

Cornelius Kaiser

Adaptive Modulationsverfahren für die schmalbandige Powerline-Kommunikation in Niederspannungsnetzen

Cornelius Kaiser

**Adaptive Modulationsverfahren für die schmalbandige
Powerline-Kommunikation in Niederspannungsnetzen**

Forschungsberichte aus der Industriellen Informationstechnik
Band 22

Institut für Industrielle Informationstechnik
Karlsruher Institut für Technologie
Hrsg. Prof. Dr.-Ing. Michael Heizmann

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

Adaptive Modulationsverfahren für die schmalbandige Powerline-Kommunikation in Niederspannungsnetzen

von
Cornelius Kaiser

Karlsruher Institut für Technologie
Institut für Industrielle Informationstechnik

Adaptive Modulationsverfahren für die schmalbandige
Powerline-Kommunikation in Niederspannungsnetzen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation

von Cornelius Benedikt Kaiser, M. Sc.

Tag der mündl. Prüfung: 26. November 2019
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert, KIT
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. Jürgen Becker, 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



*This document – excluding the cover, pictures and graphs – is licensed
under a 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 a 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 2020 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISSN 2190-6629
ISBN 978-3-7315-1010-9
DOI 10.5445/KSP/1000105376

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Industrielle Informationstechnik (IIIT) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) und wäre ohne die Unterstützung zahlreicher Personen nicht möglich gewesen.

Mein besonderer Dank gilt zunächst Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert für die Initiierung und Betreuung dieser Arbeit. Ebenso möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. Jürgen Becker für das Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Korreferats danken.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Fernando Puente León und Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Heizmann danke ich dafür, dass sie die Rahmenbedingungen für ein erfolgreiches Abschließen der Arbeit geschaffen haben.

Danken möchte ich auch allen festangestellten Kolleginnen und Kollegen für die Unterstützung in bürokratischen Angelegenheiten und den Aufbau zahlreicher elektronischer Schaltungen. Allen Bachelor- und Masterstudenten sowie HiWis, die ich betreuen durfte, möchte ich für ihren Einsatz und ihren Beitrag zum Gelingen dieser Arbeit danken.

Für die gute Zusammenarbeit und teilweise gemeinsame Zeit außerhalb des Instituts möchte ich allen aktuellen und ehemaligen wissenschaftlichen Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern danken. Mein spezieller Dank gilt dabei Nico Otterbach und Bin Han für die anregenden Diskussionen, das gemeinsame Entwickeln zahlreicher Ideen und das Verfolgen gemeinsamer Projekte.

Besonders bedanken möchte ich mich bei allen Menschen in meinem persönlichen Umfeld, durch die ich in den Jahren meiner Promotion Verständnis und Rückhalt erfahren habe. Mein besonderer Dank gilt dabei meiner Familie, insbesondere meinen Eltern Hermann und Birgit und meinen Schwestern Simone und Julia sowie meiner Freundin Wiebke, die mich stets unterstützt haben.

München, im Dezember 2019

Cornelius Kaiser

Inhaltsverzeichnis

Symbolverzeichnis	vii
1 Einleitung	1
1.1 Herausforderungen und Zielsetzung	2
1.2 Struktur der Arbeit	4
2 Stand der Technik	5
2.1 Regulatorische Rahmenbedingungen	6
2.2 Zulässige Frequenzbereiche	7
2.2.1 Regulierung in Europa	7
2.2.2 Regulierung außerhalb Europas	9
2.3 Elektromagnetische Verträglichkeit	10
2.4 Erweiterung des Frequenzbereichs in Europa	12
2.5 Existierende NB-PLC-Übertragungsstandards	13
2.6 Systemübersicht OFDM-basierter Verfahren	14
2.6.1 PRIME – Bitübertragungsschicht	16
2.6.2 G3-PLC – Bitübertragungsschicht	20
2.7 Bewertung existierender Übertragungsstandards	24
2.7.1 Erreichbare Bitraten	24
2.7.2 Bitfehlerrate und Codierungsgewinn	27
2.7.3 Spektrale Effizienz	32
3 Kanalcharakterisierung	35
3.1 Additives lineares Signalübertragungsmodell	36
3.1.1 Rauschen	37
3.1.2 Kanalübertragungsfunktion	40
3.1.3 Zugangsimpedanz	43
3.2 Messung der Kanaleigenschaften	45
3.2.1 SDR-basierter Systementwurf	46
3.2.2 Automatisiertes verteiltes SDR-Messsystem	48

- 3.2.3 Rauschen 56
- 3.2.4 Kanalübertragungsfunktion 59
- 3.2.5 Zugangsimpedanz 61
- 3.2.6 Messkampagne 63
- 3.3 Zyklstationäre Analyse des PLC-Rauschens 65
 - 3.3.1 Grundlagen der zyklstationären Spektralanalyse 66
 - 3.3.2 Zyklstationäre Eigenschaften des Rauschens . . 67
 - 3.3.3 Spektrale Korrelationsanalyse 68
 - 3.3.4 Zyklstationäre Merkmalsextraktion 71
 - 3.3.5 Messergebnisse 72
- 3.4 Entwurfsgrundlagen adaptiver Mehrträgerverfahren . . 84
 - 3.4.1 Zyklstationäres Kanalmodell 85
 - 3.4.2 Schätzung der Rauschleistungsdichte 89
 - 3.4.3 Entzerrung der Kanalübertragungsfunktion . . . 90
- 4 Adaptive mehrstufige Frequenzumtastung 93**
 - 4.1 Grundlagen der M-FSK 94
 - 4.1.1 Phasenkontinuierliche M-FSK 95
 - 4.1.2 Inkohärente Demodulation und Orthogonalitäts-
bedingung 96
 - 4.1.3 Optimaler Empfänger im AWGN-Kanal 98
 - 4.2 Adaptives M-FSK-Systemmodell 100
 - 4.3 Systemparameter 101
 - 4.4 Entwurf einer ratenadaptiven Modulation 103
 - 4.4.1 Erhöhung der Frequenzanzahl 104
 - 4.4.2 Ausschließen von Sendefrequenzen 105
 - 4.4.3 Verfahren zur Abschätzung der BER 106
 - 4.4.4 Vergleich der BER-Approximation 111
 - 4.4.5 Bestimmung des Symbolalphabets 114
- 5 Adaptives orthogonales Frequenzmultiplexverfahren 121**
 - 5.1 Grundlagen OFDM-Modulation 121
 - 5.2 Adaptives OFDM-Systemmodell 123
 - 5.3 Systemparameter 124
 - 5.4 Entwurf der ratenadaptiven Modulation 126
 - 5.4.1 Grundlagen der Unterträgermodulation 127
 - 5.4.2 Entwurfsprinzip des Bitloading-Verfahrens 130

5.4.3	Waterfilling für M-QAM	131
5.4.4	Waterfilling für M-PSK-Modulation	131
5.4.5	Waterfilling in Abhängigkeit der Bitfehlerwahrscheinlichkeit	132
5.4.6	Ratendiskretisierung	133
5.4.7	Greedy-Algorithmus	134
5.5	Begrenzung der Signalleistung	137
5.6	Begrenzung der Signalamplitude	139
5.6.1	Approximation des Crestfaktors	140
5.6.2	Bestimmung des Clipping-Pegels	143
6	Evaluation der adaptiven Übertragungsmethoden	151
6.1	Simulationsumgebung und Systemparameter	151
6.2	PRIME-Standard	153
6.3	Adaptives M-FSK-Verfahren	156
6.3.1	Kurzzeitanalyse	156
6.3.2	Langzeitanalyse	161
6.4	Adaptives OFDM-Verfahren	166
6.4.1	Kurzzeitanalyse	167
6.4.2	Langzeitanalyse	168
6.5	Amplitudenbeschränkter Kanal	172
6.6	Signalisierungsaufwand und Realisierbarkeit	174
7	Zusammenfassung	177
7.1	Kanalcharakterisierung	177
7.2	Adaptive Modulationsverfahren	177
7.3	Fazit und Ausblick	179
A	Anhang	183
A.1	Generierung der PN-Sequenz für G3-PLC und PRIME	183
A.2	Spezielle Bitfehlerwahrscheinlichkeiten	183
A.2.1	Differentiell codierte BPSK und QPSK	183
A.2.2	Faltungscodierung mit Soft-Decision-Decoder	184
A.2.3	Reed-Solomon-Code	185
A.3	Hann-Fensterfunktion	186
A.4	Parameter der Referenzkanäle	187

A.5	Approximation der BER bei M-FSK-Modulation gemäß Union-Bound-Ansatz	188
A.6	Waterfilling-Algorithmus für PSK-Modulation	191
A.7	Spezielle Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen	192
A.7.1	Rayleigh-Verteilung	192
A.7.2	Rice-Verteilung	193
Literaturverzeichnis	195
Eigene Veröffentlichungen		203
Betreute studentische Arbeiten		204

Symbolverzeichnis

Allgemeine Abkürzungen

Abkürzung Bedeutung

bspw.	beispielsweise
bzw.	beziehungsweise
ca.	circa
d. h.	das heißt
engl.	englisch
s.	siehe
vgl.	vergleiche
z. B.	Zum Beispiel
ADC	Analog-to-Digital Converter
AMR	Automatic Meter Reading
ARIB	Association of Radio Industries and Businesses
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BB-PLC	Broadband PLC
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
CC	Convolutional Code
CENELEC	European Committee for Electrotechnical Standardization
CP	Cyclic Prefix
CPU	Central Processing Unit
CRC	Cyclic Redundancy Check
DAC	Digital-to-Analog Converter
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ENOB	Effective Number Of Bits
EU	Europäische Union

