einer Li-Ionen-Batterie wurden Messdaten verwendet, die von einem Konsortiumspartner zur Verfügung gestellt wurden. Die Messdaten wurden für verschiedene Szenarien, also für verschiedene Betriebszustände des HEF, aufgezeichnet. Dieses Kapitel zeigte die Auswertung des Datensatzes im Zeitbereich, Frequenzbereich und Zeit-/Frequenzbereich. Dabei wurden statistische Eigenschaften und Kennwerte aus den Messdaten extrahiert.

Im Zeitbereich sind hohe Impulse, die durch den Gleichstrom-zu-Wechselstrom-Inverter entstehen, zu beobachten. Der Abstand der Störimpulse variiert kaum bei Betrachtung der verschiedenen Szenarien, wogegen die Dauer und Amplitude der Störimpulse stark abhängig von den Szenarien ist. Bei der Auslegung eines Kommunikationssystems wäre es nicht

sinnvoll, die Sendeleistung an den Rauschpegel zwischen den Impulsen anzupassen und die Bitfehler, die durch die Störimpulse entstehen, mit einer Kanalcodierung zu korrigieren. Der Grund dafür ist, dass die Dauer der Störimpulse zu groß ist, um mit einer Kanalcodierung ein robustes Kommunikationssystem zu realisieren. Allerdings ist bei der Zeit-/Frequenzdarstellung der Messdaten zu erkennen, dass ab einer Frequenz größer als 30 MHz keine signifikante Leistung der Störimpulse vorhanden ist. Zudem weisen die Rauschsignale für eine Bandbreite von 3 MHz annähernd weißen, gaußschen Charakter auf.

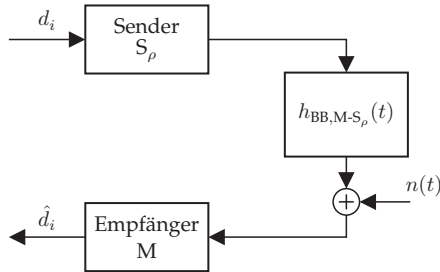
Da die Messungen an der Anschlussklemme des Batteriepacks aufgezeichnet wurden, mussten anhand einer Koppelfunktion die Rauschsignale an den Klemmen der Rogowskispule berechnet werden. Die Rauschleistung an den Klemmen der Rogowskispule ist die Leistung, die den Nenner des SNR bildet. Für die Berechnung der Koppelfunktion wurde das Simulationsmodell des erweiterten PLC-Kanalmodells aus Abschnitt 4.4 verwendet. Dabei wurde mit einer Stromquelle zwischen den Klemmen  $T_+$  und  $T_-$  ein Chirpsignal erzeugt, das an den Klemmen der Rogowskispulen wieder gemessen wurde, wobei das Chirpsignal durch den Kanal beeinflusst wurde.

Die Koppelfunktion in Abhängigkeit der Position im Batteriepack variiert kaum für Frequenzen unterhalb 100 MHz. Für Frequenzen darüber variiert die Koppelfunktion für bestimmte Frequenzbereiche. Für den Worst-Case, für das Szenario mit der größten Rauschleistung, beträgt die durch die Koppelfunktion ermittelte Leistung mindestens  $-140,42 \text{ dBV}^2$  und höchstens  $-117,95 \text{ dBV}^2$ . Dies gilt bis 100 MHz und bis zu einer Bandbreite von 3 MHz. Für ein Kommunikationssystem sind diese relativ kleinen Leistungswerte des Rauschens vorteilhaft, vor allem weil AWGN angenommen werden kann.

# 8 Vergleich von Übertragungsmethoden

In diesem Kapitel werden Simulationen von jeweils einem Einträger- sowie einem Mehrträgerverfahren vorgestellt. Beide Verfahren sind jeweils mit einer Zeit-, Rahmen- und Frequenzsynchronisation sowie einer Kanalschätzung zur Entzerrung des Übertragungskanals ausgestattet. Die hier vorgestellten Simulationsmodelle wurden mit MATLAB/Simulink im äquivalenten Basisband implementiert. Die Übertragungsfunktionen, die in Kapitel 4 präsentiert worden sind, wurden ebenfalls im Basisband in die Simulationsmodelle eingefügt.

Zunächst werden die Simulink-Modelle des Einträger- und Mehrträgerverfahrens beschrieben. Sie sind zum Teil im Rahmen studentischer Abschlussarbeiten entstanden [88, 89] und mit analytischen BER-Verläufen aus der Literatur verifiziert worden [81]. Für beide Modelle wird gezeigt, welche Parameter der Übertragungsverfahren die Projekt-Randbedingungen hinsichtlich Latenz, Datenrate und Robustheit erfüllen. Da die Simulink-Modelle des Einträger- und Mehrträgerverfahrens teilweise die gleichen Schritte aufweisen, werden diese nur ein Mal beschrieben. Dazu gehören die Synchronisation und die Kanalcodierung, die in Abschnitten 8.4 bzw. 8.5 behandelt werden. Die Kanalcodierung soll die Robustheit des Systems verbessern, wobei Blockcodes und Faltungscodes vorgestellt werden. Zum Schluss des Kapitels werden Simulationen präsentiert, mit denen die Leistungsfähigkeit der Kommunikationssysteme bewertet und verglichen wird. Die nachrichtentechnischen Grundlagen, die in diesem Kapitel aufgegriffen werden, orientieren sich an der Standard-Literatur für Nachrichtentechnik [32, 44, 48].



**Abbildung 8.1** Blockschaltbild des allgemeinen PLC-basierten Kommunikationssystems in einer Li-Ionen-Batterie

## 8.1 PLC-basiertes Kommunikationssystem

Abbildung 8.1 zeigt ein allgemeines PLC-basiertes Kommunikationssystem, das sowohl für Einträger- als auch für Mehrträgerverfahren gilt. Das Prinzip ist für beide Verfahren gleich, d. h. der Sender  $S_\rho$  schickt die Symbole im Basisband über den PLC-Kanal  $h_{\text{BB},M-S_\rho}(t)$ , der auch die Rogowskispulen als PLC-Koppelemente beinhaltet. Anschließend werden die Symbole mit AWGN überlagert, bevor sie zum Empfänger gelangen. Der Empfänger  $M$  an der Position  $\rho = \{1, \dots, N_{\text{Zel}}\}$  führt die Synchronisation und eine Kanalverzerrung durch und schätzt die gesendeten Daten.

Durch den Vergleich zwischen geschätzter Bitfolge  $\hat{d}_i$ , ( $i = 1, \dots, k_{\text{volt}}$  bzw.  $i = 1, \dots, k_{\text{temp}}$ ) und gesendeter Bitfolge  $d_i$  wurde die Bitfehlerrate (BER) ermittelt. Die BER in Abhängigkeit vom Verhältnis von Bitenergie zu Rauschleistungsdichte  $E_b/N_0$  diente als Maß zur Evaluierung des Kommunikationssystems und zum Vergleich verschiedener Kommunikationssysteme.

Bei der Modellierung der Kommunikationssysteme wurden lediglich Modulationsarten mit einer kleinen Symbolwertigkeit

$$M = 2^\kappa, \text{ mit } \kappa \leq 2 \quad (8.1)$$

betrachtet, wobei der Parameter  $\kappa$  die Anzahl der Datenbits, die zu einem Symbol zusammengefasst werden, angibt. Somit wurden die Quadratur-



phasenumtastung (engl. *quadrature phase shift keying* oder kurz QPSK) und die binäre Phasenumtastung (engl. *binary phase-shift keying* oder kurz BPSK) eingesetzt.

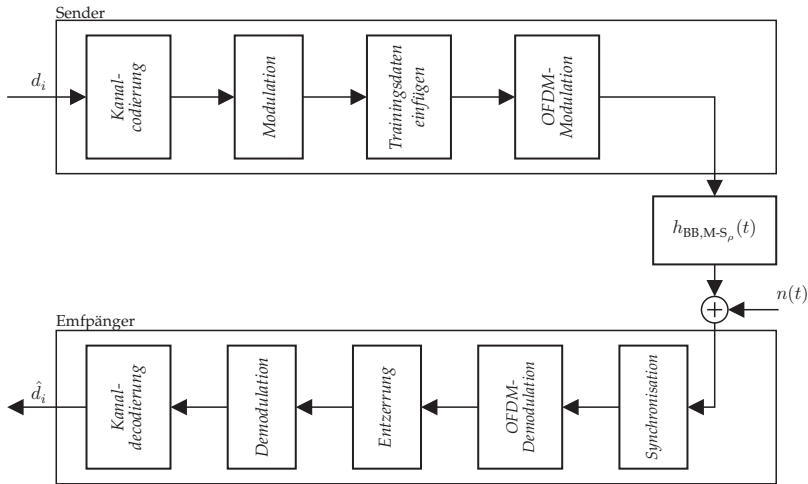
Modulationsverfahren mit  $M > 4$  sind für die vorliegende Aufgabe nicht notwendig. Basierend auf der Datenrate von  $r_D = 2$  Mbps, wurde das System für  $B = 2$  MHz ausgelegt. In den Abschnitten 8.2 und 8.3 wird gezeigt, dass die Übertragungsverfahren so parametrisiert werden, dass pro TDMA-Zeitschlitz 32 bit mit BPSK und 64 bit mit QPSK übertragen werden können. Die maximale Anzahl an Nutzdaten, die pro TDMA-Zeitschlitz anfallen, beträgt allerdings nur  $k_{\text{volt}} = 16$  bit. Somit stehen bei BPSK 16 bit und bei QPSK 48 bit für die Kanalcodierung zur Verfügung. In den Abschnitten 8.5.1 und 8.5.2 wird gezeigt, dass mehr Bits nicht notwendig sind, um die Forderungen in Kapitel 3 bezüglich der maximal zulässigen Fehlerrate  $\text{BER} = 10^{-6}$  bereits mit einfachen Kanalcodierungsmethoden zu erfüllen. Deshalb wären Modulationsverfahren mit  $M > 4$  nicht notwendig und würden lediglich mehr Energie aufgrund eines höheren benötigten SNR verbrauchen.

## 8.2 Mehrträgerverfahren

Das Orthogonale Frequenzmultiplexverfahren (engl. *orthogonal frequency-division multiplexing* oder kurz OFDM) bietet Vorteile bei frequenzselektiven Kanälen, d. h. es ermöglicht hohe Datenraten sowie eine effiziente Nutzung des vorhandenen Spektrums. Aufgrund dieser Vorteile ist OFDM in den vergangenen Jahren in zahlreichen Anwendungen, wie zum Beispiel in ADSL, in vielen Wireless-LAN-Anwendungen und im digitalen Rundfunk eingesetzt worden [6].

### 8.2.1 Übersicht des Simulink-Modells

Abbildung 8.2 zeigt eine grobe Übersicht über die Blöcke des Mehrträgerverfahrens OFDM, das in Simulink implementiert wurde. Der zu übertragenden Bitfolge  $d_i$  wird im Sender zunächst im Block *Kanalcodierung* Redundanz hinzugefügt, um eine Fehlerkorrektur zu ermöglichen. Aus der redundanten Bitfolge wird im Block *Modulation* das komplexe Ba-

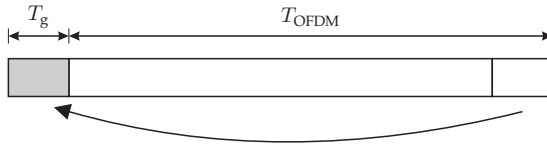


**Abbildung 8.2** Blockschaltbild des OFDM-Simulink-Modells

sisbandsignal erstellt, welches im nächsten Block mit Pilotsignalen verknüpft wird. Aus den resultierenden Signalen werden im Block *OFDM-Modulation* die OFDM-Symbole mit zyklischem Präfix erstellt und anschließend über den Kanal  $h_{\text{BB},M-S_p}(t)$  geschickt und mit einem Rauschsignal  $n(t)$  überlagert.

Der untere Teil in Abbildung 8.2 zeigt die Blöcke des Empfängers. Die empfangenen Signale gelangen zunächst in den Block *Synchronisation*, wo eine Frequenz- und Zeitkorrektur durchgeführt wird. Im nächsten Block werden die korrigierten Signale einer OFDM-Demodulation unterzogen und anschließend dem Block *Entzerrung* übergeben. Dort werden mithilfe einer Kanalschätzung die Symbole entzerrt und die Phase korrigiert. Im nächsten Block *Demodulation* werden den Signalen Bitfolgen zugeordnet, die im letzten Block decodiert werden, um eventuelle Bitfehler zu erkennen und zu korrigieren, was letztendlich zur Bitfolge  $\hat{d}_i$  führt.

Die beiden Blöcke *Kanalcodierung* und *Kanaldecodierung* werden in Abschnitt 8.5 erläutert, da die Methoden zur Kanalcodierung sowohl für das Mehrträger- als auch für das Einträgerverfahren eingesetzt worden sind.



**Abbildung 8.3** Verdeutlichung des zyklischen Präfixes als Schutzintervall. Eine bestimmte Anzahl der letzten Abtastwerte werden kopiert und vor dem Symbol eingefügt

Das Gleiche gilt für den Block *Synchronisation*, der im Abschnitt 8.4 erklärt wird. Bereits im vorigen Abschnitt wurde erwähnt, dass zur Modulation/Demodulation das BPSK- und das QPSK-Verfahren eingesetzt wurde. Auf die Grundlagen dazu wird nicht näher eingegangen, diese sind in der Standardliteratur für Nachrichtentechnik zu finden, beispielsweise in [32, 44, 48].

## 8.2.2 OFDM-Modulation

Da OFDM ebenfalls in der Standardliteratur [24, 44, 48] beschrieben ist, wird an dieser Stelle nicht auf die grundlegende Funktionsweise eingegangen, sondern auf die hier verwendete Konfiguration und deren Herleitung. Dies umfasst die Parameter Schutzintervall, Symboldauer, Anzahl der OFDM-Teilkanäle und deren Abstand im Frequenzbereich.

ISI wird bei OFDM verhindert, indem ein Schutzintervall der Dauer  $T_g$ , üblicherweise am Anfang eines Symbols, eingefügt wird. Um die Orthogonalität durch das Schutzintervall nicht zu zerstören und somit ICI zu verhindern, wird eine Kopie des letzten Symbolabschnitts der Dauer  $T_g$  als zyklisches Präfix am Anfang des Symbols eingefügt [11]. Abbildung 8.3 verdeutlicht das Prinzip des zyklischen Präfixes.

Die Dauer des zyklischen Präfix  $T_g$  wurde basierend auf den RMS Delay Spread  $\theta_{\rho, \tau_{\text{rms}}}$  aus Kapitel 6 berechnet. Wichtig ist, dass

$$T_g > \theta_{\rho, \tau_{\text{rms}}} \quad (8.2)$$

gilt, damit keine ISI auftritt. Für den Kanal aus Kapitel 4 wurde der maximale RMS Delay Spread  $\theta_{\rho, \tau_{\text{rms}}, \text{max}} = 288,82 \text{ ns}$  errechnet und somit die Dauer des Schutzintervalls auf

$$T_g = 2 \mu\text{s} \simeq 7 \cdot \theta_{\rho, \tau_{\text{rms}}, \text{max}} \quad (8.3)$$

gesetzt. Der Faktor 7 in (8.3) wurde gewählt, da er zum einen die Bedingung (8.2) erfüllt und zum anderen dafür sorgt, dass bei späterer Berechnung in (8.6) für die Anzahl der Teilkanäle  $N_{\text{FFT}} = 2^n$ ,  $n \in \mathbb{N}$  gilt. Dies ermöglicht den Einsatz der FFT und IFFT, statt der rechenintensiveren Variante DFT und IDFT. Bevor jedoch  $N_{\text{FFT}}$  ermittelt werden kann, muss zunächst die Symboldauer  $T_{\text{OFDM}}$  bestimmt werden.

Die Symboldauer  $T_{\text{OFDM}}$  lässt sich basierend auf der Dauer des Schutzintervalls  $T_g$  in (8.3) berechnen. Dabei ist zu beachten, dass das Schutzintervall keine Informationen beinhaltet und folglich die Netto-Datenrate reduziert und Energie in Anspruch nimmt, die durch einen SNR-Verlust  $V_{\text{SNR}}$  quantifiziert werden kann. Um den Datenraten- und SNR-Verlust gering zu halten, sollte für die Symboldauer  $T_{\text{OFDM}} > 4 \cdot T_g$  gelten [11]. Somit wurde für das OFDM-Simulink-Modell die Symboldauer

$$T_{\text{OFDM}} = 16 \mu\text{s} = 2 \cdot (4 \cdot T_g) \quad (8.4)$$

verwendet, was zu dem SNR-Verlust

$$V_{\text{SNR}} = 10 \cdot \log \left( \frac{T_{\text{OFDM}}}{T_{\text{OFDM}} + T_g} \right) \text{ dB} \simeq -0,51 \text{ dB} \quad (8.5)$$

führt.

Aus der Symboldauer  $T_{\text{OFDM}}$  und der Systembandbreite  $B = 2 \text{ MHz}$ , die sich nach der Datenrate  $r_D = 2 \text{ Mbps}$  richtet, folgt die Anzahl der Teilkanäle:

$$N_{\text{FFT}} = T_{\text{OFDM}} \cdot B = 32. \quad (8.6)$$

**Tabelle 8.1** Parameter des OFDM-Simulink-Modells

Schutzintervall	$T_g$	2 $\mu$ s
Dauer OFDM-Symbol	$T_{\text{OFDM}}$	16 $\mu$ s
SNR-Verlust	$V_{\text{SNR}}$	-0,51 dB
Abstand Teilkanäle	$\Delta f$	62,5 kHz
Anzahl Teilkanäle	$N_{\text{FFT}}$	32
Anzahl OFDM-Symbole	$N_{\text{OFDM}}$	2
Systembandbreite	$B$	2 MHz
Rahmendauer	$T_{\text{R,OFDM}}$	36 $\mu$ s
Schutzintervall TDMA-Slot	$T_{\text{g,MC-TDMA}}$	54,09 $\mu$ s

Der Trägerabstand von zwei benachbarten Teilkanälen lässt sich aus dem Kehrwert der Symboldauer  $T_{\text{OFDM}}$  zu

$$\Delta f = \frac{1}{T_{\text{OFDM}}} = 62,5 \text{ kHz} \quad (8.7)$$

bestimmen.

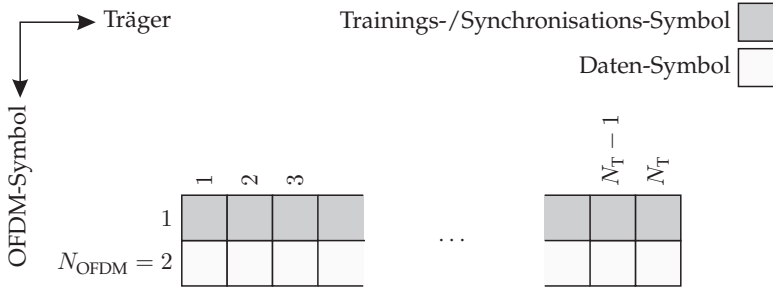
Üblicherweise werden bei OFDM die äußeren Teilkanäle permanent zu Null gesetzt, damit die stark ausgeprägten Seitenbänder, hervorgerufen durch den sinc-förmigen<sup>1</sup> Verlauf der Teilkanäle im Spektrum, nicht signifikant den festgelegten Frequenzbereich überschreiten. Die zu Null gesetzten Teilkanäle, auch Schutzbänder genannt, vereinfachen die Anforderungen an die Sendeendstufe, verringern jedoch die spektrale Effizienz von OFDM [11].

In Tabelle 8.1 sind die bisher hergeleiteten Parameter für das OFDM-Simulink-Modell sowie die Parameter der OFDM-Rahmenstruktur, die im folgenden Abschnitt gezeigt wird, zusammengefasst.

### 8.2.3 Rahmenstruktur

Die eingesetzte OFDM-Rahmenstruktur ist in Abbildung 8.4 dargestellt, wobei der Übersicht halber das Schutzintervall nicht eingezeichnet ist. Der

<sup>1</sup> Ein sinc-förmiger Verlauf basiert auf der Sinc-Funktion  $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$



**Abbildung 8.4** Struktur eines OFDM-Rahmens der Simulink-Implementierung

OFDM-Rahmen besteht aus  $N_{\text{FFT}} = 32$  Trägern und  $N_{\text{OFDM}} = 2$  Symbolen, wobei das erste OFDM-Symbol die Trainingssequenz und das zweite OFDM-Symbol die Daten inklusive Kanalcodierung beinhaltet. Die OFDM-Rahmendauer setzt sich aus der Anzahl der Symbole und aus der Summe von Symboldauer und Schutzintervall zusammen:

$$T_{R,\text{OFDM}} = N_{\text{OFDM}} \cdot (T_{\text{OFDM}} + T_g) = 36 \mu\text{s}. \quad (8.8)$$

Der Wert in (8.8) führt dabei zu keiner Überschreitung der in Kapitel 3 festgelegten maximalen Latenzzeit bei einem TDMA-Kanalzugriff. Unter Vernachlässigung des globalen TDMA-Synchronisationssignals liegt die maximale zulässige Verarbeitungszeit eines Teilnehmers bei

$$T_{\text{delay}} = \frac{T_{\text{volt}}}{N + N_{\text{sub}}} = 90,91 \mu\text{s}, \quad (8.9)$$

mit  $N_{\text{Zel}} = 100$  Li-Ionen-Zellen und  $N_{\text{sub}} = 10$ . Solange  $T_{R,\text{OFDM}} < T_{\text{delay}}$  gilt, also die Rahmendauer, die unter der maximalen Verarbeitungszeit liegt, wird die Latenzzeit zur Übertragung nicht überschritten.

In vielen OFDM-Systemen weisen die Rahmenstrukturen deutlich mehr OFDM-Symbole  $T_{\text{OFDM}} \gg 2$  auf, um den Trainings-Overhead im Verhältnis zu den Daten klein zu halten. In diesem Fall ist jedoch eine Erweiterung der Anzahl der OFDM-Symbole nicht sinnvoll, da die Anzahl der Nutzdatenbits aufgrund der burstartigen Kommunikation mit 11 bit bzw. 14 bit

klein ist. Da wegen Synchronisationsungenauigkeiten ein Schutzintervall zwischen zwei TDMA-Slots benötigt wird [43], wird die restliche Zeit dafür zur Verfügung gestellt.

## 8.2.4 OFDM-TDMA

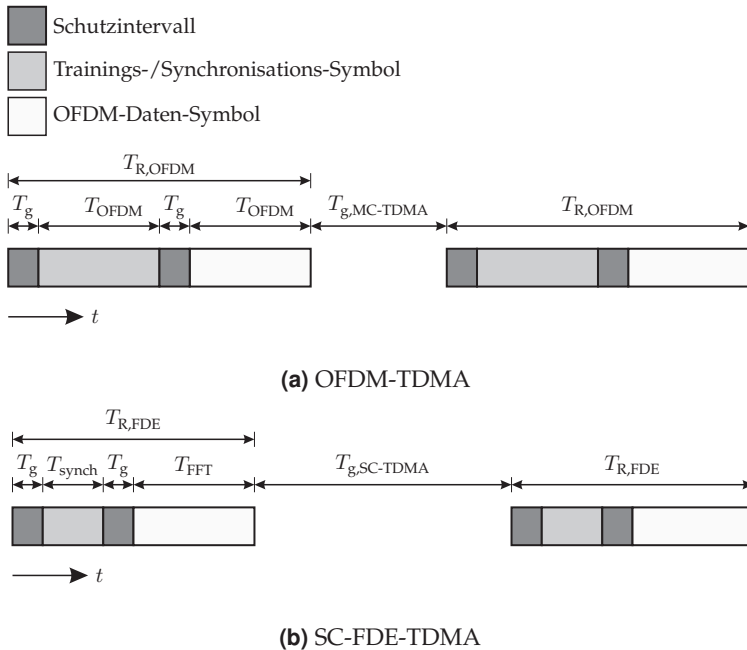
Da das implementierte Kommunikationssystem eine Kombination aus OFDM und dem in Kapitel 3 beschriebenen TDMA-Verfahren ist, handelt es sich nach [6] um ein OFDM-TDMA-System. Damit, aufgrund von Synchronisationsungenauigkeiten, keine zeitliche Überlagerung von zwei hintereinanderliegenden OFDM-Rahmen unterschiedlicher Teilnehmer entsteht, wurde ein zusätzliches Schutzintervall  $T_{g,MC-TDMA}$  definiert.

Ein in Kapitel 3 definierter Spannungsteilzyklus umfasst 110 TDMA-Zeitslots für die Übertragung der Sensordaten zur BCU. Zu Beginn eines Spannungsteilzyklus werden alle Teilnehmer auf den aktuellen TDMA-Teilzyklus synchronisiert. Unter der Annahme, dass das Synchronisationssignal die Dauer eines OFDM-Rahmens nicht überschreitet, stehen jedem TDMA-Zeitslot

$$T_{g,MC-TDMA} = \frac{T_{\text{volt}} - (N + N_{\text{sub}} + 1) \cdot T_{R,OFDM}}{N + N_{\text{sub}} + 1} = 54,09 \mu\text{s} \quad (8.10)$$

für ein Schutzintervall zur Verfügung. Abbildung 8.5(a) zeigt zwei TDMA-Rahmen, die den Zusammenhang zwischen der OFDM-Symboldauer  $T_{OFDM}$ , dem Schutzintervall eines OFDM-Symbols  $T_g$  und dem Schutzintervall eines TDMA-Rahmens  $T_{g,MC-TDMA}$  verdeutlichen.

Bei Vergleich des OFDM-Schutzintervalls  $T_g$  mit dem Schutzintervall  $T_{g,MC-TDMA}$  fällt auf, dass  $T_{g,MC-TDMA}$  wegen  $T_{g,MC-TDMA} \gg T_g$  überdimensioniert ist. Abhilfe könnte eine Erweiterung des OFDM-Rahmens um ein weiteres Symbol liefern. Allerdings ist – wie bereits erwähnt – ein weiteres Symbol nicht zwingend erforderlich, da die Anzahl der Datenbits relativ klein ist. Zwar könnte man die durch eine Symbolerweiterung hinzugewonnenen Bits für die Kanalcodierung einsetzen, jedoch müsste für das zusätzliche Symbol auch zusätzlich Energie aufgewendet werden. Die Ergebnisse der Simulationen in Abschnitt 8.6 bestätigen, dass eine Erweiterung der Symbole nicht unbedingt notwendig ist, um die Randbedingungen aus Kapitel 3 zu erfüllen.



**Abbildung 8.5** Darstellung von jeweils zwei Rahmen bei OFDM- und SC-FDE-TDMA

### 8.2.5 Nachteile von OFDM

Auch wenn OFDM mittlerweile in vielen breitbandigen Kommunikationslösungen eingesetzt wird, weist das Verfahren Nachteile auf. Zum Beispiel können hohe Sendeamplituden entstehen, wenn mehrere Träger zufällig die gleiche Phase aufweisen [50]. Dies wird durch den sogenannten Crestfaktor quantifiziert. Falls keine Gegenmaßnahmen zur Verteilung der Trägerphasen getroffen werden, führen hohe Sendeamplituden zu Herausforderungen in Sendeendstufen, die für mögliche Leistungsspitzen ausgelegt werden müssen. Andernfalls können Verzerrungen durch Nichtlinearitäten im Verstärker auftreten.

Weitere Probleme bei OFDM ergeben sich durch Phasenrauschen und Frequenzoffsets. Wenn der Frequenzabstand zwischen den OFDM-Teil-



kanälen kleiner ist als die Bandbreite des oszillatorbedingten Phasenrauschens, steigt die Fehlerrate bei der Signalübertragung [3, 4, 62]. Frequenzoffsets entstehen durch Ungenauigkeiten in Oszillatoren, was bewirken kann, dass die Orthogonalitätsbedingung verletzt wird und damit ICI entsteht. Ein weiteres Problem bei OFDM sind schmalbandige Notches im Übertragungskanal, die einzelne Teilkanäle stören und höhere Fehlerraten zur Folge haben.

## 8.3 Einträgerverfahren

Bei Einträgerverfahren wirken sich die im vorigen Abschnitt beschriebenen Problematiken weniger auf die Robustheit aus als bei OFDM:

- Einträgerverfahren weisen im Gegensatz zu OFDM einen kleinen, von dem Modulationsverfahren abhängigen Crestfaktor auf.
- Die Übertragung beim Einträgerverfahren wird weniger durch oszillatorbedingtes Phasenrauschen beeinträchtigt als bei OFDM [12].
- Bei Verwendung von nur einem Träger kann ICI gar nicht erst entstehen.
- Die zu übertragenden Symbole werden bei Einträgerverfahren über das gesamte Spektrum verteilt. Dadurch haben schmalbandige Notches eine geringere Auswirkung auf die Fehlerrate als beim OFDM-Verfahren, das die gleiche Bandbreite nutzt wie das Einträgerverfahren.

In diesem Abschnitt wird die Simulink-Implementierung eines Einträgerverfahrens in Kombination mit einer Frequenzbereich-Entzerrung (engl. *single-carrier modulation with frequency-domain equalization* oder kurz SC-FDE) erläutert. Ein umfassender Überblick über SC-FDE ist in [47] und [18] zu finden.

SC-FDE wurde für die Untersuchungen gewählt, da es sich mit relativ wenig Aufwand in ein OFDM-Verfahren umbauen lässt. Dazu muss hauptsächlich lediglich eine IFFT-Operation vom Empfänger in den Sender verschoben werden [47]. Obwohl es sich um ein Einträgerverfahren handelt,

werden größtenteils die gleichen Blöcke eingesetzt [18]. Beispielsweise können die gleichen Methoden zur Zeit- und Frequenzsynchronisation verwendet werden. Daher weisen beide Verfahren eine ähnliche Komplexität auf [13]. Ein wesentlicher Unterschied ist, dass bei SC-FDE die IFFT im Empfänger implementiert wird, statt im Sender, wie es bei einer OFDM-Implementierung der Fall ist.

SC-FDE ist ein gruppenbasiertes<sup>2</sup> Übertragungsverfahren, wodurch eine Latenzzeit bei der Übertragung entsteht, ähnlich wie bei OFDM. Eine Symbolgruppe aus Nutzdaten besteht aus

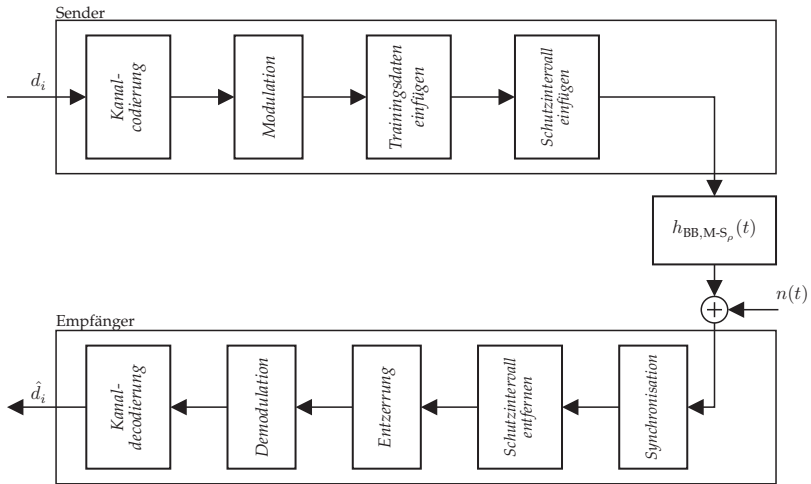
$$N_{\text{FFT}} = 2^n, \text{ mit } n \in \mathbb{N}, \quad (8.11)$$

komplexen Symbolen, damit die Symbole mit der FFT bzw. IFFT verarbeitet werden können. Analog zum OFDM-Verfahren, werden Gruppen zu Rahmen zusammengefasst. Um den Einfluss von Intergruppeninterferenz zu verringern, wird zwischen den einzelnen Gruppen innerhalb des Rahmens ein Schutzintervall mit der Dauer  $T_g$  als zyklisches Präfix am Anfang von jeder Gruppe eingefügt [13].

### 8.3.1 Übersicht des Simulink-Modells

In Abbildung 8.6 ist die Struktur der Simulink-Implementierung des SC-FDE-Modells gezeigt. Im Sender wird einer Datenfolge  $d_i$  im Block *Kanalcodierung* zunächst Redundanz hinzugefügt, um Bitfehler, die bei der Übertragung entstehen, korrigieren zu können. Im Block *Modulation* wird anhand einer BPSK oder QPSK der Bitstrom komplexen Symbolen zugeordnet, die im folgenden Block mit Trainingssymbolen für die Synchronisation und Entzerrung verkettet werden. Im letzten Block des Senders, *Schutzintervall einfügen*, wird vor jeder Gruppe ein zyklisches Präfix eingefügt.

<sup>2</sup> In der englischen Literatur wird häufig der Ausdruck *block* bzw. *blockwise* verwendet. Um hier Verwechslungen mit der Referenz zu Simulink-Blöcken zu vermeiden, wird stattdessen der Begriff Gruppe oder – synonym dazu – Symbolgruppe verwendet.



**Abbildung 8.6** Blockschaltbild des SC-FDE-Simulink-Modells

Nachdem die Symbolgruppen den Kanal passiert haben, werden im Empfänger im Block *Synchronisation* die entstandenen Zeit- und Frequenzoffsets geschätzt und korrigiert. Der zyklische Präfix zur Reduzierung von ISI wird im nachfolgenden Block *Schutzintervall entfernen* entfernt und anschließend die Entzerrung im Frequenzbereich durchgeführt. Im Block *Demodulation* findet die Zuordnung von komplexen Symbolen zu jeweils  $\kappa$  bit statt. Im letzten Block wird nach einer eventuellen Fehlerkorrektur die geschätzte Bitfolge  $\hat{d}_i$  als Ergebnis geliefert.

Teilweise werden beim SC-FDE-Simulink-Modell die gleichen Blöcke wie beim OFDM-Simulink-Modell verwendet. Deshalb werden die entsprechenden Blöcke in späteren Abschnitten erläutert. Dazu gehört der Block *Synchronisation*, der in Abschnitt 8.4, und der Block *Kanalcodierung*, der im Abschnitt 8.5 erläutert wird. Die beiden Blöcke *Trainingsdaten einfügen* und *Schutzintervall einfügen* werden im folgenden Abschnitt erklärt und der Block *Entzerrung* wird in Abschnitt 8.3.6 kurz erläutert. Eine Übersicht der in den Folgeabschnitten hergeleiteten Parameter für das SC-FDE-Simulink-Modell ist in Tabelle 8.2 gezeigt.