Abkürzung Bedeutung

FCC	Federal Communications Commission
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
FPGA	Field Programmable Gate Array
FSK	Frequency-Shift Keying
GPS	Global Positioning System
HDD	Hard Disk Drive
IDFT	Inverse Diskrete Fourier-Transformation
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ITU	International Telecommunication Union
LD	Line Driver
LDS	Leistungsdichtespektrum
LISN	Line Impedance Stabilisation Network
LPTV	Linear Periodic Time-Varying
LTI	Linear Time-Invariant
M-FSK	Multiple Frequency-Shift Keying
MAP	Maximum-a-posteriori
ML	Maximum-Likelihood
NB-PLC	Narrowband PLC
NDD	Nulldurchgangsdetektor
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OPERA	Open PLC European Research Alliance
OP	Operationsverstärker
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PC	Personal Computer
PHY-Layer	Physical Layer
PLC	Power Line Communication
PN	Pseudorandom Noise
PPDU	Physical Protocol Data Unit
PRIME	PowerLine Intelligent Metering Evolution
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadraturamplitudenmodulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RS	Reed-Solomon

Abkürzung Bedeutung

S-FSK	Spread Frequency-Shift Keying
SchuTSEV	Sicherheitsfunk-Schutzverordnung
SDR	Software-Defined Radio
SINAD	Signal-to-Noise-and-Distortion Ratio
SKD	Spektrale Korrelationsdichte
SNR	Signal-to-Noise Ratio
UB	Union Bound
UHD	USRP Hardware Driver
UNB-PLC	Ultra-Narrowband PLC
USRP	Universal Software Radio Peripheral
ZKF	Zyklische Kohärenzfunktion

1 Einleitung

Seit einiger Zeit wird das Energieverteilnetz durch die Einbindung zahlreicher volatiler Energieerzeuger und neuartiger Energiespeicher zunehmend dezentralisiert. Die Folge ist ein engmaschiges Netz, bestehend aus kleinen und großen Energieversorgern sowie Verbrauchern. Dieser Wandel, der dem traditionellen Konzept der Energieversorgung vom Höchstspannungsnetz zum Niederspannungsnetz entgegensteht, stellt die klassischen Energieversorgungssysteme vor neue Herausforderungen. Der hohe Anteil an zeitlich und örtlich variabler Energieversorgung setzt ein Verteilnetz voraus, das dynamisch auf Schwankungen des Energiebedarfs reagieren kann. Die Errichtung eines intelligenten Stromnetzes (Smart Grid) soll das traditionelle Energieversorgungssystem ablösen und ist ein wesentliches Ziel der europäischen Energiepolitik.

Die Ausrüstung der Stromnetze mit zusätzlicher Kommunikationstechnik, insbesondere im Niederspannungsnetz, ist dabei eine Grundvoraussetzung des Smart Grids. Durch den Einsatz sogenannter intelligenter Messsysteme (Smart Meter) sollen Verbrauchsdaten innerhalb des Netzes übertragen werden können.

Eine europäische Richtlinie wurde bereits im Jahr 2009 mit dem sogenannten Dritten Energiepaket erlassen. Demnach sieht die Europäische Union (EU) vor, bis zum Jahr 2020 rund 80% der Haushalte mit intelligenten Stromzählern auszustatten [83].

Im Vergleich mit anderen Ländern der EU, die bereits über eine weitreichende Durchdringung des Verteilnetzes mit Smart Metern verfügen, wurde der Ausbau in Deutschland deutlich zurückhaltender vorangetrieben [15].

Mit dem Messstellenbetriebsgesetz ist seit 2016 der Einbau von Smart Metern in Abhängigkeit vom Energieverbrauch festgelegt. Die Kommunikationseinheiten des intelligenten Messsystems, genannt Smart Meter Gateways, bedürfen einer Zertifizierung durch das Bundesamt für Sicherheit in der Informationstechnik. Der Gesetzgeber sieht dabei eine

Verfügbarkeit der Geräte von mindestens drei voneinander unabhängigen Unternehmen vor. Zum Zeitpunkt der Erstellung dieser Arbeit konnte das Gerät eines Herstellers eine Zulassung erhalten. Weitere acht Geräte befinden sich noch in der Prüfung [5].

Die gleichzeitige Nutzung des Energieversorgungsnetzes zur Informationsübertragung mittels Powerline-Kommunikation (PLC) ist durch die weitreichende Durchdringung des Energieverteilnetzes besonders attraktiv [27]. Gegenwärtig stellt PLC eine Möglichkeit von weiteren Technologien wie Mobilfunk und Ethernet zur Realisierung der Smart Meter Kommunikationsschnittstelle dar.

PLC bietet gegenüber allen andern Verfahren den Vorteil, dass die bereits vorhandene Infrastruktur der Stromleitungen zur Übertragung genutzt werden kann. Wichtig für den Erfolg sind robuste Übertragungsverfahren, die auf die speziellen Gegebenheiten des Übertragungskanals abgestimmt sind. Voraussetzung dafür ist ein weitreichendes Verständnis der physikalischen Eigenschaften des Stromnetzes als Übertragungskanal.

1.1 Herausforderungen und Zielsetzung

Das Stromnetz wurde ursprünglich für die Energieübertragung entwickelt und optimiert, ohne dass eine Datenübertragung im Niederspannungsnetz vorgesehen war. Bei der Verwendung als Kommunikationsmedium liegen entsprechend ungünstige Kanaleigenschaften vor.

Eine Vielzahl von Störeinflüssen, eine starke und selektive Signaldämpfung sowie eine hohe zeitliche und örtliche Varianz der Übertragungseigenschaften machen das Stromversorgungsnetz zu einem herausfordernden Übertragungsmedium.

Aufgrund der schwer vorhersehbaren Übertragungseigenschaften ist ein großflächiger Einsatz PLC-basierter Smart Meter in Deutschland bisher nicht erfolgt. In zahlreichen Pilotprojekten sowie flächendeckenden Rollouts in anderen Ländern konnte die Verwendung PLC-basierter Smart Meter zumindest teilweise evaluiert werden. Probleme betreffen dabei vor allem den Anteil der permanent erreichbaren Geräte. Ein häufiges Problem ist die fehlende Zuverlässigkeit sowie die erforderliche Robustheit der Verbindungen über lange Zeiträume hinweg. Entsprechend

vorsichtig wird der Ausbau PLC-basierter Kommunikationssysteme in Deutschland vorangetrieben.

Geräte, die sich in Deutschland aktuell in der Zulassung als Smart Meter Gateway befinden, setzen auf sogenanntes Breitband-PLC (BB-PLC) oberhalb von 2 MHz. BB-PLC wird bisher hauptsächlich im Heimbereich sowie auf Mittelspannungsebene eingesetzt. Ein Vorteil ist eine moderate Störumgebung und damit höhere Zuverlässigkeit der Datenübertragung. Nachteilig ist dabei die stärkere Kanaldämpfung, welche dem Vorteil der hohen Reichweite von PLC gegenüber anderen Verfahren entgegensteht sowie die Problematik der elektromagnetischen Verträglichkeit mit anderen Kommunikationsdiensten im selben Frequenzbereich.

Eine Alternative zu BB-PLC stellt Schmalband-PLC (NB-PLC) dar, welches traditionell im Niederspannungsbereich eingesetzt wird. Ein Vorteil ist dabei die höhere Reichweite aufgrund der geringeren Kanaldämpfung sowie Rechtssicherheit für Hersteller und Betreiber durch dezidierte Frequenzbereiche. Einen Nachteil stellt insbesondere die starke Störumgebung dar, die häufig eine hochratige Übertragung verhindert. Gleichzeitig bietet die Anpassung von Übertragungsverfahren an die speziellen Signaleigenschaften der Störumgebung ein großes Verbesserungspotential der bisher eingesetzten Systeme.

Ziel dieser Arbeit ist die Weiterentwicklung von bestehenden Übertragungsverfahren durch eine bessere Anpassung der Bitübertragungsschicht an die Eigenschaften des Kanals. Hierbei werden insbesondere die zyklstationären Eigenschaften des Rauschens berücksichtigt. Ausgehend von einer genauen Analyse und der realitätsnahen Modellierung des Übertragungskanals werden adaptive störresistente Kommunikationsverfahren entwickelt. Für den Entwurf werden neuartige Verfahren eingesetzt, die eine Informationsübertragung unter fortlaufender Berücksichtigung der Kanaleigenschaften ermöglichen. Die Evaluation der entwickelten Verfahren erfolgt anhand von Messergebnissen aus realen Netzen. Abschließend erfolgt ein Vergleich der neuartigen Verfahren mit dem Stand der Technik.

1.2 Struktur der Arbeit

Im ersten Teil dieser Arbeit wird der Stand der Technik der bisherigen Übertragungsverfahren zusammengefasst. Zusätzlich werden die theoretischen Grundlagen zum Entwurf und zur Bewertung der eingesetzten Modulationsverfahren eingeführt. Im zweiten Teil der Arbeit wird ein neuartiges modulares Messsystem zur automatisierten Kanalcharakterisierung vorgestellt. Das Messsystem ermöglicht die Durchführung systematischer Messkampagnen durch eine gleichzeitige Messung an verschiedenen Orten. Ausgehend von einer Vielzahl an Messergebnissen erfolgt eine zyklstationäre Analyse des Rauschens, um periodisch wiederkehrende Eigenschaften zu charakterisieren. Basierend auf den Ergebnissen der Analyse sowie bereits bekannten Kanaleigenschaften aus der Literatur wird ein zyklstationäres Kanalmodell entwickelt. Im dritten Teil wird der Systementwurf der adaptiven Übertragungsverfahren vorgestellt. Zusätzlich werden Erweiterungen der Verfahren entwickelt, um die Konformität mit den gängigen Standards sicherzustellen. Im letzten Teil der Arbeit erfolgt die Evaluation der adaptiven Verfahren durch eine umfangreiche simulative Auswertung anhand realitätsnaher Kanalzustände. Die neuartigen Verfahren werden unter gleichen Randbedingungen hinsichtlich der Leistungsfähigkeit im Vergleich mit derzeitig genutzten Verfahren sowie statischen Übertragungsverfahren bewertet.

2 Stand der Technik

Die Nutzung der Stromversorgungsleitungen zur Kommunikation reicht bis in die Anfänge des 20. Jahrhunderts zurück. Bereits in den 1920er-Jahren wurden von Energieversorgungsunternehmen Hochspannungsleitungen durch die sogenannte Trägerfrequenztechnik als Übertragungskanal genutzt [21]. Gegenwärtig ist der Einsatz von PLC insbesondere für die Zählerfernauslesung (engl. *automatic meter reading*, AMR) im Niederspannungsnetz in den Mittelpunkt des Interesses gerückt. Der Wandel des klassischen Energieverteilnetzes in ein intelligentes Stromnetz (engl. *smart grid*) macht eine robuste Kommunikationsinfrastruktur unabdingbar.

Die Weiterentwicklung der Technologie führte in den 90er Jahren zunächst zum Einsatz schmalbandiger Verfahren, basierend auf dem Prinzip der Frequenzumtastung (engl. *frequency-shift keying*, FSK) oder binärer Phasenumtastung (engl. *binary phase-shift keying*, BPSK).

Fortschritte in der Leistungsfähigkeit digitaler und analoger Schaltungen beschleunigte im letzten Jahrzehnt die Entwicklung breitbandiger Verfahren basierend auf OFDM (engl. *orthogonal frequency-division multiplexing*). OFDM-basierte PLC als AMR-Technologie hat seither zahlreiche Feldversuche durchlaufen. Durch die Markteinführung entsprechender Geräte wurde in den letzten Jahren in einigen Ländern eine große Durchdringung der Zählerinfrastruktur erreicht. Dennoch bleiben grundsätzliche Probleme, wie die schwierigen Kanalbedingungen, die zum teilweisen Versagen der Systeme führen, bestehen. Zudem ist davon auszugehen, dass die Herausforderungen auf physikalischer Ebene durch den Wandel des Stromnetzes in ein Smart Grid noch verstärkt werden.

Dieses Kapitel gibt zunächst einen Überblick über die regulatorischen Rahmenbedingungen für PLC im Niederspannungsnetz. Anschließend wird ein Überblick über die OFDM-basierten PLC-Standards gegeben. Abschließend werden Kriterien zur Analyse existierender Übertragungs-

standards vorgestellt. Basierend auf der Analyse werden mögliche Probleme existierender Standards und Entwicklungschancen neuartiger Systeme aufgezeigt.

2.1 Regulatorische Rahmenbedingungen

Zur Unterscheidung der verschiedenen PLC-Technologien hat sich weltweit eine Klassifikation anhand des jeweils genutzten Frequenzbereiches durchgesetzt. Nach [7, 27, 57, 59] wird PLC in folgende Klassen eingeteilt:

- Ultraschmalband (engl. *ultra-narrowband*, UNB) PLC belegt einen Frequenzbereich bis ca. 3 kHz. Aufgrund der geringen Bandbreite können nur sehr niedrige Datenraten erzielt werden. Gleichzeitig werden hohe Sendeleistungen durch die betragsmäßig kleinen Zugangsimpedanzen benötigt. UNB-PLC-Systeme realisieren daher in der Regel unidirektionale Verbindungen. Ein klassisches Anwendungsbeispiel ist die Rundsteuertechnik von Energieversorgungsunternehmen, etwa zur Nachtstromtarifumschaltung. Aufgrund der geringen Bandbreite und der sehr niedrigen Zugangsimpedanz lässt sich dieser Frequenzbereich nicht für AMR-Anwendungen nutzen.
- Schmalband (engl. *narrowband*, NB) PLC belegt den Frequenzbereich oberhalb von UNB-PLC, typischerweise zwischen 3 kHz und 500 kHz. Die Reichweite der NB-PLC-Systeme beträgt aufgrund der vergleichsweise niedrigen Frequenz in der Regel einige hundert Meter. Die dabei erzielbaren Datenraten können bis zu einigen hundert Kilobit pro Sekunde betragen. Aufgrund der günstigen Ausbreitungseigenschaften eignet sich NB-PLC besonders für AMR-Anwendungen.
- Breitband (engl. *broadband*, BB) PLC verwendet üblicherweise Frequenzen ab 1,8 MHz bis zu 250 MHz. Die erreichbaren Datenraten sind dabei ein Vielfaches größer im Vergleich zu NB-PLC und können bis mehrere hundert Megabit pro Sekunde betragen. Die Reichweite ist aufgrund der stärkeren Kanaldämpfung bei höheren Frequenzen bedeutend geringer und beträgt meist nur einige

Meter bis hundert Meter, die unter sehr günstigen Bedingungen erreicht werden. Aufgrund der hohen Bandbreite wird BB-PLC insbesondere zu Entertainment-Zwecken innerhalb von Gebäuden eingesetzt, wo naturgemäß geringe Distanzen abzudecken sind.

Die oben angegebenen Frequenzbereiche sind nicht als harte Definitionsgrenzen zu verstehen, insbesondere durch nationale Normungsgremien erfolgen weltweit unterschiedliche Definitionen.

Neben der theoretisch erzielbaren Datenrate, die direkt von der verwendeten Bandbreite abhängt, ist eine Klassifikation nach Frequenzbereichen auch durch Betrachtung der physikalischen Randbedingungen sinnvoll. Durch die frequenzabhängigen Übertragungseigenschaften wurden in allen drei Klassen UNB-, NB- und BB-PLC sehr unterschiedliche Verfahren auf der Bitübertragungssicht (engl. *physical-layer*, PHY-Layer) entwickelt. Entsprechend der oben genannten Einteilung wird in dieser Arbeit vorrangig NB-PLC als AMR-Technologie bis 500 kHz betrachtet.

2.2 Zulässige Frequenzbereiche

Weltweit unterliegt PLC einer sehr unterschiedlichen Regulierung hinsichtlich zulässiger Frequenzbereiche und Sendeleistungen. Im Folgenden wird ein kurzer Überblick über die regulatorischen Rahmenbedingungen innerhalb und außerhalb Europas gegeben.

2.2.1 Regulierung in Europa

In der EU sind die zulässigen Frequenzbereiche und Sendeleistungen für NB-PLC-Geräte durch das Europäische Komitee für elektrotechnische Normung (engl. *European Committee for Electrotechnical Standardization*, CENELEC) in der CENELEC Norm EN 50065-1 reguliert [95]. Dabei ist ein Frequenzbereich von 3 kHz bis 148,5 kHz für die Nutzung vorgesehen. Der Frequenzbereich wird weiter in folgende Klassen unterteilt:

- A-Band von 3 kHz bis 95 kHz: Der Frequenzbereich ist für Anwendungen zur Überwachung und Kontrolle des Niederspannungs-

netzes vorgesehen. In den Anwendungsbereich des A-Bandes fällt typischerweise PLC zur Zählerfernauslesung.

Der Frequenzbereich von 95 kHz bis 148,5 kHz ist Anwendungen im privaten Bereichen vorbehalten. Dabei wird zwischen drei Teilfrequenzbereichen unterschieden:

- B-Band: 95 kHz bis 125 kHz: Die Nutzung kann ohne ein spezielles Zugriffsprotokoll erfolgen.
- C-Band: 125 kHz bis 140 kHz: Vorgeschrieben ist die Verwendung eines *Carrier Sense Multiple Access* (CSMA) Zugriffsprotokolls.
- D-Band: 140 kHz bis 148,5 kHz: Die Nutzung kann ohne Zugriffsprotokoll erfolgen (s. B-Band).

In der Norm wird zwischen schmalbandigen und breitbandigen Signalen unterschieden. Schmalbandige Signale besitzen eine Bandbreite < 5 kHz, breitbandige Signale entsprechend eine Bandbreite ≥ 5 kHz. Die Bandbreite muss mit einem Spektrumanalysator und einem Spitzenwertdetektor bei einer Messbandbreite von 100 Hz bestimmt werden. Die gesamte Bandbreite ist dabei durch die Breite des Frequenzabschnitts bestimmt, in dem das Spektrum weniger als 20 dB in Bezug auf die höchste Spektrallinie abgefallen ist.

Nachfolgend werden die Beschränkungen hinsichtlich der zulässigen Sendeleistung für einphasige Einrichtungen im A-Band betrachtet. Für schmalbandige Signale gilt die folgende Bedingung:

- Die Ausgangsspannung darf 134 dB μ V (≈ 5 V) bis 9 kHz nicht überschreiten und nimmt anschließend frequenzlogarithmisch linear auf 120 dB μ V (= 1 V) bei 95 kHz ab.

Des Weiteren gelten für breitbandige Signale die Bedingungen:

- Die Ausgangsspannung darf 134 dB μ V nicht überschreiten.
- Das Signalspektrum, das mit einem Spitzenwertdetektor und einer Bandbreite von 200 Hz gemessen wird, darf 120 dB μ V nicht überschreiten.

Tabelle 2.1 Grenzwerte der Störspannungen von 150 kHz bis 30 MHz nach [95]. Im Frequenzbereich von 150 kHz bis 500 kHz nimmt der Grenzwert frequenzlogarithmisch linear ab.

Frequenzbereich in MHz	Grenzwert in dB μ V	
	Quasispitzenwert	Mittelwert
0,15 bis 0,5	66 bis 56	56 bis 46
0,5 bis 5	56	46
5 bis 30	60	50

Die Messungen müssen an einer Netznachbildung (engl. *line impedance stabilisation network*, LISN), die in der Norm EN 55016-1-2 spezifiziert ist, durchgeführt werden.

Neben den zulässigen In-Band-Sendeleistungen sind auch die Grenzwerte für Außerbandstörungen an den Netzanschlussstellen spezifiziert. Bis 30 MHz müssen diese mit einem Messempfänger gemäß der Norm EN 55016-1-1 bestimmt werden. Beim Messverfahren ist sowohl ein Mittelwert-Detektor als auch ein Quasispitzenwert-Detektor vorgesehen. Sofern die Anzeige des Messempfängers schwankt, muss diese für mindestens 15 s beobachtet werden und es gilt der höchste Anzeigewert. Die zulässigen Grenzwerte sind in Tabelle 2.1 dargestellt.