**Tabelle 8.2** Parameter des SC-FDE-Simulink-Modells

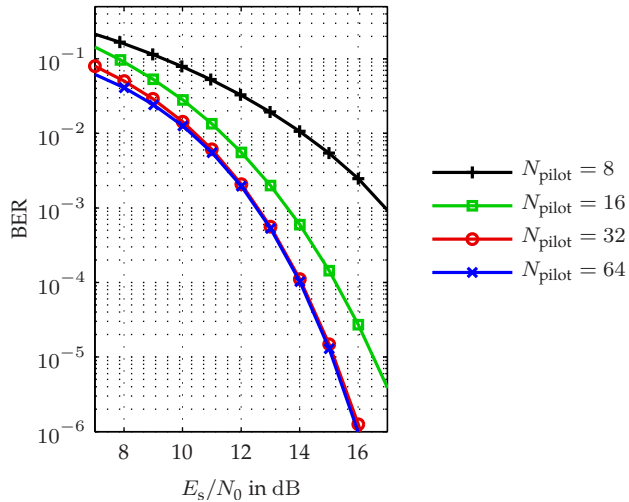
Schutzintervall	$T_g$	2 $\mu$ s
Symbole Schutzintervall	$N_g$	4
Dauer Trainingssequenz	$T_{\text{pilot}}$	8 $\mu$ s
Symbole Trainingssequenz	$N_{\text{pilot}}$	16
Dauer Nutzdaten-Gruppe	$T_{\text{FFT}}$	16 $\mu$ s
Nutzdaten-Symbole pro Rahmen	$N_{\text{FFT}}$	32
Systembandbreite	$B$	2 MHz
Rahmendauer	$T_{\text{R,FDE}}$	30 $\mu$ s
Schutzintervall TDMA-Slot	$T_{\text{g,SC-TDMA}}$	60,09 $\mu$ s

### 8.3.2 Trainingsdaten einfügen

Ein Vorteil von SC-FDE ist, dass die Anzahl der Trainingssymbole bei Bedarf geringer sein kann als bei OFDM [18], was zu einer besseren spektralen Effizienz führt. Bei OFDM muss immer ein gesamtes OFDM-Symbol für die Trainingsdaten verwendet werden. Dagegen müssen bei SC-FDE die Trainingsdaten lediglich mindestens die doppelte Dauer des Schutzintervalls aufweisen:

$$T_{\text{pilot}} \geq 2 \cdot T_g. \quad (8.12)$$

Damit bei der Verarbeitung der Signale statt der DFT die schnellere FFT eingesetzt werden kann, muss die Anzahl der Trainingssymbole  $N_{\text{pilot}} = 2^n$ , mit  $n \in \mathbb{N}$ , erfüllen. Es stellt sich die Frage, welcher Wert für  $n$ , unter Berücksichtigung von (8.12), eingesetzt werden sollte. Um dies zu beantworten, wurden Simulationen der BER mit allen möglichen Werten durchgeführt, die die Bedingung (8.12) erfüllen und die durch den TDMA-Kanalzugriff geregelte Latenzzeit nicht verletzen. Abbildung 8.7 zeigt die Ergebnisse der Simulation. Bei Verwendung von  $N_{\text{pilot}} = 16$  Symbolen verbessert sich die BER-Kurve stark gegenüber der Kurve mit  $N_{\text{pilot}} = 8$  Symbolen. Eine weitere Anhebung auf 32 oder 64 Symbole verbessert die BER-Kurven nur noch geringfügig, etwa um 1 dB für  $\text{BER} = 10^{-3}$ . Somit wurden für alle weiteren Simulationen  $N_{\text{pilot}} = 16$  Trainingssymbole im Block *Trainingsdaten einfügen* aus Abbildung 8.6 verwendet.



**Abbildung 8.7** BER-Ergebnisse einer Simulation des SC-FDE-Modells mit QPSK-Modulation, unter Verwendung eines AWGN-Kanals bei Variation der Trainings-symbole  $N_{\text{pilot}}$

Der Block *Trainingsdaten einfügen* ergänzt die Symbolgruppe der Nutzdaten um eine bekannte pseudozufällige Folge von komplexen Symbolen, die im Folgenden als Trainings-symbole bezeichnet werden. Dabei bestehen die Trainings-symbole aus identischen Hälften, um dem Empfänger eine Zeit- und Frequenzsynchronisation nach [55] zu ermöglichen. Die Dauer der Trainings-symbole wurde für das Simulink-Modell auf  $T_{\text{pilot}} = 8 \mu\text{s}$  gesetzt, was den mit  $N_{\text{pilot}} = 16$  zuvor bestimmten Symbolen entspricht. Um Intergruppeninterferenz zur nächsten Symbolgruppe zu verhindern, wird im nächsten Block des Simulink-Modells ein Schutzintervall angefügt.

### 8.3.3 Schutzintervall

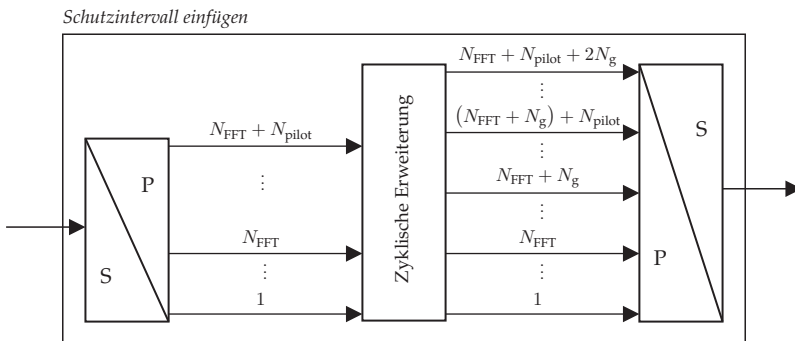
In Abbildung 8.8 ist die prinzipielle Arbeitsweise des Blocks *Schutzintervall einfügen* des Simulink-Modells gezeigt. Eingangsseitig wird ein Bitstrom von Symbolen verarbeitet, der sich aus Nutzdaten, Kanalcodierung und Trainingsdaten zusammensetzen. Die Gruppe der Nutzdaten inklusive

Kanalcodierung umfasst  $N_{\text{FFT}}$  und die Trainingssymbole umfassen  $N_{\text{pilot}}$  Abtastwerte. Sowohl die Nutzdaten als auch die Trainingssymbole werden mit einem Schutzintervall zyklisch erweitert und wieder ausgegeben. Analog zum OFDM-Verfahren wird anhand des RMS Delay Spread die Dauer des Schutzintervalls auf  $T_g = 2 \mu\text{s}$  gesetzt.

Im ersten Schritt der Signalverarbeitungskette des Blocks *Schutzintervall einfügen* wird am Eingang der gesamte Bitstrom mit  $N_{\text{FFT}} + N_{\text{pilot}}$  Abtastwerten seriell/parallel gewandelt. Im nächsten Schritt werden die jeweils letzten

$$N_g = \frac{T_g}{T_a} \quad (8.13)$$

Abtastwerte kopiert und als zyklische Erweiterung am Anfang der Nutzdaten bzw. der Trainingssymbole eingefügt. Der Parameter  $T_a = 1/f_a$  in (8.13) ist die Abtastzeit des Systems. Mit der parallel/seriell Wandlung der erweiterten Symbole, mit  $(N_{\text{FFT}} + N_g) + (N_{\text{pilot}} + N_g)$  Abtastwerten, wird die Verarbeitung des Blocks abgeschlossen. Am Ausgang liegt somit der SC-FDE-Rahmen vor, der über den Kanal übertragen wird.



**Abbildung 8.8** Prinzip des Blocks *Schutzintervall einfügen*

### 8.3.4 Rahmenstruktur

Die Rahmenstruktur des SC-FDE-Modells stimmt prinzipiell mit der Rahmenstruktur des OFDM-Modells überein. Ein Rahmen besteht aus zwei Gruppen, die jeweils um ein Schutzintervall erweitert sind. Dabei besteht eine Gruppe aus Trainingssymbolen der Dauer  $T_{\text{pilot}}$  und eine Gruppe aus Nutzdaten mit der Dauer  $T_{\text{FFT}}$ .

Um die Leistungsfähigkeit der beiden Verfahren, OFDM und SC-FDE, zu vergleichen, sollte die Rahmendauer des SC-FDE-Verfahrens nicht größer sein als die des OFDM-Verfahrens:

$$T_{\text{R,FDE}} \leq T_{\text{R,OFDM}} = 36 \mu\text{s}. \quad (8.14)$$

Außerdem muss die Bedingung in (8.11) erfüllt sein, um einen realitätsnahen Vergleich zu ermöglichen. Die beiden Bedingungen, (8.14) und (8.11), sind für  $N_{\text{FFT}} = 32$  Symbolen erfüllt, was zu einer Nutzdaten-Gruppen-Dauer von  $T_{\text{FFT}} = 16 \mu\text{s}$  führt. Somit entsteht ein SC-FDE-Rahmen mit der Länge von

$$T_{\text{R,FDE}} = (T_{\text{pilot}} + T_{\text{g}}) + (T_{\text{FFT}} + T_{\text{g}}) = 30 \mu\text{s}. \quad (8.15)$$

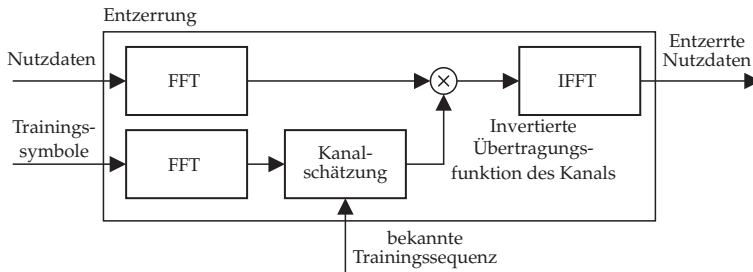
Damit ist trotz gleicher Menge von Nutzdaten der Rahmen bei SC-FDE im Vergleich zu OFDM kleiner.

### 8.3.5 SC-FDE-TDMA

Für den Kanalzugriff mittels TDMA gelten die gleichen Randbedingungen wie für OFDM, welche in Abschnitt 8.2.4 beschrieben wurden. Allerdings weist SC-FDE wegen  $T_{\text{R,FDE}} < T_{\text{R,OFDM}}$ , mit

$$T_{\text{g,SC-TDMA}} = \frac{T_{\text{volt}} - (N + N_{\text{sub}} + 1) \cdot T_{\text{R,FDE}}}{N + N_{\text{sub}} + 1} = 60,09 \mu\text{s} \quad (8.16)$$

ein größeres TDMA-Schutzintervall auf als OFDM. Abbildung 8.5(b) zeigt zwei SC-FDE-Rahmen, die durch das Schutzintervall  $T_{\text{g,SC-TDMA}}$  voneinander getrennt sind.



**Abbildung 8.9** Prinzip der Entzerrung im Frequenzbereich

### 8.3.6 Entzerrung

Nachdem der Rahmen den Kanal passiert hat, wird im Empfänger eine Zeit- und Frequenzsynchronisation (Abschnitt 8.4) durchgeführt und das Schutzintervall entfernt, bevor im Block *Entzerrung* der Kanaleinfluss rückgängig gemacht wird. Die Entzerrung der Signale ist notwendig, um eine zuverlässige Schätzung der Daten zu gewährleisten.

Das Prinzip des Blocks *Entzerrung* ist in Abbildung 8.9 gezeigt. Die Abbildung soll insbesondere die Entzerrung im Frequenzbereich verdeutlichen, die ein wichtiges Merkmal der SC-FDE darstellt. Zunächst wird das Signal in die Nutzdaten und die Trainingsymbole separiert und jeweils mittels FFT in den Frequenzbereich überführt. Im Block *Kanalschätzung* wird in der Matrixdarstellung die bekannte Trainingssequenz durch die Trainingsymbole im Frequenzbereich elementweise dividiert und anschließend durch Minimum-Mean-Square-Error-Schätzung (MMSE-Schätzung) die invertierte Übertragungsfunktion des Kanals berechnet. Anschließend werden mit der elementweisen Multiplikation der geschätzten invertierten Übertragungsfunktion des Kanals mit den empfangenen Nutzdaten im Frequenzbereich die Nutzdaten entzerrt. Die abschließende IFFT überführt die entzerrten Symbole wieder in den Zeitbereich.

Grundsätzlich stimmen die Operationen mit dem OFDM-Verfahren überein [47], allerdings mit dem Unterschied, dass bei OFDM die FFT im Empfänger statt im Sender durchgeführt wird. Bei beiden Verfahren wird die Kenntnis des SNR benötigt, um eine MMSE-Schätzung bei der



Entzerrung durchzuführen. Das SNR wird während der Synchronisation geschätzt, wie im Abschnitt 8.4 kurz erklärt wird.

## 8.4 Synchronisation

Beide Verfahren, SC-FDE und OFDM, können die gleichen Methoden zur Synchronisation verwenden [13]. Die in den Simulink-Modellen implementierte Synchronisation für Frequenz und Zeit basiert auf Methoden aus [55] und [40]. Dabei werden die Trainingsdaten aus zwei identischen Hälften aufgebaut, woraus sich mithilfe einer gemittelten Metrik der Start des Rahmens detektieren sowie die Frequenz- und Zeitabweichung korrigieren lässt. Die Metrik

$$M(t) = \frac{|P(t)|^2}{R(t)^2} \quad (8.17)$$

berechnet sich als Quotient aus  $|P(t)|^2$  und der quadrierten Energie  $R(t)^2$  der zweiten Hälfte des Trainingssymbols [40]. Der Parameter  $P(t)$  ist dabei die Korrelation der ersten Hälfte mit der zweiten Hälfte der empfangenen Trainingsdaten. Nach [40] wird die Metrik über die Dauer des Schutzintervalls  $T_g$  gemittelt, woraus sich durch Maximierung der gemittelten Metrik der optimale Abtastzeitpunkt  $t_{\text{opt}}$  ermitteln lässt. Mit der gemittelten Metrik  $\overline{M}(t)$  wird die Synchronisation ermöglicht und eine Schätzung des Signal-Störverhältnisses

$$\widehat{\text{SNR}} = \frac{\sqrt{\overline{M}(t_{\text{opt}})}}{1 - \sqrt{\overline{M}(t_{\text{opt}})}} \quad (8.18)$$

durchgeführt [55].

Abbildung 8.10 zeigt eine grobe Übersicht des Blocks *Synchronisation*, dessen Komponenten zur Rahmendetektion, Frequenz- und Zeit-Synchronisation in den folgenden zwei Abschnitten kurz erklärt werden. Detaillierte Erläuterungen zu den verwendeten Synchronisationsmethoden sind in [11, 13, 40, 41, 55] zu finden.

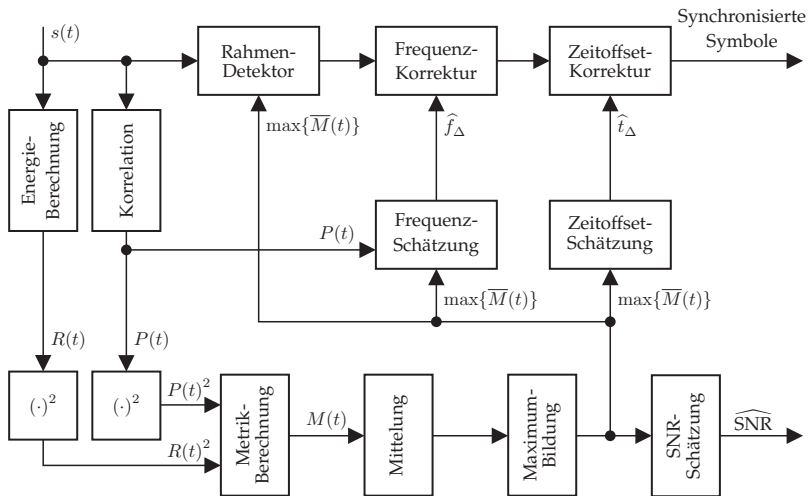


Abbildung 8.10 Übersicht der Synchronisation der empfangenen Signale

### 8.4.1 Frequenzsynchronisation

Frequenzabweichungen  $f_{\Delta}$  entstehen entweder beim Dopplereffekt – der im statischen Batteriekanal jedoch keine Rolle spielt – oder durch unterschiedliche Frequenzen der Oszillatoren im Sender und Empfänger. Da es in der Praxis nicht möglich ist, beide Oszillatoren mit der gleichen Frequenz oszillieren zu lassen [11], dürfen Frequenzabweichungen für die Systemauslegung nicht vernachlässigt werden. Dämpfungen der Amplitude, Phasenfehler und ICI sind insbesondere bei OFDM die Folge, bereits wenn kleine Frequenzabweichungen auftreten. Das liegt daran, dass bei OFDM der Trägerabstand  $\Delta f$  sehr klein im Vergleich zur Systembandbreite  $B$  ist.

Im Simulink-Modell wird ausschließlich eine Feinsynchronisation der Frequenz nach den Methoden in [41] durchgeführt, die nur Frequenzabweichungen kleiner einer halben Trägerbandbreite korrigieren kann. Insbesondere in OFDM-Systemen wird häufig sowohl eine Fein- als auch eine Grobsynchronisation der Frequenz eingesetzt, wobei Letztere ein Vielfaches einer halben Trägerbandbreite schätzt. Dies muss allerdings

durch das Einfügen zusätzlicher Trainingssymbole erkauft werden [55], was den Overhead vergrößert. Die Feinsynchronisation der Frequenz benötigt dagegen nur ein OFDM-Symbol bzw. eine Trainingssymbol-Gruppe. Dabei können jedoch nur Abweichungen innerhalb einer halben Trägerbandbreite, d. h.

$$f_{\Delta, \text{OFDM}} = \pm \frac{1}{2} \cdot \Delta f \quad (8.19)$$

bei OFDM und

$$f_{\Delta, \text{FDE}} = \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{T_{\text{pilot}}} \quad (8.20)$$

bei SC-FDE geschätzt werden. Bei genügend genauen Oszillatoren ist eine feine Frequenzschätzung ausreichend.

Die erforderliche Genauigkeit der Oszillatoren bei Verzicht auf eine Grobsynchronisation der Frequenz lässt sich anhand von (8.19) bzw. (8.20) und der Trägerfrequenz des Kommunikationssystems bestimmen, die in der Worst-Case-Betrachtung  $f_M = 600 \text{ MHz}$  beträgt. Somit müssen bei OFDM die Oszillatoren eine Abweichung von

$$\delta_{\text{OFDM}} = \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{f_{\Delta, \text{OFDM}}}{f_M} = \pm 26,04 \text{ ppm} \quad (8.21)$$

und bei SC-FDE dürfen die Oszillatoren eine Abweichung von

$$\delta_{\text{FDE}} = \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{f_{\Delta, \text{FDE}}}{f_M} = \pm 52,08 \text{ ppm} \quad (8.22)$$

aufweisen. Die Werte für die Genauigkeit in (8.21) und (8.22) erlauben den Einsatz von preisgünstigen Oszillatoren für ein PLC-basiertes BMS. Da für häufig eingesetzte Standards Oszillatoren mit besserer Genauigkeit gefordert und folglich diese Oszillatoren in hohen Stückzahlen produziert werden. In den Standards IEEE 802.11a und DVB-T liegen die Obergrenze bei 20 ppm, beim Standard IEEE 802.11g ist die Oszillatorgenauigkeit sogar mit 8 ppm vorgeschrieben [11, 31].