2.2.2 Regulierung außerhalb Europas

Die Anwendung von NB-PLC ist weltweit verbreitet. Weitere wichtige Regulierungen außerhalb der EU existieren beispielsweise in den USA und Japan. Nachfolgend werden diese kurz vorgestellt:

- In den USA ist für NB-PLC-Anwendungen das Frequenzband von 9 kHz bis 490 kHz durch die Regularien der *Federal Communications Commission* (FCC) vorgesehen. Dabei wird in Teil 15 Abschnitt 113 der *Federal Regulations* PLC als leitungsgebundenes Kommunikationsverfahren klassifiziert, das hinsichtlich abgestrahlter Funk-

leistung als „unintentional radiator“ gilt [77]. Die Anwendung von NB-PLC in diesem Frequenzbereich bleibt auf die Kommunikation von Energieversorgungsunternehmen auf der Hochspannungsebene beschränkt. Der Einsatz von NB-PLC zur Nutzung im Niederspannungsbereich wird daher ausgeschlossen. Ferner soll, ohne Interferenz zu verursachen, die kleinstmögliche Sendeleistung zur Erfüllung des Kommunikationszwecks gewählt werden.

- In Japan wird NB-PLC durch die *Association of Radio Industries and Businesses* (ARIB) im Standard STD-T84 auf einem Frequenzbereich von 10 kHz bis 450 kHz reguliert [79]. Die zulässige In-Band-Leistung des Sendesignals wird mit einer Auflösung von 10 kHz und einer Last von 10Ω bestimmt. Für den Frequenzbereich von 10 kHz bis 200 kHz beträgt die erlaubte effektive Sendeleistungsdichte $30 \text{ mW}/10 \text{ kHz}$ und oberhalb von 200 kHz noch $10 \text{ mW}/10 \text{ kHz}$. Die Außerbandstörungen dürfen $56 \text{ dB}\mu\text{V}$ im Frequenzbereich von 450 kHz bis 5 MHz und $60 \text{ dB}\mu\text{V}$ im Bereich von 5 MHz bis 30 MHz betragen. Die Messungen müssen mit einem Quasispitzenwertdetektor und einer Messbandbreite von 9 kHz durchgeführt werden [57].

Im Vergleich fällt auf, dass die zulässigen Frequenzbereiche und Grenzwerte der Sendeleistung sehr unterschiedlich reguliert sind. Gründe dafür liegen in den messtechnisch schwierig zu charakterisierenden Eigenschaften des Stromnetzes. Da für Geräte beispielsweise keine feste Zugangsimpedanz spezifiziert wird, ist die Regulierung der zulässigen Sendeleistung herausfordernd. Für Außerbandstörungen und die Sicherstellung der elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) gilt zusätzlich, dass die in das Netz ein- und ausgekoppelte Störleistung von weiteren schwierig zu erfassenden Faktoren wie der Leitungsgeometrie abhängt.

2.3 Elektromagnetische Verträglichkeit

Grundlage für den Betrieb von PLC-Geräten in der EU ist die Sicherstellung der EMV, welche in der EU-Richtlinie 2014/30/EU (vorher 2004/

108/ EC) definiert ist [84]. Ebenso werden dort die europaweit gültigen Konformitätsbewertungsverfahren festgelegt.

Die EU-Richtlinie wird von den einzelnen EU-Mitgliedsstaaten in der nationalen Gesetzgebung umgesetzt. In Deutschland findet die Umsetzung durch das Elektromagnetische-Verträglichkeit-Gesetz (EMVG) Anwendung. Zusätzlich ist den einzelnen Mitgliedstaaten vorbehalten, Maßnahmen zu ergreifen, um Frequenzbereiche für sicherheitsrelevante Telekommunikationsnetze zu schützen. In Deutschland ist dies beispielsweise für Flug- und Behördenfunk durch die „Verordnung zum Schutz von öffentlichen Telekommunikationsnetzen und Sende- und Empfangsfunkanlagen, die in definierten Frequenzbereichen zu Sicherheitszwecken betrieben werden“ (kurz: Sicherheitsfunk-Schutzverordnung, SchuTSEV) umgesetzt. In der SchuTSEV werden dabei sowohl die zu schützenden Frequenzbereiche als auch die Grenzwerte für Störaussendungen definiert. Für „leitungsgebundene Telekommunikationsanlagen“, d. h. PLC, werden innerhalb der SchuTSEV explizit das Messverfahren und die erlaubten Grenzwerte festgelegt [105]. Um Herstellern Rechtssicherheit zur Einhaltung der EMV-Konformität zu bieten (CE-Kennzeichnung), können, basierend auf der EMV-Richtlinie, harmonisierende Normen angewendet werden. Die Nutzung von NB-PLC ist diesbezüglich im Frequenzbereich von 3 kHz bis 148,5 kHz in der Norm EN50065-1 geregelt (vgl. Abschnitt 2.2.1) [95]. Oberhalb von 150 kHz müssen die Grenzwerte und Messverfahren der Funkstöreigenschaften am Netzanschluss informationstechnischer Geräte nach der Norm EN55022 angewendet werden [40]. In der Norm ist dabei der Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz reguliert. Diese Grenzwerte sind ebenfalls Teil der EN50065-1. Bestrebungen der Hersteller, Rechtssicherheit für PLC-Anwender zu schaffen, führte im Jahr 2014 für private PLC-Geräte im Frequenzbereich von 1,6065 MHz bis 30 MHz zur Norm EN50561-1 und somit zu einer Abgrenzung zur allgemeineren Norm EN55022 [78].

2.4 Erweiterung des Frequenzbereichs in Europa

Mehrträgerbasierte Übertragungsverfahren, die in Europa bereits im CENELEC-Band (vgl. Abschnitt 2.2.1) eingesetzt werden, lassen sich ohne großen technischen Aufwand durch Hinzufügen von Unterträgern auf größere Frequenzbereiche erweitern. Beispielsweise stehen für den Frequenzbereich bis 500 kHz bereits fertige Standards zur Verfügung, die in den FCC- oder ARIB-Bändern eingesetzt werden. Aufgrund der größeren Bandbreite und damit verbundenen höheren Datenraten und Robustheit ist dieser Bereich für Gerätehersteller in Europa von besonderem Interesse.

Für NB-PLC-Geräte im AMR-Einsatz existiert für den Frequenzbereich oberhalb von 150 kHz aktuell keine harmonisierende Norm. Da die EMV-Richtlinie auch ein Konformitätsbewertungsverfahren bei fehlender Norm durch Darlegung der Konformität durch eigene Verfahren des Herstellers vorsieht, wird dieser Weg aktuell von Herstellern bspw. bei OFDM-Geräten bis 500 kHz beschritten [47]. Ein Grund für die von Herstellern vorangetriebene Erweiterung des NB-PLC-Frequenzbereichs in Europa ist, dass aufgrund der niedrigeren Störleistung und höheren Zugangsimpedanz teilweise bessere Übertragungseigenschaften als im CENELEC-Band vorliegen [111]. Ein weiteres Argument ist, dass die bisherige Nutzung der Rundfunktechnik (in der Regel mit einfacher analoger Amplitudenmodulation) in diesem Frequenzbereich stark zurückgegangen ist [32]. Nach dem Frequenznutzungsplan der Bundesnetzagentur sind in Deutschland beispielsweise die Frequenzbereiche 148,5 kHz bis 255 kHz und 255 kHz bis 283,5 kHz für Hörfunk vorgesehen und werden von dem analogen Langwellenrundfunk genutzt [25]. Oberhalb von 500 kHz ist für den Hörfunk ein Bereich von 526,5 kHz bis 1606,5 kHz vorgesehen, der von Mittelwellensendern verwendet wird. Die analoge Rundfunktechnik verliert durch digitale Angebote jedoch zunehmend an Bedeutung. In Europa zeichnet sich daher der Trend ab, dass analoge Rundfunksender sukzessiv abgeschaltet werden. So wurde in Deutschland am 31.12.2015 der letzte Rundfunksender im Mittelwellenbereich außer Betrieb genommen [1]. Es ist daher davon auszugehen, dass Interferenzprobleme zwischen PLC und analogem

Rundfunk, wenn überhaupt stationär und lokal begrenzt auftreten und sich durch Aussparen bestimmter Frequenzbänder lösen lassen.

Oberhalb von 1,7 MHz sind kognitive Verfahren für PLC aktuell Gegenstand der Forschung [57]. Je nach Anwendung ist die tatsächliche Frequenznutzung häufig zeitlich und örtlich begrenzt. Kognitive Verfahren können helfen, durch Erkennen von ungenutzten Ressourcen im Zeit- und Frequenzbereich die Auslastung des Spektrums zu verbessern.

2.5 Existierende NB-PLC-Übertragungsstandards

Lange Zeit gab es keine einheitlichen überregionalen Übertragungsstandards für PLC. Basierend auf der geschaffenen Rechtssicherheit mittels der CENELEC-Norm EN50065-1 wurden die Bemühungen um eine Standardisierung vorangetrieben. Diese mündeten zunächst in europaweit und schließlich weltweit gültigen PLC-Standards.

Breite Anwendung fanden zunächst schmalbandige Systeme, basierend auf FSK- oder BPSK-Modulation. Um eine größere Robustheit gegenüber frequenzabhängigen Störungen zu erzielen, kann die FSK-Modulation durch das Spread-FSK-Verfahren (S-FSK-Verfahren) erweitert werden. Dabei werden zwei spektral „weit“ entfernte Trägerfrequenzen eingesetzt. Die Wahrscheinlichkeit einer gleichzeitigen Störung beider Frequenzen kann somit reduziert werden. In [90] wird ein Verfahren zur Qualitätsbewertung beider Frequenzen zum Entwurf optimaler S-FSK-Empfänger vorgestellt. Das FSK- und S-FSK-Verfahren ist in die Standards IEC 61334-5-2 [18] bzw. IEC 61334-5-1 [17] eingeflossen. Für das S-FSK-Verfahren ist dabei ein Trägerabstand im CELENEC-Band von mindestens 10 kHz vorgesehen.