### 8.4.2 Rahmendetektion und Zeitsynchronisation

Grundlage für die Detektion des Rahmens liefert die Metrik (8.17). Beim Empfang der Synchronisationssymbole zeigt die Metrik  $M(t)$  zunächst einen steigenden Verlauf, anschließend ein Plateau der Länge des RMS Delay Spreads  $\theta_{\rho, \tau_{\text{rms}}, \text{max}}$  und fällt dann ab. Weil das Schutzintervall mindestens die Länge des RMS Delay Spreads aufweist,  $T_g \geq \theta_{\rho, \tau_{\text{rms}}, \text{max}}$ , kann der Beginn des Rahmens an einem beliebigen Abtastpunkt auf dem Plateau angenommen werden. Der Abtastzeitpunkt wurde nach der Methode aus [40] implementiert, die den Mittelwert der Metrik über die Länge des Schutzintervalls bildet. Das Maximum des resultierenden Verlaufs indiziert dann den Beginn des Rahmens.

Um ISI zu vermeiden, dürfen nur die Abtastwerte verwendet werden, die hinter der Dauer des RMS Delay Spreads liegen. Um das Fenster für die FFT- bzw. IFFT-Verarbeitung so zu legen, dass kein ISI entsteht, wird für die Schätzung der zeitlichen Abweichung  $\hat{t}_\Delta$  ebenfalls das Maximum der tiefpassgefilterten Metrik verwendet. Ungenaue Schätzungen von  $\hat{t}_\Delta$  können zu Bitfehlern führen.

## 8.5 Kanalcodierung

Im Gegensatz zur analogen Datenübertragung besteht bei der digitalen Datenübertragung die Möglichkeit, entstandene Bitfehler mithilfe einer Kanalcodierung, durch Hinzufügen von Redundanz, in einem gewissen Maß zu korrigieren. Die Redundanz wird anhand der Coderate

$$r_C = \frac{k_D}{n_C} \quad (8.23)$$

quantifiziert, wobei  $k_D$  die Anzahl der Datenbits am Eingang darstellt und  $n_C$  die Anzahl der Bits des Codeworts am Ausgang des Codierers [48]. Ein Codewort ist eine Abbildung der  $k_D$  Datenbits in eine eindeutige redundante Sequenz. Je kleiner die Coderate  $r_C$  ist, desto größer ist das redundante Codewort bezüglich der Datenbits und desto größer ist das Fehlerkorrekturvermögen.

Das Fehlerkorrekturvermögen führt zu einem Codierungsgewinn im Kommunikationssystem. Dieser wird durch die SNR- bzw.  $E_s/N_0$ -Differenz zwischen Übertragungen mit und ohne Kanalcodierung für eine bestimmte, vorgegebene Bitfehlerrate BER ermittelt [51]. Dabei stellt  $E_s/N_0$  das Verhältnis der mittleren Symbolenergie, als Produkt aus mittlerer Symbolleistung und Symboldauer, zur Rauschleistungsdichte  $N_0$  dar. Obwohl der Codierungsgewinn in der Literatur ein übliches Maß darstellt, wird er hier nicht zur Evaluation der Kanalcodierung herangezogen. Stattdessen wird das inverse Verhältnis der Bitfehlerrate  $BER = 10^{-3}$  ohne Kanalcodierung und der Bitfehlerrate mit Kanalcodierung bei gleichem  $E_s/N_0$  zur Evaluation der Kanalcodierung verwendet. Dieses inverse Verhältnis wird im Folgenden als BER-Gewinn  $G_{BER}$  bezeichnet, für den  $G_{BER} \leq 10^{-3}$  gelten muss, um die geforderte Robustheit aus Kapitel 3 zu erreichen.

Der BER-Gewinn eignet sich in diesem Fall besser als der Codierungsgewinn, aufgrund der im Kapitel 3 definierten Randbedingungen. Diese besagen, dass sich die Bitfehlerrate mit Kanalcodierung um  $BER > 10^{-3}$  verbessern muss, wenn ohne Codierung die Bitfehlerrate  $BER = 10^{-3}$  gilt. Mit dem BER-Gewinn bezogen auf  $BER = 10^{-3}$  kann die Erfüllung der Randbedingung aus Kapitel 3 in den BER-Kurven der Simulationen einfach überprüft werden, wie in dem Beispiel in Abbildung 8.11 zu sehen ist. Dort sind drei BER-Kurven dargestellt. Davon wurde eine Kurve ohne Einsatz einer Kanalcodierung erstellt, die beiden übrigen Kurven wurden mithilfe der Kanalcodierung A bzw. B erstellt. Für die Kurve Kanalcodierung A gilt  $G_{BER} < 10^{-3}$ , sie kann somit die Anforderungen bezüglich der Robustheit nicht erfüllen, wohingegen die Kurve Kanalcodierung B die Anforderung in Bezug auf die Robustheit erfüllt.

Für die Untersuchungen der Kanalcodierung werden ausschließlich gleichmäßige Codewörter verwendet, d. h. Codewörter, deren Länge nicht variiert. In jedem TDMA-Zeitschlitz stehen  $n_C = (N_{FFT} \cdot \kappa)$  bit für die Codewörter zur Verfügung. Für eine BPSK gilt somit  $n_C = 32$ , mit  $N_{FFT} = 32$  und  $\kappa = 1$ . Für eine QPSK gilt  $n_C = 64$ , mit  $N_{FFT} = 32$  und  $\kappa = 2$ . Obwohl für die Abtastwerte der Spannung  $k_{voltage} = 14$  bit und die der Temperatur  $k_{temp} = 11$  bit reserviert sind, bezogen sich die Untersuchungen auf den Worst-Case, mit  $k_D = \max\{k_{voltage}, k_{temp}\} = \max\{14, 11\} = 14$  Datenbits.

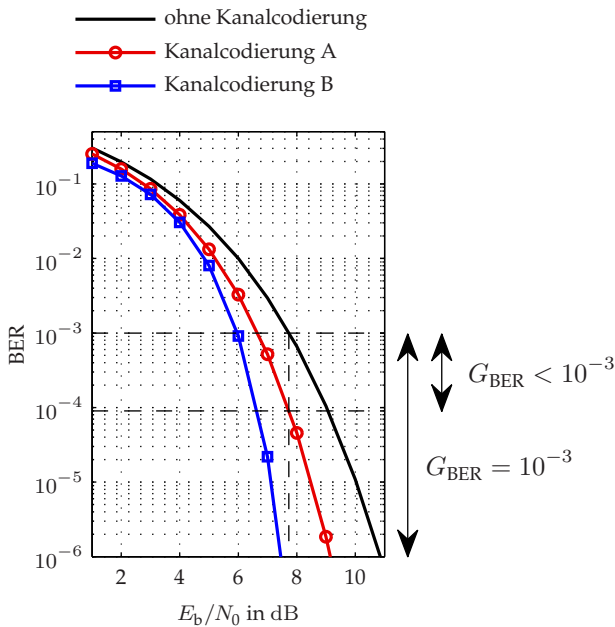
Es wurden lediglich Block- und Faltungscodes als zwei wichtige Klassen der Kanalcodierung herangezogen. Im Folgenden werden lediglich

die Konfigurationen und benötigte Definitionen sowie Eigenschaften der betrachteten Kanalcodierungen erläutert. Für detaillierte Beschreibung wird auf die Literatur [27, 51, 57, 67] verwiesen.

### 8.5.1 BCH-Codes

BCH-Codes sind eine Unterklasse der zyklischen Blockcodes, die sich dadurch auszeichnen, dass die Kanalcodewörter eines Alphabets eine feste Länge haben und die zyklische Verschiebung um beliebige Stellen wieder ein Kanalcodewort des Alphabets entstehen lässt [57].

Beschrieben werden BCH-Codes durch ihre Codewortlänge  $n_C$  und die Anzahl der Informationsbits bzw. Datenbits  $k_D$ . Ein BCH-Code ist in der Lage, eine bestimmte Anzahl von Fehlern pro Codewort zu korrigieren, welches im Folgenden als Fehlerkorrekturvermögen  $t_{ec}$  bezeichnet wird.



**Abbildung 8.11** Verdeutlichung des BER-Gewinns an exemplarischen BER-Kurven

Das Fehlerkorrekturvermögen wird von der minimalen Hamming-Distanz beeinflusst, die die Anzahl der unterschiedlichen Stellen zwischen zwei Codewörtern angibt. Für BCH-Codes gilt die Beziehung [51]

$$t_{\text{ec}} \leq \frac{d_{\text{min}} - 1}{2}, \quad (8.24)$$

wobei  $d_{\text{min}}$  die minimale Hamming-Distanz darstellt. Je mehr sich die Codewörter untereinander unterscheiden, desto höher ist das Fehlerkorrekturvermögen einer Kanalcodierung.

Zu beachten ist, dass bei BCH-Codes nur Codelängen mit

$$n_{\text{C}} \geq 2^m - 1 \text{ mit } m > 3 \quad (8.25)$$

gültige Codewörter darstellen [51]. Es ist offensichtlich, dass mit (8.25) die Flexibilität der einsetzbaren Kanalcodes einschränkt ist. Zudem geht aus (8.25) hervor, dass BCH-Codewörter mit

$$n_{\text{C}} = \begin{cases} 32 \cdot 1 = 32 & \text{bei einer BPSK und} \\ 32 \cdot 2 = 64 & \text{bei einer QPSK,} \end{cases} \quad (8.26)$$

nicht existieren. Es können jedoch Codewörter nach (8.25) ausgewählt werden, die sich nur um ein bit in (8.26) unterscheiden. Obwohl die Anzahl der zur Verfügung gestellten Datenbits  $k_{\text{D}}$  größer ist als die Anzahl der Sensor-Datenbits  $k_{\text{volt}} \in \mathcal{K}_{\text{Sensor}}$  bzw.  $k_{\text{temp}} \in \mathcal{K}_{\text{Sensor}}$ , werden Codewörter mit der Länge nach (8.25) eingesetzt. Im Anhang B.1 sind BCH-Codes für  $3 \leq m \leq 9$  aufgelistet, die aus [48] entnommen sind.

Codewortlängen nach (8.26) können trotz der Einschränkung in (8.25) generiert werden, indem gültige  $(\tilde{n}_{\text{C}}, \tilde{k}_{\text{D}})$ -BCH-Codes auf  $(\tilde{n}_{\text{C}} - \tilde{k}_{\text{D}} + s, s)$  gekürzt werden. Tabelle 8.3 listet für die Modulationsverfahren BPSK und QPSK Parameter von Kanalcodes auf, deren Längen nach (8.25) annähernd die zur Verfügung gestellten Datenbits ausfüllen sowie gekürzte BCH-Codes mit der Länge nach (8.26). Aus der Tabelle 8.3 geht allerdings hervor, dass für QPSK und  $k_{\text{D}} = 14$  gekürzte Kanalcodes gefunden werden konnten, die kürzer als 16 bit sind. Für BCH-Codes, die länger als 16 sind, wurde eine Kürzung nicht mehr in Betracht gezogen.

**Tabelle 8.3** Mögliche Parameter von BCH-Codes, gekürzte  $(\tilde{n}_C - \tilde{k}_D + s, s)$  und nicht gekürzte  $(n_C, k_D)$ .

	$\mathcal{K}_{\text{Sensor}}$	$(n_C, k_D)$ bzw. $(\tilde{n}_C - \tilde{k}_D + s, s)$	$t_{ec}$	$r_C$
BPSK	11	$(31, 11)$	5	$\frac{11}{31} = 0,35$
		$(127 - 106 + 11, 11) = (32, 11)$	3	$\frac{11}{32} = 0,34$
	14	$(31, 16)$	3	$\frac{16}{31} = 0,52$
		$(63 - 45 + 14, 14) = (32, 14)$	3	$\frac{14}{32} = 0,44$
QPSK	11	$(63, 16)$	11	$\frac{16}{63} = 0,25$
		$(63 - 10 + 11, 11) = (64, 11)$	13	$\frac{11}{64} = 0,17$
	14	$(63, 16)$	11	$\frac{16}{63} = 0,25$

## 8.5.2 Faltungscodes

Neben den Blockcodes stellen die Faltungscodes eine weitere wichtige Methode zur Kanalcodierung dar. Da Faltungscodes umfassend in der Literatur beschrieben sind [27, 48, 51, 57, 67], werden im Folgenden nur benötigte Grundlagen aufgegriffen sowie die festgelegten Parameter der Blöcke *Kanalcodierung* bzw. *Kanaldecodierung* der verwendeten Simulink-Modelle aufgezeigt.

Faltungscodes werden im Gegensatz zu BCH-Codes nicht blockweise gebildet, sondern durch eine Faltung in modulo-2 Arithmetik. Dies erlaubt eine fortlaufende Kanalcodierung von Daten. Die Faltung wird üblicherweise als endliche Zustandsmaschine in Form von Schieberegistern mit einer Gedächtnislänge von  $L - 1$  und Modulo-2-Addierern in Hardware realisiert<sup>3</sup>. Mit  $L$  wird die Einflusslänge des Faltungscodes bezeichnet, von der das Fehlerkorrekturvermögen entscheidend abhängt [67]. Mit der Gedächtnislänge wird die Anzahl der Ausgangszustände  $z = 2^{L-1}$

<sup>3</sup> Neben der Darstellung als Schieberegister [27], können Faltungscodes als Zustandsdiagramme, Trellis-Diagramme (zeitliche Beschreibung des Zustandsdiagramms), Codebäume, Generatorpolynome oder Generatormatrizen dargestellt werden [27].



festgelegt und somit die Komplexität der Kanalcodierung. Eine effiziente Decodierung wird in der Regel mit dem Viterbi-Algorithmus durchgeführt [63, 67], der auch in den Simulink-Modellen eingesetzt wurde.

Für die Untersuchungen wurden lediglich nichtrekursive Faltungscodierer eingesetzt. Sie zeichnen sich dadurch aus, dass die Schieberegister keine Rückkopplungen aufweisen [27]. Nichtrekursive Faltungscodierer nehmen bei jedem Takt nur ein Bit auf, wobei  $J \leq 2$ ,  $J \in \mathbb{Z}$  codierte Bits ausgegeben werden. Im Gegensatz zu Blockcodes sind Faltungscodes immer linear, können jedoch nicht analytisch hergeleitet werden. Sie müssen gefunden werden, typischerweise durch Ausprobieren. In Anhang B.2 sind aus [48] entnommene Faltungscodierer für  $2 \leq J \leq 5$  aufgelistet. Nichtrekursive Faltungscodierer weisen die Coderate  $R_{nr} = 1/J$  auf, weshalb sie im Folgenden mit  $1/J$ -Codes bezeichnet werden.

### Terminierte Faltungscodes

Faltungscodierer sind für einen kontinuierlichen Datenstrom mit  $k_D \rightarrow \infty$  ausgelegt. Bei Daten endlicher Länge  $k_D < \infty$ , wie es bei der burstartigen Übertragung des vorliegenden BMS der Fall ist, muss der Faltungscodierer begrenzt werden. Dazu wurden terminierte Faltungscodes eingesetzt. Diese hängen an eine Bitfolge der Länge  $k_D$  eine Nullbitfolge der Länge  $L - 1$  an [27]. Durch die Terminierung des Faltungscodierers entsteht ein linearer Blockcode [27].

Für Faltungscodierer mit  $k_D \rightarrow \infty$  gilt wie bei Blockcodes die Definition der Coderate nach (8.23). Da die Nullbitfolge keine Informationen enthält, verringert sich die Coderate bei Verwendung nichtrekursiver Faltungscodierer [27]:

$$R_{\text{Termi}} = \frac{k_D}{k + (L-1)} = R_{nr} \cdot \frac{k_D}{k_D + L - 1} < R_{nr} \quad (8.27)$$

Aus (8.27) ist ersichtlich, dass  $R_{\text{Termi}} \rightarrow R_{nr}$  für lange Daten-Bitfolgen  $k_D \gg (L - 1)$  gilt. Da bei der vorliegenden Problemstellung maximale Daten-Bitfolgen der Länge  $k_{\text{volt}} = 14$  vorkommen, sind nur Faltungscodierer mit kurzer Einflusslänge  $L$  sinnvoll, da sich sonst die Coderate nach (8.27) zu stark verringert.

Zur Initialisierung des Faltungscodierers werden die Schieberegister in der Regel mit Nullen befüllt, wodurch der Anfangszustand des Kanalcodierers festgelegt wird. Im Endzustand, nachdem das letzte Bit der Bitfolge  $d_i$  das letzte Schieberegister durchlaufen hat, befindet sich ausschließlich die zuvor angehängte Nullbitfolge in den Schieberegistern. Somit entspricht der Anfangszustand dem Endzustand.

Für die Simulationen wurde ausschließlich der kürzeste, terminierte  $1/2$ -Code, mit der Einflusslänge  $L = 3$  und der Coderate  $R_{\text{Termin}} = 14/32$  verwendet, da damit bereits für beide Systeme, OFDM und SC-FDE, sowie für die Fälle BPSK und QPSK die Anforderung  $G_{\text{BER}} > 10^{-3}$  erfüllt wird. Für den Fall BPSK ist das ohnehin der einzige einsetzbare Faltungscode, da keine weiteren Bits für längere Codewörter verfügbar sind.