Ein Nachteil der schmalbandigen BSPK- und FSK-Verfahren ist, dass nur ein kleiner Teil des Spektrums des CENELEC-Bandes genutzt wird. Um eine bessere Ausnutzung des Spektrums zu erreichen und somit größere Datenraten zu erzielen, wurde vor ca. 10 Jahren damit begonnen, den Einsatz OFDM-basierter Verfahren für NB-PLC zu untersuchen.

Zunächst formierte sich im Jahr 2009 die *Powerline Related Intelligent Metering Evolution* (PRIME) Allianz, um ein OFDM-basierendes Ver-

fahren zu spezifizieren [80]. Kurze Zeit später wurde im Jahr 2011 die G3-PLC-Allianz gegründet, ebenfalls mit dem Ziel, eine OFDM-basierte Lösung für NB-PLC zu entwickeln [101]. Im Gegensatz zu PRIME, das vor allem eine hohe Datenrate ermöglichen sollte, lag der Schwerpunkt bei G3-PLC auf einer möglichst hohen Robustheit gegenüber Kanaleinflüssen [26]. Beiden Allianzen ist gemeinsam, dass die Arbeitsergebnisse G3-PLC bzw. PRIME als lizenzfreie offene Spezifikationen etabliert werden sollen [26, 27]. Aufgrund des großen Interesses aus der Industrie wurden die Spezifikationen schließlich in die weltweit gültigen Standards der internationalen Fernmeldeunion (*International Telecommunication Union, ITU*) und des *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)* eingearbeitet. Ziel war es, die Interoperabilität zwischen Geräten unterschiedlichster Hersteller überregional zu ermöglichen. Neben der Harmonisierung von Spezifikationen sollte zusätzlich die Koexistenz mit älteren, schmalbandigen NB-PLC Technologien sichergestellt werden.

Mit dem G.hnem-Projekt der ITU wurden die Spezifikationen von G3-PLC und PRIME in die Empfehlungen G.9955 (2011) [62] und G.9956 (2011) [61] aufgenommen und um neue Eigenschaften zur Verbesserung der Leistungsfähigkeit erweitert [74]. Wenig später wurde die Struktur der Empfehlungen in die heute gültigen Standards G.9901 (Frequenzspezifikationen) [63], G.9902 (G.hnem) [65], G.9903 (G3-PLC) [64] und G.9904 (PRIME) [66] neu organisiert. Ziel war es, G3-PLC, PRIME und G.hnem als eigene Standards verfügbar zu machen.

Ein ähnliches Ziel wie das ITU-Projekt wurde mit dem IEEE-Projekt P1901.2 verfolgt [39]. Der Standard P1901.2 wurde 2013 veröffentlicht und basiert ebenfalls auf PRIME und G3-PLC, wobei zusätzlich der Frequenzbereich auf das FCC-Band von 160 kHz bis 478 kHz erweitert wurde.

2.6 Systemübersicht OFDM-basierter Verfahren

In Abbildung 2.1 ist der grundlegende Aufbau eines OFDM-Systems dargestellt. Die auf dem PHY-Layer übertragenen Einheiten werden als PPDU (engl. *physical protocol data unit*) bezeichnet. Die PPDU setzt

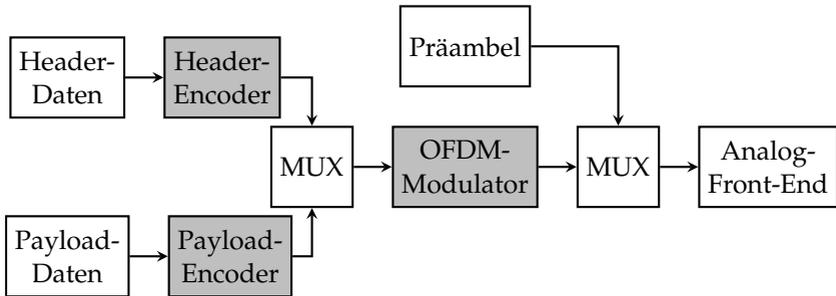


Abbildung 2.1 Blockschaltbild des Senders eines OFDM-Übertragungssystems

sich aus den folgenden drei Teilen in der angegebenen Reihenfolge zusammen:

- Der *Präambel*, die zur Synchronisation von Sender und Empfänger verwendet wird.
- Dem *Header*, der hauptsächlich Steuer- und Kontrollinformationen über die PPDU selbst enthält.
- Der *Payload*, d. h. den zu übertragenden Nutzdaten, welche im Allgemeinen den längsten Teil der PPDU bilden.

Da die Bestandteile der PPDU unterschiedlichen Zielen dienen, werden diese durch unterschiedliche Verfahren erzeugt. Header und Payload repräsentieren binäre Informationen, welche codiert und anschließend als OFDM-Symbole gesendet werden. In der Regel werden dabei für die Informationen im Header zusätzlich robuste Fehlerkorrekturverfahren eingesetzt, da der Informationsverlust des Headers die gesamte PPDU unbrauchbar macht. Die Präambel trägt dagegen keine Informationen und dient ausschließlich der Synchronisation von Sender und Empfänger. Die Präambel kann daher aus festen und damit vorab bekannten OFDM-Symbolen bestehen. Darüber hinaus können auch Signale mit entsprechend günstigen Eigenschaften im Zeit- und Frequenzbereich wie bspw. Chirp-Signale als Präambeln verwendet werden.

Die PPDU kann wie dargestellt durch ein zeitliches Multiplexverfahren der entsprechenden Teile zusammengesetzt werden. Anschließend

wird die PPDU nach der Digital-Analog-Wandlung über das Analog-Front-End als physikalisches Signal in das Stromnetz eingekoppelt.

In Europa stellt NB-PLC durch die EU-Vorgaben zur Verbreitung intelligenter Stromzähler ein sehr aktives Umfeld dar. Im Fokus von Geräteherstellern und Energieversorgungsunternehmen stehen dabei hauptsächlich die beiden OFDM-basierten Übertragungsstandards G3-PLC und PRIME. Beide Standards werden bereits vielfach in der Praxis eingesetzt und von Herstellern werden zahlreiche Produkte angeboten [80, 101].

Im Folgenden werden die Signalverarbeitungsblöcke Header-Encoder, Payload-Encoder und OFDM-Modulator, welche in G3-PLC und PRIME jeweils unterschiedlich spezifiziert sind, genauer betrachtet.

2.6.1 PRIME – Bitübertragungsschicht

Die wesentlichen Systemparameter des PRIME-Standards sind in der Tabelle 2.2 zusammengefasst. Der ursprünglich für das CENELEC A-Band entwickelte Standard umfasst in der aktuellen Version 1.4 auch die Frequenzbereiche des ARIB- und FCC-Bandes bis ca. 500 kHz. Im Vergleich zur vorherigen Version 1.3.6 wurde dazu die Abtastfrequenz bei gleichem Unterträgerabstand vervierfacht. Die Abtastfrequenz beträgt demnach $f_s = 1$ MHz und die FFT-Länge $N = 2048$ (engl. *fast Fourier transform*, FFT). Dies führt zu einem Unterträgerabstand von $\Delta f = f_s / N = 488,3$ Hz. Insgesamt stehen maximal $N_{\text{CH}} = 8$ Kanäle zur Verfügung, wobei ein Kanal jeweils 97 Unterträger belegt. Der erste Kanal entspricht der Belegung des CENELEC A-Bandes bis ca. 90 kHz.

Das Blockschaltbild des PRIME-Modulators ist in Abbildung 2.2 dargestellt. Die Unterträgerbelegung erfolgt mit differentiell codierten PSK-Symbolen (engl. *phase-shift keying*, PSK), wobei die Sendesymbolmenge die Kardinalität 2, 4 oder 8 besitzt (DBPSK, DQPSK und D8PSK). Die Differenzcodierung erfolgt in Frequenzrichtung durch Bildung der Phasendifferenz des jeweils k -ten und $(k - 1)$ -ten Unterträgers. Als Startphase dienen die Pilotträger, welche entsprechend einer 127 bit Pseudorandom-Folge (Pseudorandom-Noise-Sequenz, PN-Sequenz) belegt werden. Für Details zur Generierung der Sequenz wird auf den Anhang A.1 verwiesen.

Tabelle 2.2 OFDM-Parameter für G3-PLC und PRIME

	PRIME v1.3.6 [22]	PRIME v1.4 [99]	G3-PLC [63, 64]
FFT-Länge N	512	2048	256
Abtastfrequenz f_s	250 kHz	1 MHz	CENELEC: 400 kHz FCC: 1,2 MHz
CP-Länge N_{CP}	48	192	30
Anzahl belegter Unterträger	97	N_{CH} : 97, $1 \leq N_{CH} \leq 8$	CENELEC-A: 36 CENELEC-B: 16 FCC: 72
Frequenzbereich in kHz	42–89	42–472	CENELEC-A: 36–91 CENELEC-B: 98–122 FCC: 155–488
Unterträgerabstand Δf	488,3 Hz	488,3 Hz	CENELEC: 1,56 kHz FCC: 4,69 kHz
Symbolintervall T_S	2,24 ms	2,24 ms	CENELEC: 695 μ s FCC: 232 μ s

Die Pilotträger werden zwischen die modulierten Unterträger durch den *Carrier-Allocator* im Frequenzbereich eingefügt. Die OFDM-Modulation erfolgt anschließend durch die inverse schnelle Fourier-Transformation (engl. *inverse fast Fourier transform*, IFFT). Im letzten Schritt erfolgt das Anhängen des zyklischen Präfixes (engl. *cyclic prefix*, CP) durch Kopieren der letzten N_{CP} Abtastwerte an den Anfang des OFDM-Symbols. Die Länge des Symbolintervalls berechnet sich somit zu $T_S = (N + N_{CP})/f_s = 2,24$ ms.

Die Codierung der Header- und Payload-Daten ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Der Standard sieht dabei für die PPDU die zwei Formate Typ A und Typ B vor. Die Typ B PPDU unterscheidet sich von Typ A durch eine vierfache Dauer der Präambel sowie des Headers, wodurch eine größere Robustheit erreicht wird. Nachfolgend werden die im Blockschaubild dargestellten Verfahren zur Vorwärtsfehlerkorrektur im Header und der Payload betrachtet.