## 8.6 Simulationen

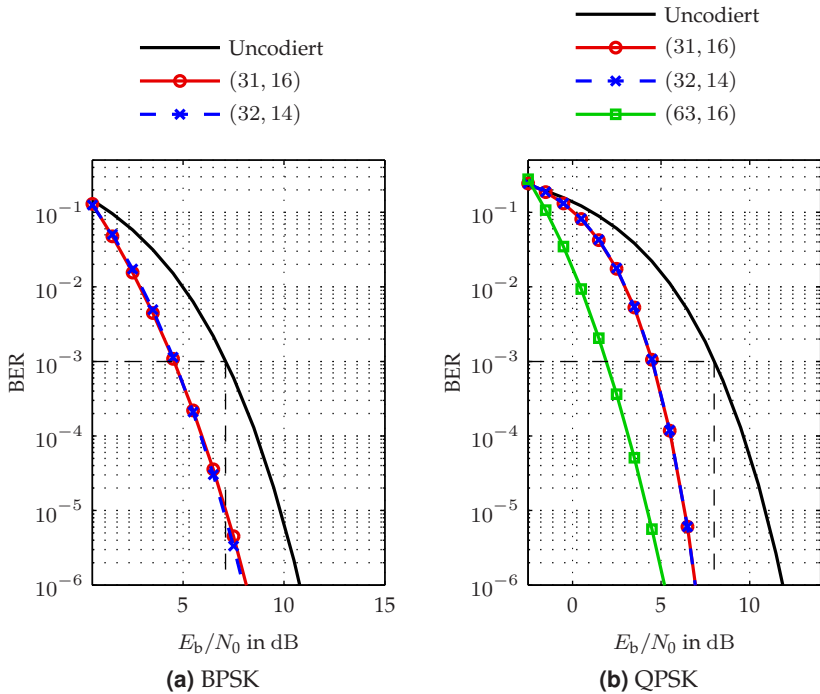
Für die Simulation wurde eine aus Kapitel 4 ermittelte Übertragungsfunktion des erweiterten PLC-Kanalmodells verwendet und um die Mittenfrequenz  $f_M = 500$  MHz ins Basisband verschoben. Aufgrund der Erkenntnisse in Kapitel 7 werden die über das Basisband übertragenen Symbole mit AWGN überlagert. Für die Darstellung der Ergebnisse wurde das Verhältnis der Bitenergie zur Rauschleistungsdichte

$$E_b/N_0 = 10 \cdot \log_{10} (E_s/N_0 - 10 \log(\kappa)) \text{ dB} \quad (8.28)$$

in der Einheit dB verwendet. Für jeden  $E_s/N_0$ -Wert wurde die Simulation abgebrochen, wenn entweder

- $2 \cdot 10^3$  fehlerhafte Bits detektiert wurden,
- $1 \cdot 10^8$  bit übertragen wurden oder
- $\text{BER} < 10^{-6}$  ermittelt wurde.

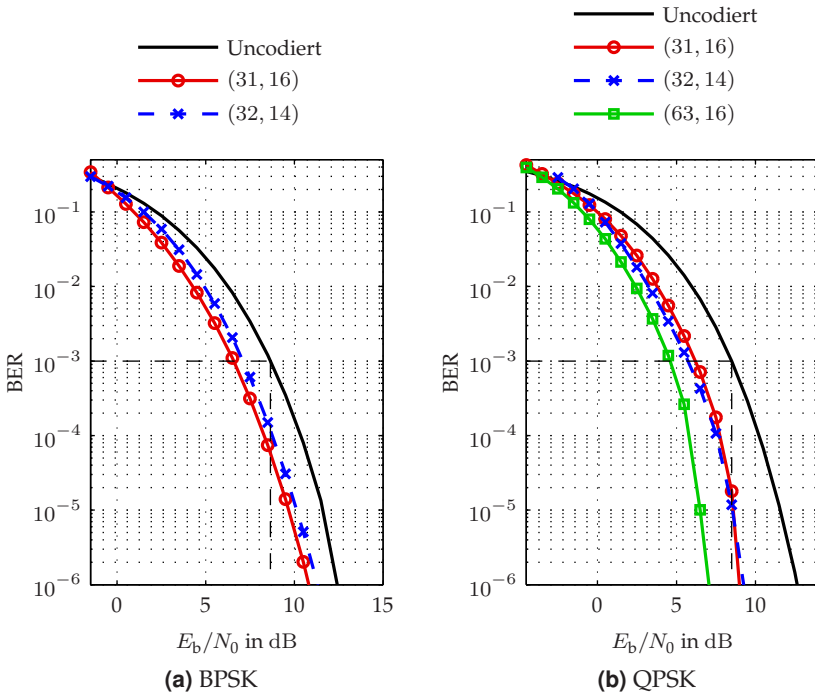
Simuliert wurden beide in diesem Kapitel vorgestellten Modelle, OFDM und SC-FDE, jeweils mit BPSK- und QPSK-Modulation. Dabei wurden alle im vorangegangenen Abschnitt erwähnten Kanalcodierungen eingesetzt.



**Abbildung 8.12** Simulationsergebnisse des OFDM-Systems mit variierender Blockcodierung und unterschiedlicher Modulation, (a) mit einer BPSK und (b) mit einer QPSK

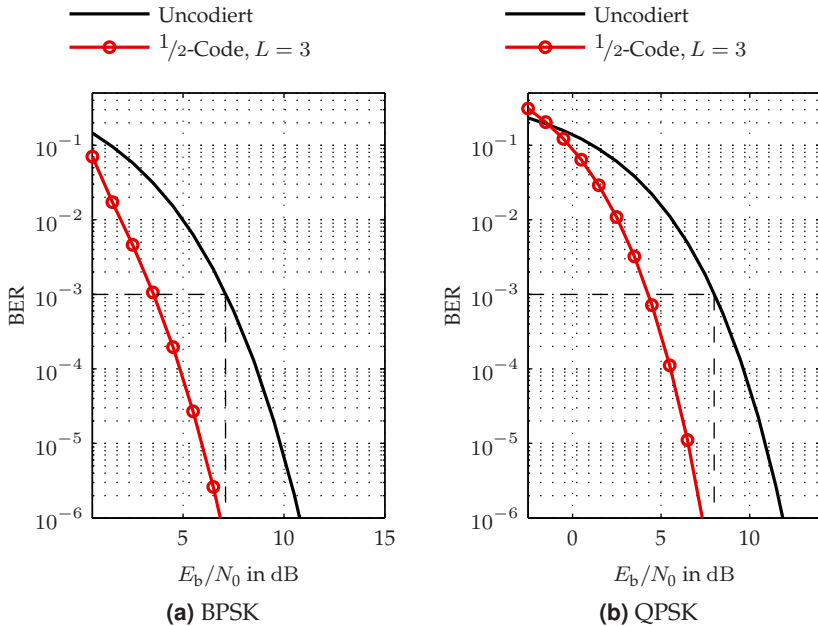
### 8.6.1 Simulationsergebnisse mit BHC-Codes

Abbildung 8.12 zeigt die Simulationsergebnisse des OFDM-Simulink-Modells bei Verwendung von BPSK in (a) und QPSK in (b). Beide Systeme wurden jeweils ohne Kanalcodierung und mit allen möglichen Blockcodes aus Tabelle 8.3 für  $k_{\text{volt}} = 14$  bit simuliert. In den Ergebnissen ist kaum ein Unterschied zwischen den Blockcodes (31, 16) und (32, 14) zu erkennen. Dies ist dadurch zu erklären, dass beide Codes ein identisches Fehlerkorrekturvermögen  $t_{\text{ec}}$  aufweisen. Eine Kürzung der Datenfolgen erweist sich daher nicht als sinnvoll. Bei Verzicht auf Kürzung, können die überschüssigen Datenbits entweder ungenutzt gelassen oder für zusätzliche Informationen reserviert werden.



**Abbildung 8.13** Simulationsergebnisse des SC-FDE-Systems mit variierender Blockcodierung und unterschiedlicher Modulation, (a) mit einer BPSK und (b) mit einer QPSK

In Abbildung 8.12(a) ist zu erkennen, dass keiner der beiden Blockcodes, (31, 16) und (32, 14), die Anforderung an den BER-Gewinn von  $G_{\text{BER}} > 10^{-3}$  erreicht. Dagegen erreichen bei der QPSK-Modulation in Abbildung 8.12(b) alle verwendeten BCH-Codes, (31, 16), (32, 14) und (63, 16), den notwendigen BER-Gewinn. Für den Blockcode (63, 16) liegt der BER-Gewinn sogar deutlich über dem geforderten Wert. Dies müsste allerdings unnötigerweise durch einen höheren Hardwareaufwand erkauft werden.

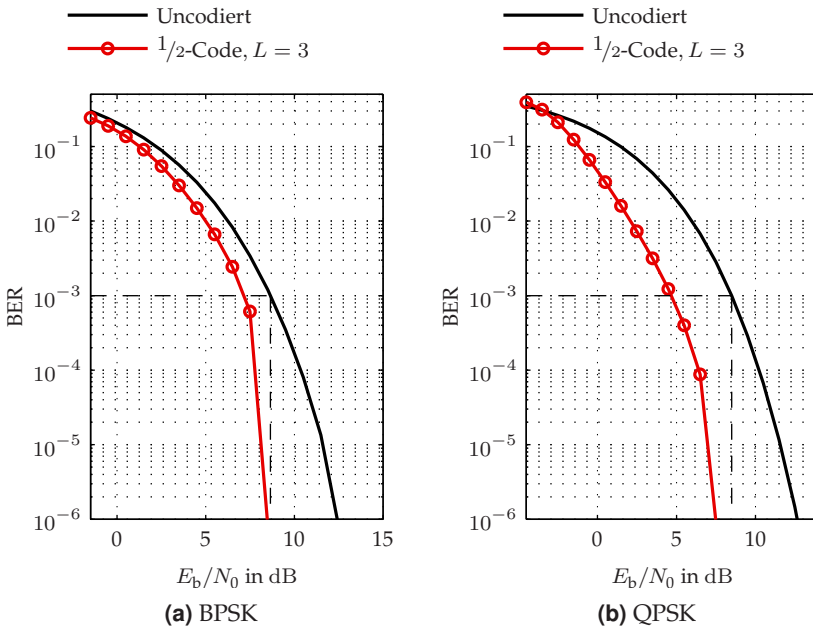


**Abbildung 8.14** Simulationsergebnisse des OFDM-Systems mit Faltungscodierer und unterschiedlicher Modulation (a) mit einer BPSK und (b) mit einer QPSK

Die Ergebnisse für das SC-FDE-Simulink-Modell sind in Abbildung 8.13 dargestellt. Ähnlich zum OFDM-Modell erfüllt bei der BPSK-Modulation keine BCH-Codierung die Anforderungen an den BER-Gewinn. Bei der QPSK-Modulation wird lediglich für den BCH-Code (63, 16) die Bedingung  $G_{\text{BER}} > 10^{-3}$  erreicht. Hierbei ist zu erkennen, dass OFDM mehr von der Kanalcodierung profitiert als SC-FDE.

### 8.6.2 Simulationsergebnisse mit Faltungscodierung

In Abbildung 8.14 sind die Simulationsergebnisse des OFDM-Simulink-Modells, (a) mit einer BPSK und (b) mit einer QPSK-Modulation gezeigt. In beiden Fällen wurde der  $1/2$ -Code mit  $L = 3$  eingesetzt, dessen Ergebnisse jeweils mit den BER-Verläufen ohne Kanalcodierung gegenübergestellt



**Abbildung 8.15** Simulationsergebnisse des SC-FDE-Systems mit Faltungscodierer und unterschiedlicher Modulation, (a) mit einer BPSK und (b) mit einer QPSK

sind. Es ist zu erkennen, dass für beide Fälle für den BER-Gewinn  $G_{\text{BER}} > 10^{-3}$  gilt. Im Vergleich zur BCH-Codierung ist hier ein deutlicher BER-Gewinn zu verzeichnen.

Die BER-Kurven für die Simulation des SF-FDE-Simulink-Modells sind in Abbildung 8.15 gezeigt. Auch hier ist ein BER-Gewinn gegenüber der BCH-Codierung zu erkennen. Zudem gilt für die Modulationsarten BPSK und QPSK  $G_{\text{BER}} > 10^{-3}$ . Trotzdem profitiert OFDM von der Faltungscodierung mehr als SC-FDE.

**Tabelle 8.4** Zusammenfassung der Simulationen aus Abschnitt 8.6.

	$\kappa$ , (Modulation)	Kanalcode	$G_{\text{BER}} < 10^{-3}$		$\eta_{\text{FFT}}$
			OFDM	SC-FDE	
BCH	1, (BPSK)	(31, 16)	(nein)	nein	0,969
	2, (QPSK)		ja	nein	0,484
		(63, 16)	(ja)	ja	0,984
Faltungscodierer	1, (BPSK)	$1/2$ -Code	(ja)	ja	1
	2, (QPSK)	$L = 3$	ja	ja	0,5

### 8.6.3 Bedeutung der Simulationsergebnisse für ein PLC-basiertes BMS

Tabelle 8.4 fasst die Ergebnisse der BER-Simulationen zusammen. Da die gekürzten BCH-Codes (32, 14) keinen signifikanten Leistungsunterschied gegenüber den ungekürzten BCH-Codes (31, 16) aufweisen, werden erstere für die Bewertung nicht betrachtet. Somit sind die gekürzten BCH-Codes auch der Übersicht halber nicht in der Tabelle 8.4 aufgelistet.

Die Simulationen haben gezeigt, dass für BHC-Codes mindestens eine QPSK-Modulation mit  $N_{\text{FFT}} = 32$  Symbolen benötigt wird, um den geforderten BER-Gewinn  $G_{\text{BER}} < 10^{-3}$  zu erreichen. OFDM profitiert von der Kanalcodierung mit BCH-Codes stärker als SC-FDE. Mit OFDM ist es bei einer QPSK-Modulation möglich, mit dem kleinsten BCH-Codes (31, 16) einen BER-Gewinn von  $G_{\text{BER}} < 10^{-3}$  zu erzielen. Bei der Faltungscodierung ist der Unterschied zwischen OFDM und SC-FDE geringer als bei der Blockcodierung. Mit dem kleinsten Faltungscode ist es gelungen, den geforderten BER-Gewinn für alle simulierten Fälle zu erreichen.

Einige Bewertungen in Tabelle 8.4 sind für den OFDM-Fall in Klammern gesetzt. In Abschnitt 8.2.2 wurde erwähnt, dass es bei OFDM-Systemen üblich ist, die äußeren Teilkanäle zu Null zu setzen. Bei Nullträgern sind die Konfigurationen, deren Bewertungen in Tabelle 8.4 eingeklammert sind, nicht realisierbar, da nicht genug Symbole vorhanden sind, um die

Codewörter zu übertragen. Da beim SC-FDE-Modell  $N_{\text{FFT}} = 32$  Symbole für die Daten zugewiesen wurden, wurden für die Simulationen der Übersicht halber auch bei OFDM alle  $N_{\text{FFT}} = 32$  Symbole für Daten verwendet, anstatt die äußeren Teilkanäle mit Null zu belegen.

Unter Beachtung, dass bei realen OFDM-Systemen die äußeren Träger nichts senden, kann bei der BCH-Kanalcodierung nur bei QPSK-Modulation der (31, 16)-Code und bei der Faltungscodierung der  $1/2$ -Code mit  $L = 3$  in Frage kommen. Dies hätte jedoch zur Folge, dass viele Träger nicht belegt wären, da lediglich 31 bit bzw. 32 bit pro Rahmen anfallen würden, obwohl bei QPSK  $N_{\text{FFT}} \cdot \kappa = 64$  bit mit  $\kappa = 2$  übertragen werden könnten. Wenn man die tatsächlich genutzten Bits  $k_{\text{D}}$  mit den nutzbaren Bits  $N_{\text{FFT}} \cdot \kappa$  pro Rahmen mit

$$\eta_{\text{FFT}} = \frac{k_{\text{D}}}{N_{\text{FFT}} \cdot \kappa} \quad (8.29)$$

ins Verhältnis setzt, wird damit die Effizienz der Bitbelegung bestimmt. Für ein OFDM-System mit Nullträgern beträgt nach (8.29) die effiziente Bitbelegung  $\eta_{\text{FFT}} = 0,484$  bzw.  $\eta_{\text{FFT}} = 0,5$ . Bei der Faltungscodierung gibt es zumindest Codes, mit der eine effizientere Belegung der Teilkanäle möglich ist und gleichzeitig durch einen größeren Wert des Fehlerkorrekturvermögens der BER-Gewinn vergrößert wird. Allerdings ist dies nicht notwendig, da mit dem bereits bewerteten Faltungscodierer die Bedingung bezüglich der Robustheit erfüllt ist.

Das SC-FDE-Modell erreicht deutlich effizientere Bitbelegungen als OFDM. Für das SC-FDE-Modell kommen nach Tabelle 8.4 drei verschiedene Konfigurationen in Frage:

- Für den QPSK-Fall mit der BCH-Codierung (63, 16) liegt die Effizienz der Bitbelegung bei  $\eta_{\text{FFT}} = 0,984$ .
- Mit dem verwendeten Faltungscodierer erreicht die Bitbelegung sogar eine Effizienz von  $\eta_{\text{FFT}} = 1$  mit BPSK.
- Mit dem verwendeten Faltungscodierer erreicht die Bitbelegung eine Effizienz von  $\eta_{\text{FFT}} = 0,4$  mit QPSK.

Für den letzten Fall besteht die Möglichkeit, die Anzahl der Symbole auf  $N_{\text{FFT}} = 16$  zu halbieren, damit eine Effizienz von  $\eta_{\text{FFT}} = 1$  erreicht wird.



Dadurch verringert sich der gesamte Rahmen sowie der Bedarf an Sendenergie. Da es sich um die kleinste Faltungscodierung handelt, werden lediglich  $L = 3$  Schieberegister für die Codierung benötigt. Somit eignet sich für das Kommunikationssystem eines BMS die folgende Konfiguration am besten:

- SC-FDE-Verfahren,
- $N_{\text{FFT}} = 16$ ,
- QPSK-Modulation,
- $1/2$ -Faltungscodierung mit der Einflusslänge  $L = 3$ .

Die Generatorkoeffizienten in oktaler Form sind in Tabelle B.2 im Anhang B.2 zu finden und die übrigen Parameter des SC-FDE-Verfahrens sind in Tabelle 8.2 aufgelistet.

Falls eine bidirektionale Kommunikation nicht notwendig ist, weist SC-FDE den weiteren Vorteil auf, dass der Großteil der Signalverarbeitung in der BCU implementiert werden kann. Wie bereits in Abschnitt 8.3 dargelegt, finden die FFT- und IFFT-Operationen lediglich im Empfänger statt, im Gegensatz zur OFDM, wo die IFFT im Sender und die FFT im Empfänger implementiert werden muss. Da bei einer unidirektionalen Kommunikation  $N_{\text{Zel}} = 100$  Sender und nur ein Empfänger vorhanden sind, ist der Unterschied im Bezug auf den Hardwareaufwand enorm, verglichen mit einer bidirektionalen Kommunikation. Ein weiterer Vorteil der SC-FDE-Alternative ist, wie in Abschnitt 8.4.1 erwähnt, dass der Oszillator eine geringere Genauigkeit als bei OFDM aufweisen muss, was den Hardwareaufwand eines PLC-basierten BMS weiter verringert.