Um Fehler der Kontrolldaten im Header zu erkennen, wird eine Prüfsumme nach dem Verfahren der zyklischen Redundanzprüfung (engl.

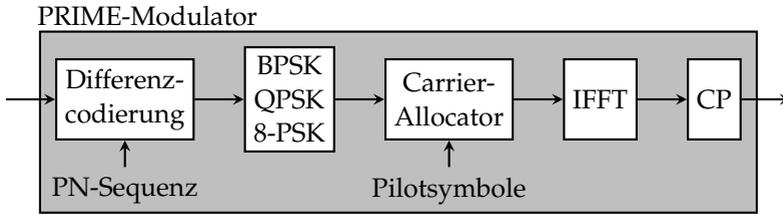


Abbildung 2.2 Detailansicht des PRIME-Modulators

cyclic redundancy check, CRC) bestimmt. Die Länge des Prüfworts beträgt für den Typ A Header 8 bit und für den Typ B Header 12 bit. Der entsprechende CRC8- bzw. CRC12-Prüfwort ergibt sich als Rest der Polynomdivision der Kontrolldaten mit den Polynomen

$$p_{\text{CRC8}}(x) = x^8 + x^2 + x + 1, \quad (2.1)$$

$$p_{\text{CRC12}}(x) = x^{12} + x^{11} + x^3 + x^2 + x + 1. \quad (2.2)$$

Für die Codierung des Headers wird ein Faltungscodiercode (engl. *convolutional code*, CC) verwendet, der optional auch zur Codierung der Payload-Daten zur Verfügung steht. Im Gegensatz zur Payload ist die Kanalcodierung im Header stets aktiv. In der Payload kann diese dagegen bei günstigen Kanalbedingungen deaktiviert werden, um eine höhere Übertragungsrate zu erreichen. Der Faltungscodierer besitzt eine Coderate¹ von $R_C = 1/2$ und eine Einflusslänge von $K = 7$. Die verwendeten Code-Generatorpolynome lauten:

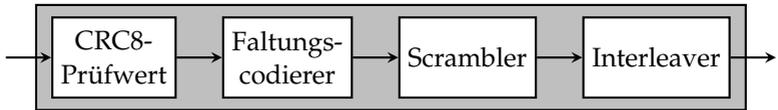
$$133_{(8)} = 1011011_{(2)} : g_1(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^6, \quad (2.3)$$

$$171_{(8)} = 1111001_{(2)} : g_2(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^6, \quad (2.4)$$

wobei (8) und (2) für die Darstellung der Zahlen im Oktal- bzw. Dualsystem stehen. Um nach jeder Übertragung einen definierten Start- und Endzustand des Faltungscodierers sicherzustellen, wird dieser nach dem letzten Datenbit durch Einfügen von 6 Null-Bits terminiert.

¹ Coderate R_C : Verhältnis der Anzahl von uncodierten Eingangsbits zu codierten Ausgangsbits.

PRIME Header-Encoder (Typ A)



PRIME Payload-Encoder

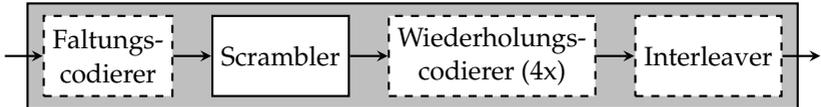


Abbildung 2.3 Blockschaltbild der Kanalcodierungsblöcke der PRIME-Bitübertragungsschicht

Sowohl die Header- als auch Payloaddaten durchlaufen nach der Faltungscodierung den *Scrambler*. Dort werden die Daten mit einer PN-Sequenz XOR-verknüpft. Die PN-Sequenz entspricht dabei der gleichen Sequenz, die zur Belegung der Pilotträger (s. Anhang A.1) verwendet wird.

Um die Robustheit weiter zu erhöhen, wurde mit der PRIME-Version 1.4 ein optionaler Wiederholungscodierer eingeführt. Bei Verwendung des *Robust-Modes* wird jedes Bit der Übertragung insgesamt viermal wiederholt. Der Robust-Mode steht dabei nur bei aktiviertem Faltungscodierer und Verwendung von DBPSK und DQPSK zur Verfügung. Zusätzlich ist bei Verwendung der Typ B PPDU der Wiederholungscodierer auch im Header stets aktiv.

Schmalbandige Interferenz und frequenzselektive Dämpfungen durch Mehrwegeausbreitung (engl. *fading*) sind typisch für den NB-PLC-Kanal [57]. Dies führt dazu, dass Fehler häufig in Form von Bündelfehlern auftreten. Bei einem Bündelfehler besteht die Störung aus einer zeitlich zusammenhängenden Fehlerfolge, anstatt einer zufälligen Verteilung. Um diesem Bündelungseffekt entgegenzuwirken, wird, sofern die Kanalcodierung aktiviert wurde, im letzten Schritt des Encoders die Reihenfolge der Bits eines OFDM-Symbols durch den *Interleaver* permutiert. Das Interleaving stellt dabei sicher, dass zuvor benachbarte Bits nach

dem Interleaving einige Bits Abstand besitzen. Zur Umsetzung des Interleavings können dabei zuvor berechnete Tabellen in Abhängigkeit vom jeweiligen Modulationsverfahren verwendet werden [99].

2.6.2 G3-PLC – Bitübertragungsschicht

G3-PLC ist in den Frequenzbereichen des CENELEC A- und B-Bands sowie des FCC-Bands spezifiziert. Die Systemparameter für die verschiedenen Frequenzbereiche sind in der Tabelle 2.2 aufgeführt. Nachfolgend werden die für Europa relevanten Systemparameter bei Verwendung des CENELEC A-Bands genauer betrachtet. In dieser Konfiguration wird eine Abtastfrequenz von $f_s = 400$ kHz und eine FFT-Länge von $N = 256$ verwendet. Der Abstand der OFDM-Unterträger ergibt sich dann zu $\Delta f = f_s/N = 1,5625$ kHz. Da die Modulation im Basisband erfolgt, stehen für das reelle Ausgangssignal insgesamt 128 Träger zur Verfügung, wovon 36 für die Übertragung eines OFDM-Symbols belegt werden.

Das Blockschaltbild des G3-PLC-Modulators ist in Abbildung 2.4 dargestellt. Als Modulationsverfahren wird differentielle PSK mit 2, 4 oder 8 Symbolen verwendet (DBPSK, DQPSK und D8PSK). Die differentielle Codierung erfolgt dabei in Zeitrichtung, d. h. es wird stets die Phasenlage des zeitlich vorherigen Symbols als Referenz für das aktuelle Symbol verwendet.

Jeweils sechs OFDM-Unterträger werden in der sogenannten *Tone-Map* als Gruppe zusammengefasst. Bei der Verwendung von 36 Unterträgern stehen somit sechs Unterträgergruppen zur Verfügung. Ein Vorteil der differentiellen Modulation in Zeitrichtung ist, dass die sechs Unterträgergruppen in der *Tone-Map* beliebig ein- bzw. ausgeschaltet werden können, um insbesondere Frequenzbereiche mit sehr ungünstigen Eigenschaften von der Übertragung auszuschließen [38].

Vor Berechnung der IFFT wird das Signal in einer Präemphase zusätzlich gefiltert, um Kanaldämpfungen des Frequenzgangs vorab auszugleichen. Nach der IFFT wird wie im PRIME-Modulator ein zyklisches Präfix eingefügt. Zusätzlich werden im letzten Schritt die ersten und letzten acht Abtastwerte des Signals mit einer Raised-Cosine-Funktion gefenstert (RC-Fenster). Anschließend werden die gefensterten Anteile jeweils

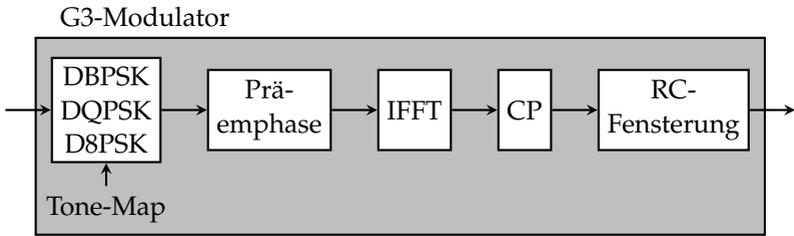


Abbildung 2.4 Detailansicht des G3-PLC-Modulators

mit dem vorherigen Symbol überlappt. Ziel ist es, durch den flachen Anstieg der Fensterfunktion Außerbandstörungen zu reduzieren.

Neben dem OFDM-Modulator zeigen sich auch bei der Kanalcodierung einige Gemeinsamkeiten zum PRIME-Standard. In Abbildung 2.5 ist das Blockschaltbild der Kanalcodierungsblöcke des Headers und der Payload abgebildet.

Um fehlerhafte Header-Daten zu erkennen, wird wie beim PRIME-Standard eine CRC-Prüfsumme berechnet. Der Prüfwert für den Header umfasst allerdings nur 5 bit und wird mit dem Polynom

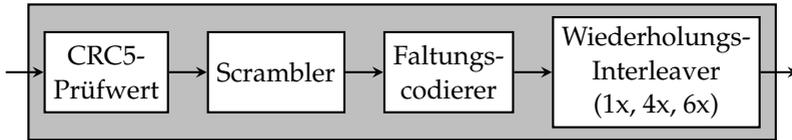
$$p_{\text{CRC5}}(x) = x^5 + x^2 + x + 1 \quad (2.5)$$

berechnet. Um die Sendebits möglichst zufällig und gleichverteilt erscheinen zu lassen, durchlaufen die Daten einen Scrambler. Dabei wird zur XOR-Verknüpfung die gleiche PN-Sequenz wie beim PRIME-Standard verwendet (s. Anhang A.1).

Die Kanalcodierung im G3-PLC-Standard umfasst insgesamt drei Stufen. Zusätzlich zum Faltungscodierer und Wiederholungscode wird zur Codierung der Payload ein zyklischer Blockcode verwendet. Ähnlich zum PRIME-Standard gibt es ebenfalls einen Robust-Mode bei der Verwendung von DBPSK mit speziellen Eigenschaften (R-DBPSK).

Der Blockcode ist aus der Klasse der Reed-Solomon-Codes (RS-Codes) mit Codesymbolen (Bytes) des Galoiskörpers $\text{GF}(2^8)$. Die Anzahl der Ausgangscodesymbole beträgt $n = 255$. Die Anzahl der Eingangscodesymbole ist bei aktivem Robust-Mode $k = 247$ und sonst $k = 239$. Die

G3-PLC Header-Encoder



G3-PLC Payload-Encoder

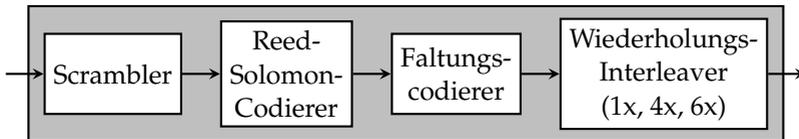


Abbildung 2.5 Blockschaltbild der Kanalcodierungsblöcke der G3-PLC-Bitübertragungsschicht

Anzahl an korrigierbaren Codesymbolen beträgt damit im Robust-Mode $T = 4$ und sonst $T = 8$. Als Generatorpolynom für $GF(2^8)$ wird

$$p_{RS}(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (2.6)$$

verwendet.

Die Faltungscodierung ist identisch mit der Codierung des PRIME-Standards. Im Gegensatz zu PRIME ist die Kanalcodierung sowohl im Header als auch in der Payload stets aktiviert.

Als letzter Schritt der Kanalcodierung wird ein Interleaver verwendet. Im Gegensatz zum PRIME-Standard erfolgt zusätzlich ein Interleaving in Zeitrichtung über eine Sequenz aus OFDM-Symbolen. Das Interleaving über mehrere OFDM-Symbole erhöht zusätzlich die Robustheit gegenüber Bündelfehlern. Bei Verwendung des Robust-Modus wird der Payload-Anteil im Interleaver viermal wiederholt. Für den Header-Anteil wird dagegen der sogenannte *Super Robust-Mode* verwendet, der die Header-Daten insgesamt sechsmal wiederholt.

In Tabelle 2.3 sind die erzielbaren Coderaten des RS-Codierers in Abhängigkeit von der Anzahl der OFDM-Symbole aufgelistet. Einem codierten Block werden durch den RS-Codierer stets $2T$ Paritätssymbole hinzugefügt. Durch Variation der Anzahl von Eingangssymbolen,

Tabelle 2.3 G3-PLC-Coderaten R_C des RS-Codierers im CENELEC A-Band für verschiedene Betriebsarten [64]

Anzahl Symbole	D8PSK	DQPSK	DBPSK	R-DBPSK
12	64/80	37/53	10/26	–
20	118/134	73/89	28/44	–
32	199/215	127/143	55/71	–
40	–	163/179	73/89	13/21
52	–	217/233	100/116	20/28
56	–	235/251	109/125	22/30
112	–	–	235/251	54/62
252	–	–	–	133/144

und somit der Blockgröße, kann die erzielte Coderate (und damit die nutzbare Datenrate) beeinflusst werden.

Im Folgenden wird ein kurzes Berechnungsbeispiel der Coderate für $N_{\text{PL}} = 12$ Payload-Symbole und DQPSK-Modulation ($M = 4$) gegeben. Die Anzahl der Bits pro OFDM Symbol berechnet sich bei $N_{\text{carr}} = 36$ Unterträgern zu:

$$N_{\text{Sym,bit}} = N_{\text{PL}} \cdot N_{\text{carr}} \cdot \log_2(M) = 864 \text{ bit}, \quad (2.7)$$

wobei $\log_2(M) = 2$ die Anzahl der Bits pro QPSK-Symbol bezeichnet. Mit der Coderate $R_C = 1/2$ des Faltungscodierers und $\text{CC}_{\text{term}} = 6$ Terminierungsbits, ergibt sich die Anzahl der Ausgangsbytes des RS-Codierers zu:

$$N_{\text{Out,RS}} = \left\lfloor \frac{N_{\text{Sym,bit}} \cdot R_C - \text{CC}_{\text{term}}}{8} \right\rfloor = 53 \text{ byte}, \quad (2.8)$$

wobei $\lfloor \cdot \rfloor$ die Abrundungsfunktion bezeichnet. Die Anzahl der Eingangsbytes ist entsprechend $2T = 16$ byte kleiner. Für die Coderate des

RS-Codierers folgt somit $R_C = 37/53$. Die weiteren Coderaten aus Tabelle 2.3 berechnen sich analog. Die maximale Anzahl an OFDM-Symbolen der Payload ist dabei durch die maximale Blockgröße $n = 255$ des RS-Codierers begrenzt.

2.7 Bewertung existierender Übertragungsstandards

2.7.1 Erreichbare Bitraten

Eine wichtige Größe zur Bewertung eines Übertragungssystems ist die erreichbare Bitrate. In der Regel ist dabei die Nutzdatenrate der Payload vor der Kanalcodierung von Interesse.

Die Übertragung von G3 und PRIME erfolgt wie in Abschnitt 2.6 beschrieben durch einzelne PPDU. Neben den eigentlichen Nutzdaten, welche in der Payload übertragen werden, besteht eine PDU aus zusätzlichen Informationen zur Synchronisation und Fehlerkorrektur.

Obwohl G3 und PRIME einen ähnlichen Frequenzbereich und PSK-modulierte Unterträger verwenden, unterscheiden sich die erzielbaren Bitraten. Die Nutzdatenrate wird neben den OFDM-Parametern (vgl. Tabelle 2.2) durch die Länge der Präambel und des Headers sowie durch die Coderate der Kanalcodierung beeinflusst. In Abbildung 2.6 ist die Dauer der einzelnen Bestandteile einer PDU für G3 und PRIME dargestellt. PRIME verwendet als Präambel eine Chirp-Sequenz, wohingegen bei G3-PLC eine Wiederholung von 9,5 OFDM-Symbolen gesendet wird.

Beim Vergleich zwischen PRIME und G3-PLC, zeigt sich eine deutlich kürzere Dauer der Präambel und des Headers bei der Typ A PDU. Im Allgemeinen wird durch eine längere Dauer der Präambel und des Headers die Robustheit der Übertragung verbessert, gleichzeitig sinkt jedoch die Nutzdatenrate.

Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wird die Übertragungsrates im CENELEC A-Band bei Verwendung von G3-PLC mit DQPSK-Modulation und $N_{PL} = 56$ Payload-Symbolen betrachtet. Aus Tabelle 2.3 ist ersichtlich, dass $N_D = 235$ byte an uncodierten Nutzdaten über die Dauer einer kompletten PDU übertragen werden können.

PRIME PPDU (Typ A):

Päambel	Header	Payload
← 2,05 ms →	← 4,48 ms →	← 141,12 ms (564,48 ms) →
	2	63 (252) Symbole

G3-PLC PPDU:

Päambel	Header	Payload
← 6,60 ms →	← 9,04 ms →	← 77,84 ms (175,14 ms) →
9,5	13	112 (252) Symbole

Abbildung 2.6 Maximale Länge der PPDU der Standards PRIME und G3-PLC im CENELEC A-Band bei Verwendung von DBPSK-Modulation. In Klammern ist die Länge bei Verwendung des Wiederholungscodierers angegeben.

Die Gesamtlänge der PPDU berechnet sich mit den Parametern aus Tabelle 2.2 zu

$$T_{P,G3} = \frac{(N_{PL} + N_H) \cdot (N_{CP} + N - N_O) + (N_{PA} \cdot N)}{f_s},$$

$$= 54,035 \text{ ms}, \quad (2.9)$$

wobei $N_H = 13$, $N_O = 8$ und $N_{PA} = 9,5$ die Anzahl der Symbole des Headers, die Anzahl von überlappenden Abtastwerten und die Anzahl von Symbolen der Präambel bezeichnen. Die erreichbare Bitrate der Payload berechnet sich schließlich zu

$$R_D = \frac{N_D}{T_{P,G3}} = 34,792 \text{ kbit/s}. \quad (2.10)$$

Auf gleiche Weise lässt sich die maximalen Datenrate bei Verwendung von DBPSK und D8PSK berechnen. Die Ergebnisse sind in Tabelle 2.4 dargestellt.

Das Ergebniss (2.9) wird im Folgenden mit der DQPSK-Modulation ($M = 4$) nach dem PRIME-Standard verglichen. Maximal können bei PRIME $N_{PL} = 63$ OFDM-Symbole in der Payload bei Verwendung

Tabelle 2.4 Maximale Datenrate der Payload im CENELEC A-Band für verschiedene Betriebsarten bei G3-PLC

	D8PSK	DQPSK	DBPSK	R-DBPSK
Datenrate in kbit/s	42,6	34,8	30,2	5,6

von DQPSK pro PPDU übertragen werden [99]. Die Länge der PPDU berechnet sich mit den Parametern aus der Tabelle 2.2 wie folgt:

$$T_{P,PRIME} = \frac{(N_{PL} + N_H) \cdot (N_{CP} + N) + (N_{PA} \cdot N)}{f_s},$$

$$= 147,648 \text{ ms}, \quad (2.11)$$

wobei $N_{PA} = 1$ und $N_H = 2$ gilt. Bei Verwendung des Faltungscodierers mit der Coderate $R_C = 1/2$ werden insgesamt

$$N_D = N_{carr} \cdot N_{PL} \cdot \log_2(M) \cdot R_C = 6048 \text{ bit} \quad (2.12)$$

in der Payload übertragen, wobei $N_{carr} = 96$ Unterträger belegt sind. Die erreichte Bitrate berechnet sich schließlich zu

$$R_D = \frac{N_D}{T_{P,PRIME}} = 40,962 \text{ kbit/s}. \quad (2.13)$$

Die übrigen maximalen Datenraten berechnen sich auf gleiche Weise und sind in der Tabelle 2.5 angeben.