## 8.7 Zusammenfassung der Bewertung der Übertragungsmethoden

Die Untersuchungen in diesem Kapitel hatten zum Ziel, ein geeignetes Kommunikationssystem zu finden, das die Bedingungen in Kapitel 3 erfüllt. Dazu wurden zwei Kommunikationssysteme, ein Einträger- und ein

Mehrträgerverfahren, in Simulink modelliert. SC-FDE wurde als Einträgerverfahren mit einer Frequenzbereichszerrung implementiert. Das Mehrträgerverfahren basierte auf OFDM.

Beide Verfahren, SC-FDE und OFDM, weisen fast die gleiche Komplexität auf. Sie unterschieden sich hauptsächlich darin, dass bei OFDM die Symbole auf mehrere Teilkanäle verteilt werden, wohingegen bei SC-FDE jedes Symbol über die gesamte Bandbreite verteilt wird. Bei OFDM wird die IFFT im Sender durchgeführt und die FFT im Empfänger. Bei SC-FDE dagegen, wird die IFFT und die FFT im Empfänger durchgeführt. Die Synchronisation und Kanalcodierung ist für beide Verfahren identisch.

Für die Kanalcodierung wurden BCH- und Faltungscodes eingesetzt, die durch Einfügen einer Redundanz die Korrektur einer gewissen Anzahl entstandener Bitfehler im Empfänger ermöglichen. Die Projektanforderung bezüglich der Robustheit besagt, wenn ohne Kanalcodierung das System eine BER von  $10^{-3}$  aufweist, dann muss das System mit Kanalcodierung eine  $BER \leq 10^{-6}$  aufweisen. Die BER in Abhängigkeit vom Verhältnis Bitenergie-zur-Rauschleistungsdichte wurde als wichtigstes Maß für die Bewertung der Kommunikationssysteme eingesetzt.

Um eine geeignete Lösung für ein PLC-basiertes Kommunikationssystem zu ermitteln, wurden für die Modelle OFDM und SC-FDE die Simulationen bei Variation der Modulationsarten BPSK und QPSK sowie der Kanalcodierungen durchgeführt. Dabei konnte anhand der Simulationsergebnisse, unter Berücksichtigung der Nullträger bei OFDM, der Effizienz der Bitbelegung und des Hardwareaufwands gefolgert werden, dass SC-FDE besser für ein PLC-basiertes Kommunikationssystem geeignet ist als OFDM.

# 9 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde die Powerline-Kommunikation (PLC) für Batteriemanagementsysteme (BMS) in Elektro- und Hybridfahrzeugen untersucht. Die vorliegende Arbeit kann zum einen in die Untersuchungen des PLC-Kanals und zum anderen in die Modellierung sowie den Vergleich zweier Kommunikationssysteme grob eingeteilt werden. Der erste Teil umfasst:

- die Modellierung des Übertragungskanals sowie der Rogowskispulen zum Ein- und Auskoppeln der PLC-Signale,
- Messungen von Übertragungsfunktionen, um die zuvor erstellten Modelle zu validieren,
- die Analyse des Kanals bezüglich der Mehrwegeausbreitung und
- die Analyse von gemessenen Störsignalen, die von einem Konsortiumspartner zur Verfügung gestellt worden sind.

Im zweiten Teil wurden die Erkenntnisse aus den Untersuchungen des Kanals verwendet, um ein Mehrträger- sowie Einträgerverfahren zu modellieren, das die definierten Anforderungen eines PLC-basierten Kommunikationssystems für ein BMS erfüllt. Basierend auf diesen Anforderungen wurden beide Systeme bewertet und miteinander verglichen. Damit konnte für die vorliegende Problematik das von beiden geeignetere Verfahren gefunden werden.

## 9.1 PLC-Kanal

Für einen PLC-Ansatz wird eine geeignete Ein- und Auskopplung der Kommunikationssignale benötigt. Dafür wurden Rogowskispulen als PLC-Koppelemente gewählt, weil sie für den Einsatz in Batteriepacks mehrere

Vorteile bieten. Da Rogowskispulen einfache Zylinderspulen darstellen, die um eine stromführende Leitung gelegt werden, verursachen sie nur geringfügig zusätzliches Gewicht im Batteriepack. Stromführende Leitungen erzeugen aufgrund hoher Gleichströme ebenfalls starke Magnetfelder, die bei Rogowskispulen zu keinen Sättigungseffekten führen können, da keine Ferritkerne vorhanden sind. Zudem erlaubt die einfache Bauweise von Rogowskispulen eine günstige Herstellung.

Die größte Herausforderung beim Einsatz von Rogowskispulen war deren Modellierung. Sie hat sich als problematisch erwiesen, da experimentelle Messungen gezeigt haben, dass die Impedanz der Rogowskispule abhängig von metallischen Objekten ist, die sich in der Nähe befinden. Somit konnten keine einfachen RLC-Modelle erstellt werden, deren Parameter unabhängig von der Umgebung sind. Als Lösung wurden deshalb 3D-Modelle zur Simulation elektromagnetischer Felder erstellt, welche erfolgreich mit Messungen verifiziert wurden.

Für den PLC-Kanal einer Li-Ionen-Batterie existierten in der Literatur bereits RLC-Modelle. Diese konnten jedoch nicht ohne Weiteres mit den 3D-Modellen der Rogowskispule verknüpft werden. Messungen haben gezeigt, dass bei der Kopplung mittels Rogowskispulen ein nicht zu vernachlässigender Anteil der Signalenergie über die Luft übertragen wird. Das RLC-Modell des PLC-Kanals ist jedoch nur in der Lage, drahtgebundene Signale zu modellieren. Dieses Problem wurde gelöst, indem ebenfalls ein 3D-Modell eines stark vereinfachten Batteriepacks erstellt und verifiziert wurde.

## 9.2 Kommunikationssystem auf PLC-Basis

Es wurde ein Modell eines OFDM-Systems als Mehrträger- und eines SC-FDE-Systems als Einträgerverfahren, jeweils mit 32 FFT-Operationen pro Rahmen, in Simulink erstellt. Beide Modelle wurden mit einer Synchronisation, Entzerrung und Kanalcodierung versehen. Die Modelle wurden so ausgelegt, dass sie die Anforderungen in Bezug auf die Latenzzeit und die Datenmenge erfüllen. Außerdem war gefordert, dass die Kanalcodierung die Robustheit des Systems um ein definiertes Maß verbessert. Mit verschiedenen Kanalcodierern wurden Simulationen zur Ermittlung

der Bit-Error-Rate (BER) in Abhängigkeit des Verhältnisses Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte ( $E_b/N_0$ ) durchgeführt.

Als Kanalcodierer wurden einige BCH-Codes und der kleinstmögliche Faltungscodierer, bezogen auf die Einflusslänge und die Generatorpolynome, eingesetzt. Dabei lieferte der Faltungscodierer deutlich bessere Ergebnisse als die BCH-Codierung. Die Simulationen zeigten, dass es bereits mit den niederwertigen Modulationsverfahren BPSK und QPSK möglich ist, die geforderten Bedingungen an die Robustheit zu erfüllen.

Beim Vergleich zwischen dem OFDM- und dem SC-FDE-Modell hat sich das SC-FDE-Modell mit 16 FFT-Operationen, QPSK-Modulation und  $1/2$ -Faltungscodierung mit der Einflusslänge  $L = 3$ , durchgesetzt. Der Faltungscodierer lässt sich mit drei Schieberegistern und vier Modulozwei-Addierern in Hardware realisieren.

Im Gegensatz zum OFDM-Verfahren, wird beim SC-FDE-Verfahren der Großteil der Signalverarbeitung im Empfänger durchgeführt. Falls für das BMS keine bidirektionale Kommunikation nötig ist, kann der Hardwareaufwand zusätzlich verringert werden, indem in alle Li-Ionen-Zellen ausschließlich Sender eingesetzt werden. Bei 100 Li-Ionen-Zellen als Sender und nur einer BCU als Empfänger wäre der Unterschied bezüglich des Hardwareaufwands enorm.

## 9.3 Ausblick

Ausgehend von den erbrachten Forschungsergebnissen dieser Arbeit ergeben sich weitere Ansätze für Untersuchungen, welche im Folgenden kurz aufgegriffen werden.

Die Rogowskispulen als PLC-Koppelemente wurden mit höchstens 40 Windungen sowohl simuliert als auch vermessen. Eine höhere Windungszahl wurde in dieser Arbeit nicht in Betracht gezogen, da eine Simulation eines 3D-EM-Modells aufgrund des höheren Rechenaufwands nicht möglich gewesen wäre. Man könnte in Zukunft Rogowskispulen mit einer deutlich höheren Windungszahl als 40 Windungen anfertigen und messtechnisch untersuchen, ob sich dadurch eine bessere Übertragung der PLC-Signale über den Kommunikationskanal ergibt.

Bei den Messungen an einem realen Batteriepack wurde die Übertragungsfunktion lediglich zwischen zwei Positionen aufgezeichnet. Es konnten im Rahmen dieser Arbeit nicht mehr Messungen durchgeführt werden, da wegen eines zu kleinen Zeitfensters die Möglichkeiten für mechanische Änderungen am Batteriepack eingeschränkt waren. Um jedoch die Erkenntnisse der Kanal-Simulation zu bestätigen, sind Messungen an verschiedenen Positionen im Batteriepack notwendig. Dazu sollten mehrere Rogowskispulen in einem Batteriepack positioniert und die Übertragungsfunktion gemessen werden.

Für die Analysen der Störszenarien wurden Messungen unter elf verschiedenen Bedingungen aufgezeichnet. Die Messungen sind mit einer einzelnen Testfahrt und einem Batteriepack entstanden. Es wird empfohlen, weitere realitätsnahe Rauschmessungen mit verschiedenen Testfahrzeugen durchzuführen. Damit soll sichergestellt werden, dass die in dieser Arbeit getroffenen Vereinfachungen bezüglich des Rauschens auch für verschiedene Fahrzeugtypen und Szenarien gelten.

Als Fortführung der Arbeit ist der Aufbau eines Prototypen ein logischer Schritt für die Entwicklung eines PLC-basierten BMS. Der Prototyp kann während der Entwicklung im Kanalemulator getestet werden, allerdings sind daneben umfassende Testläufe an realen Batteriepacks notwendig. Dabei sollten mehrere Instanzen des Prototyps eingesetzt werden, um auch das TDMA-Protokoll zur Regelung des Kanalzugriffs zu testen. Eine Bewertung der Zuverlässigkeit der Datenübertragung kann in Bit-Error-Raten-Messungen ermittelt werden.

# Anhang





# A Rauschmessungen

Hier sind die zur Messkampagne  $Z$  aufgezeichneten Störsignale dargestellt, die auf den Hochvoltleitungen eines Elektrofahrzeugs gemessen wurden. Die Messdaten sind in drei verschiedenen Darstellungen, Zeitbereich, Frequenzbereich und Zeit-/Frequenzbereich, gezeigt. Eine Übersicht zur Messkampagne ist in Tabelle 7.1 aufgelistet.

## A.1 Darstellung im Zeitbereich

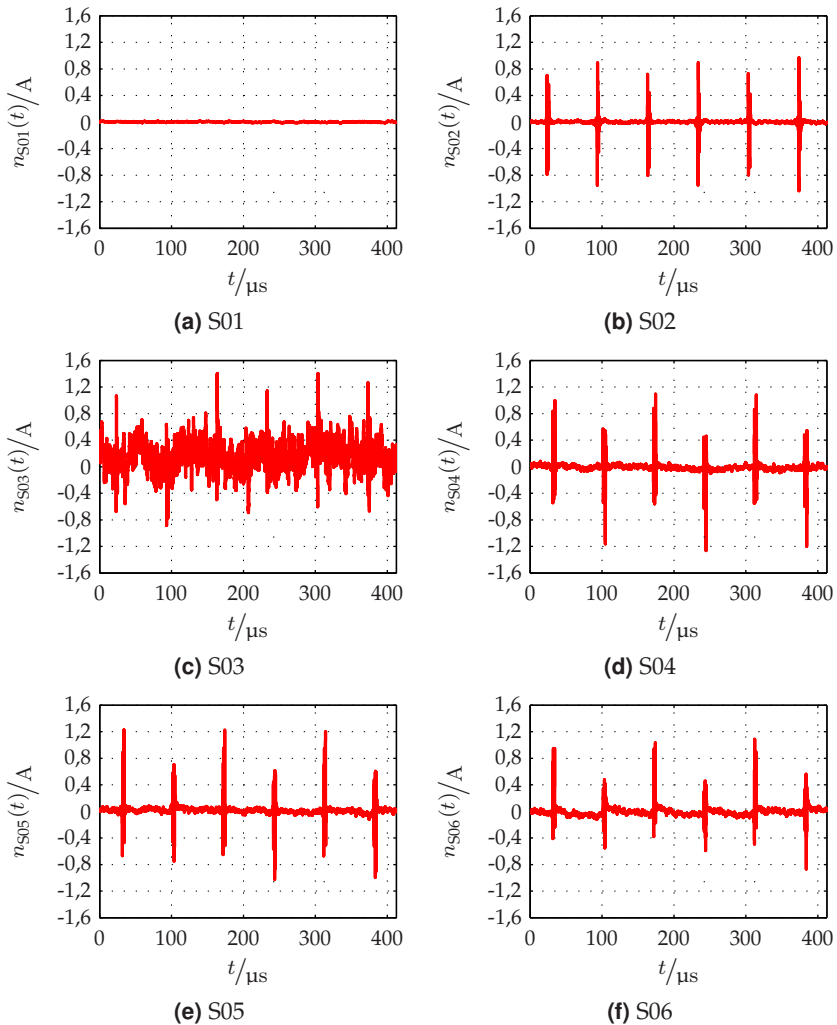
Abbildung A.1 zeigt 412,5  $\mu\text{s}$  lange Ausschnitte aus den aufgezeichneten Signalen im Zeitbereich.

## A.2 Darstellung im Frequenzbereich

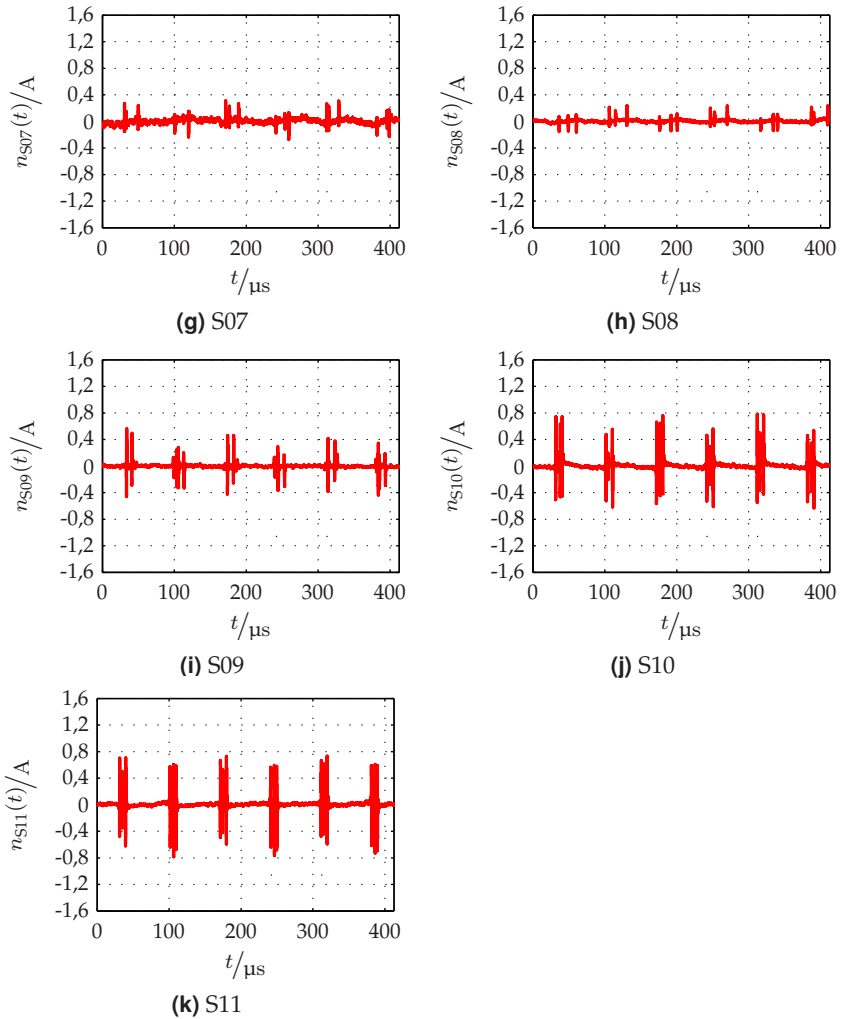
Abbildung A.2 zeigt die zu der Messkampagne  $s$  geschätzten Leistungsdichtenspektren der Rauschmessungen.

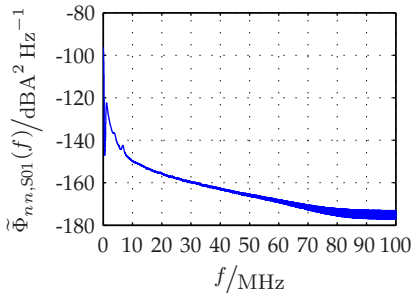
## A.3 Darstellung im Zeit-/Frequenzbereich

Abbildung A.3 zeigt die Spektrogramme für den gesamten verfügbaren Frequenzbereich zwischen 1 MHz und 100 MHz für eine Zeitdauer von jeweils 412,5  $\mu\text{s}$ .

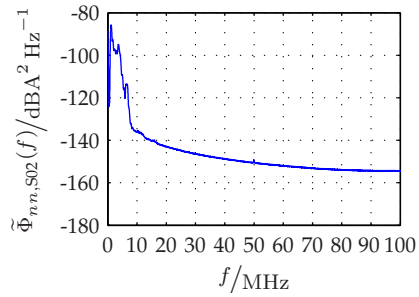


**Abbildung A.1** Zeitlicher Auszug aus den Rauschmessungen aus Tabelle 7.1

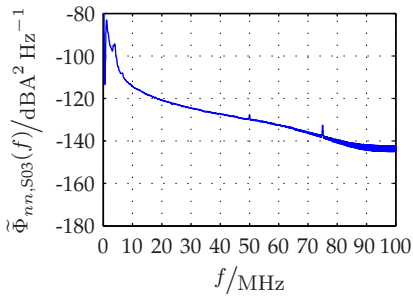
**Abbildung A.1** Zeitlicher Auszug der Rauschsignale aus Tabelle 7.1



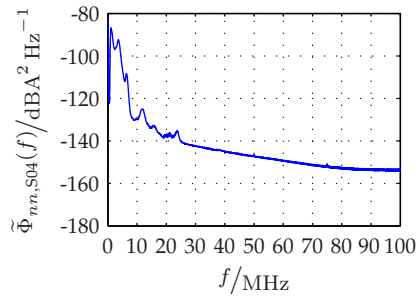
(a) S01



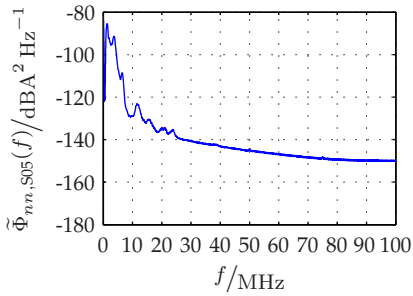
(b) S02



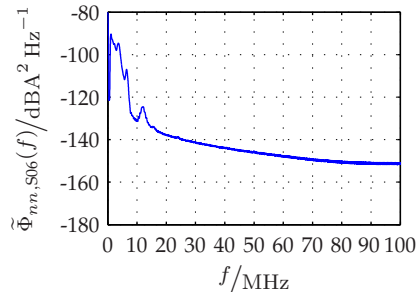
(c) S03



(d) S04

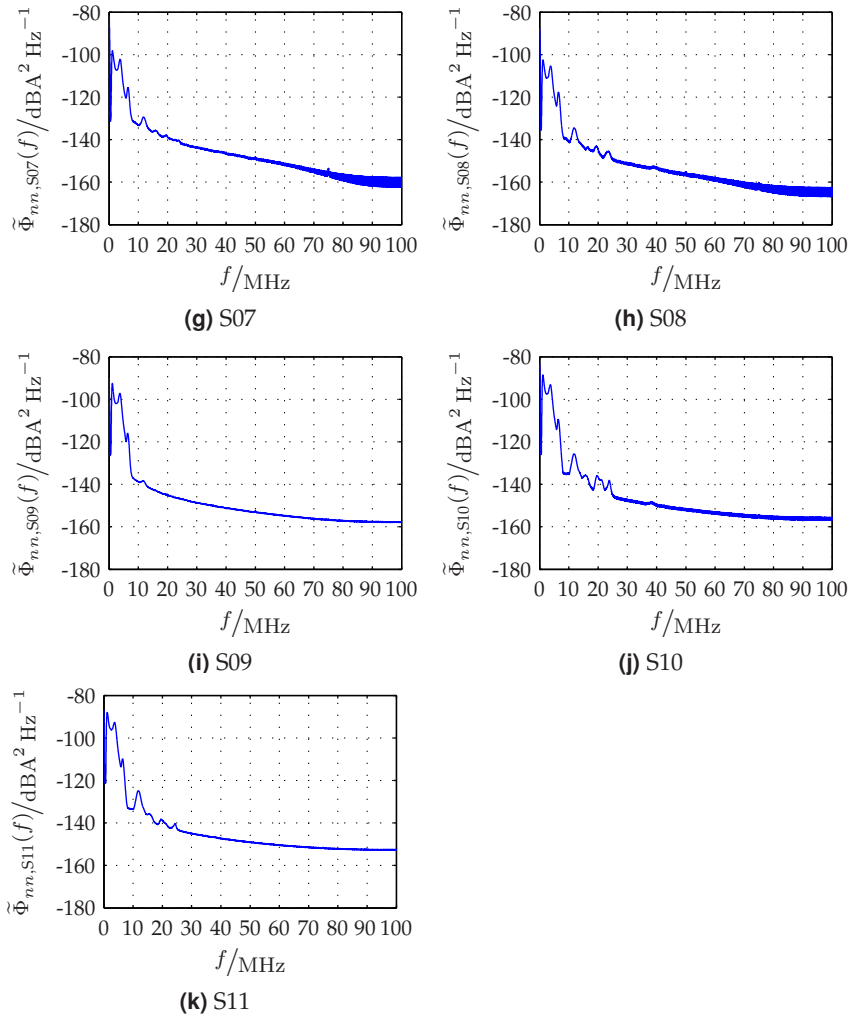


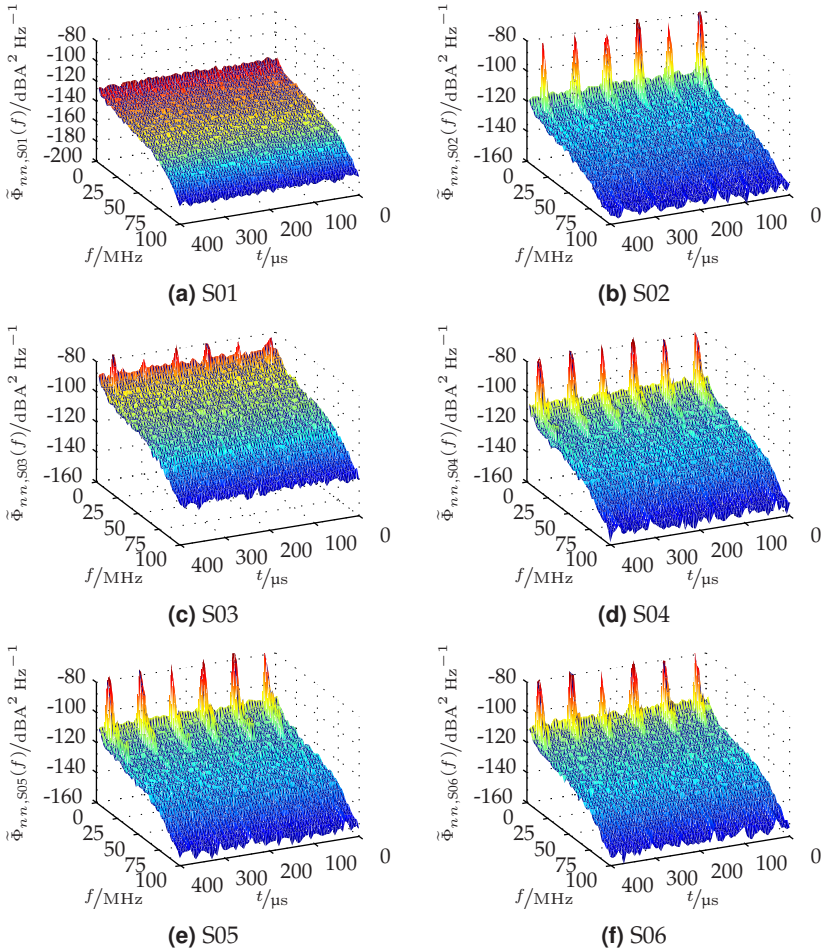
(e) S05



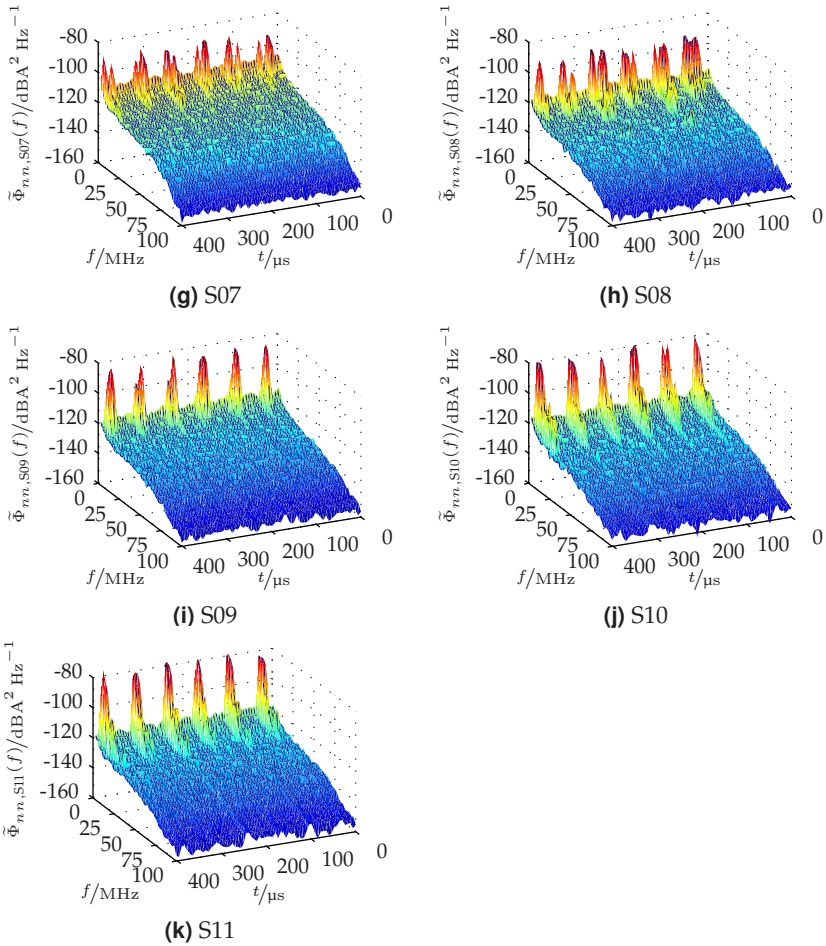
(f) S06

**Abbildung A.2** Zeitlicher Auszug aus den Rauschmessungen aus Tabelle 7.1

**Abbildung A.2** Frequenzdarstellung der Rauschmessungen aus Tabelle 7.1



**Abbildung A.3** Zeitlicher Auszug aus den Rauschmessungen aus Tabelle 7.1



**Abbildung A.3** Zeit-/Frequenzdarstellung der Rauschmessungen aus Tabelle 7.1





# B Generatorpolynome für Kanalcodierer

In den folgenden beiden Abschnitten sind die Koeffizienten von Generatorpolynomen in oktaler Darstellung sowie die zugehörigen Parameter in Tabellen aufgelistet.

## B.1 BCH-Codes

Das Generatorpolynom zyklischer Binärcodes kann mit

$$p(x) = p_0 + p_1x + \dots + p_{n-k-1}x^{n-k-1} + x^{n-k} \quad (\text{B.1})$$

beschrieben werden, wobei  $p_i \in \{0, 1\}$ ,  $i = 0, 1, \dots, (n - k - 1)$  gilt [27]. Tabelle B.1 fasst gültige BCH-Codes für  $7 \leq n \leq 63$  zusammen.

## B.2 Faltungscodierer

Generatorpolynome nichtrekursiver Faltungscodierer können durch

$$p_j(x) = \sum_{l=0}^{L-1} p_{j,l} \cdot x^l \quad (\text{B.2})$$

dargestellt werden [27]. In den Tabellen B.2 bis B.5 sind für  $2 \leq J \leq 5$  die Koeffizienten  $p$  und die dazugehörigen Einflusslängen  $L$  aufgelistet.

**Tabelle B.1** BCH-Code

$n$	$k$	$t_{ec}$	Generator-Koeffizienten in oktaler Form
7	4	1	13
15	11	1	23
	7	2	721
	5	3	2467
31	26	1	45
	21	2	3551
	16	3	107 657
	11	5	5 423 325
63	6	7	313 365 047
	57	1	103
	51	2	12 471
	45	3	1 701 317
	39	4	166 623 567
	36	5	1 033 500 423
	30	6	157 464 165 547
	24	7	17 323 260 404 441
	18	10	1 363 026 512 351 725
	16	11	6 331 141 367 235 453
10	13	472 622 305 527 250 155	
7	15	5 231 045 543 503 271 737	

**Tabelle B.2**  $1/2$ -Code

$L$	Generator-Koeffizienten in oktaler Form	
3	5	7
4	15	17
5	23	35
6	53	75
7	133	171
8	247	371
9	561	753
10	1167	1545
11	2335	3661
12	4335	5723
13	10 533	17 661
14	21 675	27 123

**Tabelle B.3**  $1/3$ -Code

$L$	Generator-Koeffizienten in oktaler Form		
3	5	7	7
4	13	15	17
5	25	33	37
6	47	53	75
7	133	145	175
8	225	331	367
9	557	663	711
10	1117	1365	1633
11	2353	2671	3175
12	4767	5723	6265
13	10 533	10 675	17 661
14	21 645	35 661	37 133

**Tabelle B.4**  $1/4$ -Code

$L$	Generator-Koeffizienten in oktaler Form			
3	5	7	7	7
4	13	15	15	17
5	25	27	33	37
6	53	67	71	75
7	135	135	147	163
8	235	275	313	357
9	463	535	733	745
10	1117	1365	1633	1653
11	2327	2353	2671	3175
12	4767	5723	6265	7455
13	11 145	12 477	15 537	16 727
13	11 145	12 477	15 537	16 727

**Tabelle B.5**  $1/5$ -Code

$L$	Generator-Koeffizienten in oktaler Form				
3	7	7	7	5	5
4	17	17	13	15	15
5	37	27	33	25	35
6	75	71	73	65	57
7	175	131	135	135	147
8	257	233	323	271	357

# Literaturverzeichnis

- [1] **America, C. S. T. of.** *CST DESIGN STUDIO: A Tool for the Design of Complex Systems*. In: *Microwave Product Dig.* (2001), S. 55–56.
- [2] **America, C. S. T. of.** *Exploring a three-dimensional universe*. In: *Microwave Journal* 44.8 (2001), S. 138–144.
- [3] **Armada, A. G.** *Understanding the effects of phase noise in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)*. In: *IEEE Transactions on Broadcasting* 47.2 (2001), S. 153–159.
- [4] **Armada, A. G. und Calvo, M.** *Phase noise and sub-carrier spacing effects on the performance of an OFDM communication system*. In: *IEEE Communications Letters* 2.1 (1998), S. 11–13.
- [5] **Babrowski, S., Heinrichs, H., Jochem, P. und Fichtner, W.** *Load shift potential of electric vehicles in Europe*. In: *Journal of Power Sources* 255 (2014), S. 283–293.
- [6] **Bahai, A. R. S., Saltzberg, B. R. und Ergen, M.** *Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM*. Springer, 2004.
- [7] **Barmada, S., Raugi, M., Tucci, M., Maryanka, Y. und Amrani, O.** *PLC systems for electric vehicles and Smart Grid applications*. In: *Proceedings of the 17th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*. 2013, S. 23–28.
- [8] **Berdichevsky, G., Kelty, K., Straubel, J. und Toomre, E.** *The tesla roadster battery system*. Techn. Ber. Tesla Motors, 2006.
- [9] **Bloomfield, P.** *Fourier analysis of time series: an introduction*. 2. ed. Wiley series in probability and statistics. New York [u.a.]: Wiley, 2000.
- [10] **Bull, S. R.** *Renewable energy today and tomorrow*. In: *Proceedings of the of the IEEE* 89.8 (2001), S. 1216–1226.
- [11] **Chiueh, T.-D. und Tsai, P.-Y.** *OFDM baseband receiver design for wireless communications*. Wiley Publishing, 2007.

- [12] **Czylwik, A.** *Degradation of multicarrier and single carrier transmission with frequency domain equalization due to pilot-aided channel estimation and frequency synchronization.* In: *Proceedings of the 1997 IEEE Global Telecommunications Conference.* Phoenix, Arizona, United States of America, 1997, S. 27–31.
- [13] **Czylwik, A.** *Low overhead pilot-aided synchronization for single carrier modulation with frequency domain equalization.* In: *Proceedings of the 1998 IEEE Global Telecommunications Conference.* Sydney, Australia, 1998, S. 2068–2073.
- [14] **Dégardin, V., Liénard, M., Degauque, P. und Laly, P.** *Performances of the HomePlug PHY layer in the context of in-vehicle powerline communications.* In: *Proceedings of the 2007 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications.* 2007, S. 93–97.
- [15] **Dégardin, V., Liénard, M., Degauque, P., Simon, E. und Laly, P.** *Impulsive Noise Characterization of In-Vehicle Power Line.* In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 50.4 (2008), S. 861–868.
- [16] **Ellis, M. W., Spakovsky, M. R. von und Nelson, D. J.** *Fuel cell systems: efficient, flexible energy conversion for the 21st century.* In: *Proceedings of the IEEE* 89.12 (2001), S. 1808–1818.
- [17] *F-61 data sheet.* Fischer Custom Communications, Inc., Torrance, USA.
- [18] **Falconer, D., Ariyavitakul, S. L., Benyamin-Seeyar, A. und Eidson, B.** *Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems.* In: *IEEE Communications Magazine* 40.4 (2002), S. 58–66.
- [19] **Farsi, M., Ratcliff, K. und Barbosa, M.** *An overview of controller area network.* In: *Computing Control Engineering Journal* 10.3 (1999), S. 113–120.
- [20] **Ferreira, H. C., Lampe, L., Newbury, J. und jSwart, T. G., Hrsg.** *Power Line Communications.* Wiley Publishing, 2010.
- [21] **Frieske, B., Kloetzke, M. und Mauser, F.** *Trends in vehicle concept and key technology development for hybrid and battery electric vehicles.* In: *Proceedings of the 27th International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium.* 2013, S. 1–12.
- [22] **GmbH, R. B.** *Mit Förderung des Bundesministeriums für Bildung und Forschung DatenStrom – Aus zwei mach' eins IntLiIon-Konsortium arbeitet an mehr Batterieleistung für Elektrofahrzeuge.* 2013.
- [23] **Gnann, T. und Plötz, P.** *Status Quo und Perspektiven der Elektromobilität in Deutschland.* ger. Working paper sustainability and innovation S14/2011. Karlsruhe: Fraunhofer ISI, Competence Center Energiepolitik und Energiesysteme, 2011.

- [24] **Goldsmith, A.** *Wireless communications*. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [25] **Hartnig, C. und Schmidt, M.** *Elektrolyte und Leitsalze*. In: **Korthauer, R.** *Handbuch Lithium-Ionen-Batterien*. Berlin Heidelberg: Springer, 2013. Kap. 6, S. 61–93.
- [26] **Hiebel, M.** *Fundamentals of Vector Network Analysis*. München, Germany: Rohde & Schwarz, 2005.
- [27] **Höher, P. A.** *Grundlagen der digitalen Informationsübertragung: Von der Theorie zu Mobilfunkanwendungen*. Bd. 2., überarbeitete und erweiterte Auflage. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013.
- [28] **Horiba, T.** *Lithium-Ion Battery Systems*. In: *Proceedings of the IEEE 102.6* (2014), S. 939–950.
- [29] **Huck, T., Schirmer, J., Hogenmüller, T. und Dostert, K.** *Tutorial about the implementation of a vehicular high speed communication system*. In: *Proceedings of the 2005 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*. 2005, S. 162–166.
- [30] **In, D. S., Shon, S. und Lee, J. J.** *A study on the implementation of inductive coupler with Rogowski coil for BPLC*. In: *Proceedings of the 2008 International Conference on Advanced Technologies for Communications*. 2008, S. 327–330.
- [31] *ISO/IEC Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications (Includes IEEE Std 802.11, 1999 Edition; IEEE Std 802.11A.-1999; IEEE Std 802.11B.-1999; IEEE Std 802.11B.-1999/Cor 1-2001; and IEEE Std 802.11D.-2001)*. In: *ISO/IEC 8802-11 IEEE Std 802.11 Second edition 2005-08-01 ISO/IEC 8802 11:2005(E) IEEE Std 802.11i-2003 Edition* (2005), S. 1–721.
- [32] **Jondral, F.** *Nachrichtensysteme: Grundlagen, Verfahren, Anwendungen*. 3. überarbeitete Auflage. Wilburgstetten: J. Schlembach Fachverlag, 2008.
- [33] **Juzkow, M. W. und Mayer, S. T.** *Design considerations for lithium-ion cells. II. Safety and abuse testing*. In: *Proceedings of the 12th Annual Battery Conference on Appl. and Advances*. 1997, S. 189–193.
- [34] **Kampker, A., Vallée, D. und Schnettler, A.** *Elektromobilität*. Springer Vieweg, 2013.
- [35] **Korthauer, R.** *Handbuch Lithium-Ionen-Batterien*. Berlin Heidelberg: Springer Vieweg, 2013.

- [36] **Lee, M., Lee, J., Lee, I., Lee, J. und Chon, A.** *Wireless battery management system.* In: *Proceedings of the 2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition.* 2013, S. 1–5.
- [37] **Lienard, M., Carrion, M. O., Degardin, V. und Degauque, P.** *Modeling and analysis of in-vehicle power line communication channels.* In: *IEEE Transactions Vehicular Technology* 57.2 (2008), S. 670–679.
- [38] **Liu, L., Cheung, S. W., Weng, Y. F. und Yuk, T. I.** *Cable Effects on Measuring Small Planar UWB Monopole Antennas.* In: **Matin, M. A.** *Ultra Wideband – Current Status and Future Trends.* InTech, 2012. Kap. 12, S. 273–294.
- [39] **McDowall, J., Biensan, P. und Broussely, M.** *Industrial lithium ion battery safety – What are the tradeoffs?* In: *Proceedings of the 29th International Telecommunications Energy Conference.* 2007, S. 701–707.
- [40] **Minn, H., Zeng, M. und Bhargava, V. K.** *On timing offset estimation for OFDM systems.* In: *IEEE Communications Letters* 4.7 (2000), S. 242–244.
- [41] **Moose, P. H.** *A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction.* In: *IEEE Transactions on Communications* 42.10 (1994), S. 2908–2914.
- [42] **Nouvel, F., Tanguy, P., Pillement, S. und Pham, H. M.** *Experiments of In-Vehicle Power Line Communications.* In: *Advances in Vehicular Networking Technologies.* InTech, 2011. Kap. 14.
- [43] **Nuspl, P. P., Brown, K. E., Steenaert, W. und Ghicopoulos, B.** *Synchronization methods for TDMA.* In: *Proceedings of the IEEE* 65.3 (1977), S. 434–444.
- [44] **Ohm, J.-R. und Lücke, H. D.** *Signalübertragung: Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme.* 11., neu bearbeitete und erweiterte Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2010.
- [45] **Ouannes, I., Nickel, P. und Dostert, K.** *Cell-wise monitoring of Lithium-ion batteries for automotive traction applications by using power line communication: battery modeling and channel characterization.* In: *Proceedings of the 18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications.* Glasgow, Scotland, 2014, S. 24–29.
- [46] **Ouannes, I., Nickel, P., Bernius, J. und Dostert, K.** *Physical Layer Performance Analysis of Power Line Communication (PLC) applied for Cell-Wise Monitoring of Automotive Lithium-Ion Batteries.* In: *Proceedings of the 18th International OFDM Workshop.* 2014, S. 1–8.



- [47] **Pancaldi, F., Vitetta, G. M., Kalbasi, R., Al-Dhahir, N., Uysal, M. und Mheidat, H.** *Single-carrier frequency domain equalization*. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 25.5 (2008), S. 37–56.
- [48] **Proakis, J. G.** *Digital communications*. 5th. Boston: McGraw-Hill, 2007.
- [49] **Rahimi-Eichi, H., Ojha, U., Baronti, F. und Chow, M.** *Battery Management System: An Overview of Its Application in the Smart Grid and Electric Vehicles*. In: *IEEE Industrial Electronics Magazine* 7.2 (2013), S. 4–16.
- [50] **Rahmatallah, Y. und Mohan, S.** *Peak-To-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems: A Survey And Taxonomy*. In: *IEEE Communications Surveys Tutorials* 15.4 (2013), S. 1567–1592.
- [51] **Rao, K. D.** *Channel Coding Techniques for Wireless Communications*. Springer India, 2015.
- [52] **Rappaport, T. S.** *Wireless communications : principles and practice*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1996.
- [53] **Rogowski, W. und Steinhaus, W.** *Die Messung der magnetischen Spannung*. German. In: *Archiv für Elektrotechnik* 1.4 (1912), S. 141–150.
- [54] **Roscher, V., Schneider, M., Durdaut, P., Sassano, N., Pereguda, S., Mense, E. und Riemschneider, K.-R.** *Synchronisation using wireless trigger-broadcast for impedance spectroscopy of battery cells*. In: *Proceedings of the 2015 IEEE Sensors Applications Symposium (SAS)*. 2015, S. 1–6.
- [55] **Schmidl, T. M. und Cox, D. C.** *Robust frequency and timing synchronization for OFDM*. In: *IEEE Transactions Communications* 45.12 (1997), S. 1613–1621.
- [56] **Schneider, M., Ilgin, S., Jegenhorst, N., Kube, R., Püttjer, S., Riemschneider, K.-R. und Vollmer, J.** *Automotive battery monitoring by wireless cell sensors*. In: *Proceedings of the 2012 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*. Graz, Austria, 2012, S. 816–820.
- [57] **Schönfeld, D., Klimant, H. und Piotraschke, R.** *Informations- und Kodierungstheorie*. Bd. 4. Auflage. Vieweg+Teubner Verlag, 2012.
- [58] **Sklar, B.** *Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems Part I: Characterization*. In: *IEEE Communications Magazine* 35.7 (1997), S. 90–100.
- [59] **TaheriNejad, N.** *Power line communications in vehicles: Channel measurements and impedance matching networks*. Diss. The University of British Columbia, 2015.

- [60] **Takanashi, M., Harada, T., Takahashi, A., Tanaka, H., Hayashi, H. und Hattori, Y.** *High-Voltage Power Line Communication System for Hybrid Vehicle*. In: *Proceedings of the 2015 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. Austin, USA, 2015, S. 222–227.
- [61] **Takanashi, M., Takahashi, A., Tanaka, H., Hayashi, H., Harada, T. und Hattori, Y.** *Channel measurement and modeling of high-voltage power line communication in a hybrid vehicle*. In: *Proceedings of the 18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*. 2014, S. 52–57.
- [62] **Tomba, L.** *On the effect of Wiener phase noise in OFDM systems*. In: *IEEE Transactions on Communications* 46.5 (1998), S. 580–583.
- [63] **Viterbi, A.** *Convolutional Codes and Their Performance in Communication Systems*. In: *IEEE Transactions on Communication Technology* 19.5 (1971), S. 751–772.
- [64] **Ward, D. A. und Exon, J. L. T.** *Using Rogowski coils for transient current measurements*. In: *Journal Engineering Science and Education* 2.3 (1993), S. 105–113.
- [65] **Welch, P. D.** *The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms*. In: *IEEE Transactions Audio and Electroacoustics* 15.2 (1967), S. 70–73.
- [66] **Wenger, M. M., Filimon, R., Lorentz, V. R. H. und März, M.** *A robust contactless capacitive communication link for high power battery systems*. In: *Proceedings of the 23rd IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2014, S. 1766–1772.
- [67] **Werner, M.** *Information und Codierung: Grundlagen und Anwendungen*. Bd. 2. vollständig überarbeitete und erweiterte Auflage. Vieweg+Teubner, 2009.
- [68] **Yabuuchi, Y., Umehara, D., Morikura, M., Hisada, T., Ishiko, S. und Horihta, S.** *Measurement and analysis of impulsive noise on in-vehicle power lines*. In: *Proceedings of the 2010 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. 2010, S. 325–330.
- [69] **Yonga, J. Y., Ramachandaramurthy, V. K., Tan, K. M. und Mithulanathan, N.** *A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects*. In: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 49 (2015), S. 365–385.
- [70] **Zheng, M., Qi, B. und Wu, H.** *A Li-ion battery management system based on CAN-bus for electric vehicle*. In: *Proceedings of the 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. 2008, S. 1180–1184.

## Eigene Veröffentlichungen

- [71] **Alonso, D., Opalko, O. und Dostert, K.** *Channel Measurements and Simulations with Planar Inverted F-Antennas in an Enhanced Testbed for a Wireless Battery Management System.* In: *Proceedings of the 19th International ITG Workshop on Smart Antennas.* Ilmenau, Germany, 2015, S. 1–8.
- [72] **Alonso, D., Opalko, O. und Dostert, K.** *Physical Layer Performance Analysis of a Wireless Data Transmission Approach for Automotive Lithium-Ion Batteries.* In: *Proceedings of the 2015 IEEE Vehicular Networking Conference.* Kyoto, Japan, 2015.
- [73] **Alonso, D., Opalko, O. und Dostert, K.** *Parametrization of Automotive Lithium-Ion Batteries and Its Influence on the Wireless In-Battery Channel.* In: *Proceedings of the 10th European Conference on Antennas and Propagation.* Davos, Switzerland, 2016.
- [74] **Alonso, D., Winkler, C., Opalko, O. und Dostert, K.** *Prototyping of the Physical and MAC Layers of a Wireless Battery Management System.* In: *Proceedings of the 2015 IEEE Vehicular Networking Conference.* Kyoto, Japan, 2015.
- [75] **Alonso, D., Opalko, O., Sigle, M. und Dostert, K.** *Towards a wireless battery management system: evaluation of antennas and radio channel measurements inside a battery emulator.* In: *Proceedings of the 80th IEEE Vehicular Technical Conference.* Vancouver, Canada, 2014, S. 1–5.
- [76] **Opalko, O., Sigle, M. und Dostert, K.** *Detection of AM broadcasting stations on low voltage power lines.* In: *Proceedings of the 18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC).* Glasgow, Scotland, 2014, S. 87–92.
- [77] **Opalko, O., Alonso, D. und Dostert, K.** *A 3-D EM Simulation Model of Rogowski Coils as PLC Coupling Elements for Traction Batteries.* In: *Proceedings of the 9th Workshop on Power Line Communications.* Klagenfurt, Austria, 2015.
- [78] **Opalko, O., Alonso, D. und Dostert, K.** *Measurements on Rogowski coils as coupling elements for power line communication in traction lithium-ion batteries.* In: *Proceedings of the IEEE 2015 International Symposium on Power Line Communications and its Applications.* Austin, Texas, USA, 2015, S. 29–34.
- [79] **Opalko, O., Alonso, D. und Dostert, K.** *Konzeption eines breitbandigen Übertragungssystems für Batterien : Verbundprojekt: IntLilon (Intelligente Datenbuskonzepte für Lithium-Ionen Batterien in Elektro- und Hybridfahrzeugen).* Technische Informationsbibliothek (TIB), 2016.

- [80] **Opalko, O., Alonso, D. und Dostert, K.** *Modeling of the Power-line Channel in Automotive Li-ion Batteries with Rogowski Coils as Coupling Elements*. In: *Proceedings of the IEEE 2016 International Symposium on Power Line Communications and its Applications*. Bottrop, Germany, 2016.
- [81] **Opalko, O., Simon, B., Alonso, D. und Dostert, K.** *Physical Layer and Multi-carrier Analysis for Power Line Communication Networks in Li-ion Batteries for Electric and Hybrid Vehicles*. In: *Proceedings of the 2015 IEEE Vehicular Networking Conference*. Kyoto, Japan, 2015, S. 243–250.
- [82] **Ouannes, I., Nickel, P., Opalko, O. und Dostert, K.** *Monitoring of Lithium-Ion Batteries in Electric/Hybrid Vehicles using Power Line Communication*. In: *Proceedings of the 6. GMM-Fachtagung Automotive meets Electronics*. Dortmund, Germany, 2015.

## Betreute studentische Arbeiten

- [83] **Domínguez, J. R. N.** *FPGA based synchronisation and decoding of the DCF77 time signal*. Bachelorarbeit. 2013.
- [84] **Jordan, M.** *Erweiterung eines PLC-Kanalmodells für Traktionsbatterien*. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2015.
- [85] **Krause, S.** *Parametrisierung und Implementierung eines FSK-Verfahren in GNU-Radio für die Powerline-Kommunikation eines Batteriemangement-Systems für Elektro- und Hybridfahrzeuge*. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2014.
- [86] **Langheck, A.** *Detektion von Langwellenrundfunk auf PLC-Systemen*. Bachelorarbeit. 2014.
- [87] **Nowak, T.** *Detektion von Rundfunksignalen auf Powerline-Kanälen im Bereich des Langwellenrundfunks*. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2014.
- [88] **Simon, B.** *Entwurf und Vergleich eines Einträger- und eines Mehrträgerverfahrens für ein Powerline-basiertes Batteriemangementssystem*. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2015.
- [89] **Song, Q.** *Untersuchung von Kanalcodierungsverfahren für die Powerline-Kommunikation in Traktionsbatterien*. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2016.
- [90] **Zhang, B.** *Entwicklung eines DSP-Systems zur Unwuchtschätzung*. Bachelorarbeit. 2013.





# **Forschungsberichte aus der Industriellen Informationstechnik (ISSN 2190-6629)**

**Institut für Industrielle Informationstechnik  
Karlsruher Institut für Technologie (KIT)**

---

Hrsg.: Prof. Dr.-Ing. Fernando Puente León, Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert

Die Bände sind unter [www.ksp.kit.edu](http://www.ksp.kit.edu) als PDF frei verfügbar oder als Druckausgabe bestellbar.

- Band 1      Pérez Grassi, Ana  
**Variable illumination and invariant features for detecting and classifying varnish defects.** (2010)  
ISBN 978-3-86644-537-6
- Band 2      Christ, Konrad  
**Kalibrierung von Magnet-Injektoren für Benzin-Direkteinspritzsysteme mittels Körperschall.** (2011)  
ISBN 978-3-86644-718-9
- Band 3      Sandmair, Andreas  
**Konzepte zur Trennung von Sprachsignalen in unterbestimmten Szenarien.** (2011)  
ISBN 978-3-86644-744-8
- Band 4      Bauer, Michael  
**Vergleich von Mehrträger-Übertragungsverfahren und Entwurfskriterien für neuartige Powerline-Kommunikationssysteme zur Realisierung von Smart Grids.** (2012)  
ISBN 978-3-86644-779-0
- Band 5      Kruse, Marco  
**Mehrobjekt-Zustandsschätzung mit verteilten Sensorträgern am Beispiel der Umfeldwahrnehmung im Straßenverkehr** (2013)  
ISBN 978-3-86644-982-4
- Band 6      Dudeck, Sven  
**Kamerabasierte In-situ-Überwachung gepulster Laserschweißprozesse** (2013)  
ISBN 978-3-7315-0019-3
- Band 7      Liu, Wenqing  
**Emulation of Narrowband Powerline Data Transmission Channels and Evaluation of PLC Systems** (2013)  
ISBN 978-3-7315-0071-1

Hrsg.: Prof. Dr.-Ing. Fernando Puente León, Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert

- Band 8      Otto, Carola  
**Fusion of Data from Heterogeneous Sensors with Distributed Fields of View and Situation Evaluation for Advanced Driver Assistance Systems.** (2013)  
ISBN 978-3-7315-0073-5
- Band 9      Wang, Limeng  
**Image Analysis and Evaluation of Cylinder Bore Surfaces in Micrographs.** (2014)  
ISBN 978-3-7315-0239-5
- Band 10     Michelsburg, Matthias  
**Materialklassifikation in optischen Inspektionssystemen mithilfe hyperspektraler Daten.** (2014)  
ISBN 978-3-7315-0273-9
- Band 11     Pallauf, Johannes  
**Objektsensitive Verfolgung und Klassifikation von Fußgängern mit verteilten Multi-Sensor-Trägern.** (2016)  
ISBN 978-3-7315-0529-7
- Band 12     Sigle, Martin  
**Robuste Schmalband-Powerline-Kommunikation für Niederspannungsverteilernetze.** (2016)  
ISBN 978-3-7315-0539-6
- Band 13     Opalko, Oliver  
**Powerline-Kommunikation für Batteriemangement-Systeme in Elektro- und Hybridfahrzeugen.** (2017)  
ISBN 978-3-7315-0647-8





ISSN 2190-6629  
ISBN 978-3-7315-0647-8

ISBN 978-3-7315-0647-8