Beim Vergleich der theoretisch maximal erreichbaren Datenraten für G3-PLC und PRIME aus Tabelle 2.4 und Tabelle 2.5 zeigt sich, dass im PRIME-Standard höhere Datenraten erreicht werden. Dies lässt sich zum einen durch die niedrigere Coderate durch den Einsatz des RS-Codierers bei G3-PLC erklären. Ein weiterer Grund ist, dass die Dauer der Präambel und des Headers bei G3-PLC um ein Vielfaches größer ist.

Bei Verwendung eines größeren Frequenzbereichs bspw. des FCC-Bands erhöht sich mit der Bandbreite entsprechend auch die Datenrate. So wird im FCC-Band bei G3-PLC und PRIME im Vergleich zum CENELEC A-Band eine 6 bis 8-fache Übertragungsrate erzielt [57, 99].

Tabelle 2.5 Maximale Datenrate der Payload im CENELEC A-Band für verschiedene Betriebsarten des PRIME-Standards bei Verwendung der Typ-A PPDU

Datenrate in kbit/s	D8PSK	DQPSK	DBPSK
uncodiert	122,9	81,9	41,0
Faltungscodierer	61,4	41,0	20,5
Faltungscodierer und Wiederholungscodierer	–	10,6	5,3

2.7.2 Bitfehlerrate und Codierungsgewinn

Der Vorteil einer niedrigeren Datenrate, wie etwa von G3-PLC im Vergleich zu PRIME, ist die größere Robustheit gegenüber Störungen. Die theoretischen Gründe dafür werden im Folgenden genauer betrachtet.

Um die Leistungsfähigkeit des PRIME-Standards 1.4 analysieren und mit dem Entwurf neuartiger Verfahren vergleichen zu können, wurde die Bitübertragungsschicht (vgl. Abschnitt 2.6.1) in dem Entwicklungswerkzeug *GNU Radio* implementiert. GNU Radio ermöglicht dabei die Implementierung der digitalen Signalverarbeitung nach dem *Software-Defined Radio* (SDR) Prinzip, ohne dass spezialisierte digitale Hardware notwendig ist [34]. Die Simulation erfolgt mittels der Gleitkommaarithmetik eines handelsüblichen Prozessors und ermöglicht eine schnelle und genaue Simulation des Übertragungsverhaltens.

Zunächst wird die Bitfehlerrate (engl. *bit error rate*, BER) unter dem Einfluss additiven weißen gaußschen Rauschens (engl. *additive white Gaussian noise*, AWGN) mit der Störleistungsdichte N_0 betrachtet. Bei Verwendung der mittleren Sendeleistung \overline{P}_S und der Bandbreite B ergibt sich das Signal-Rausch-Verhältnis (engl. *signal-to-noise ratio*, SNR) zu

$$\text{SNR} = \frac{\overline{P}_S}{\overline{P}_N}, \quad (2.14)$$

wobei für die mittlere Rauschleistung $\overline{P}_N = BN_0$ gilt. Zunächst wird die simulierte BER der Payload des PRIME-Standards mittels der GNU

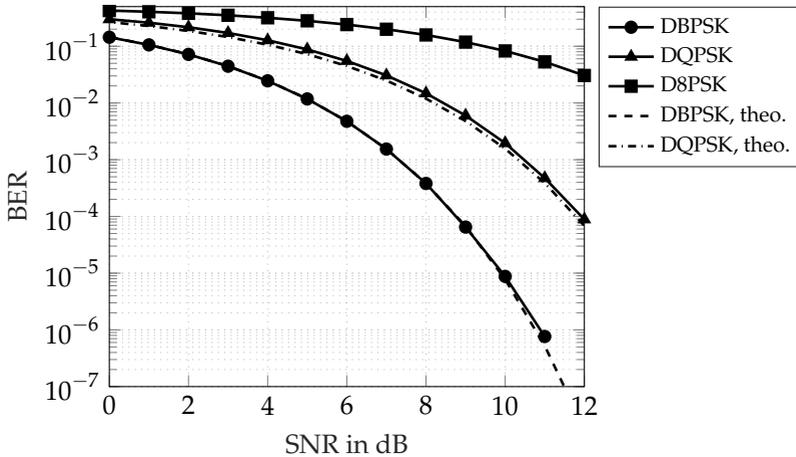


Abbildung 2.7 Bitfehlerrate der Payload bei Verwendung der PRIME-Modulation im AWGN-Kanal ohne zusätzliche Kanalcodierung

Radio Implementierung betrachtet. In Abbildung 2.7 ist das Ergebnis der BER in Abhängigkeit vom SNR dargestellt.

Als Modulationsverfahren wurde uncodierte DBPSK, DQPSK und D8PSK verwendet. Zum Vergleich sind die theoretischen Verläufe der Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei einer äquivalenten Modulation durch DBPSK und DQPSK dargestellt. Die verwendeten Formeln zur Berechnung sind im Anhang A.2 angegeben. Beim Vergleich der Kurven zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den simulierten Bitfehlerraten und den theoretischen Verläufen.

In einem realen System ist die Ausgangsleistung in der Regel limitiert. Am Empfänger stellt sich dann, unabhängig von der verwendeten Modulation der Unterträger (DBPSK, DQPSK oder D8PSK), ein bestimmtes SNR ein. In Abbildung 2.7 lässt sich für einen gegebenen SNR-Wert DBPSK als das robusteste zur Verfügung stehende Verfahren ablesen.

Im Folgenden wird der Einfluss der Kanalcodierung auf die BER betrachtet. In Abbildung 2.8 ist der Einfluss des Faltungscodierers und des Wiederholungscodierers dargestellt. In allen dargestellten Verläufen wird der Faltungscodierer verwendet. Bei den Robust-Modes R-DBPSK und R-DQPSK ist zusätzlich der Wiederholungscodierer aktiv.

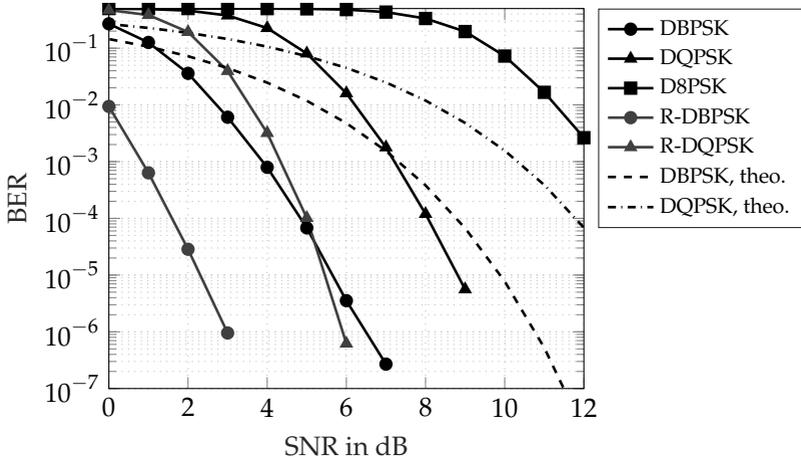


Abbildung 2.8 Bitfehlerrate der Payload bei PRIME-Modulation im AWGN-Kanal und Verwendung des Faltungscodierers. Zusätzlich wird der Wiederholungscodierer in den Betriebsarten des Robust-Modes R-DBPSK und R-DQPSK verwendet.

Gut zu erkennen ist, dass der Faltungscodierer zu einem steileren Verlauf der Kurven führt. Ein Nachteil der steileren Kurven ist die zunächst schlechtere BER bis zum Erreichen eines Schwellwertes. Bei DBPSK wird ab einem SNR von 1,2 dB eine bessere BER erzielt. Deutlich später, ab 5,1 dB, wird bei codierter DQPSK ein Vorteil erzielt. Der Vierfach-Wiederholungscodierer bei aktivem Robust-Mode führt dagegen zu einer Verschiebung der Kurven nach links um ca. 3 dB.

Aus der Abbildung wird die Bedeutung der Kanalcodierung deutlich. Bei gleichem SNR kann die Differenz der BER zwischen uncodierter und codierter Übertragung bereits bei kleinem SNR einen Faktor $> 10^3$ erreichen. Dieser Gewinn dient auch als Erklärung, weshalb im G3-PLC-Standard die Kanalcodierung stets aktiviert ist.

Um den Einfluss der Kanalcodierung genauer analysieren zu können und insbesondere verschiedene Verfahren vergleichbar zu machen, ist es sinnvoll, die BER unabhängig von der Bandbreite und der Datenrate zu betrachten. Für die mittlere Signalleistung gilt bei einer Bitrate R und

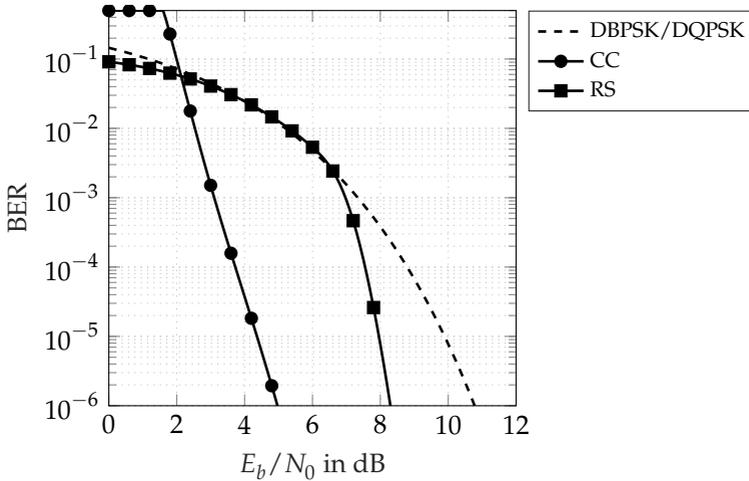


Abbildung 2.9 Theoretischer Vergleich der Bitfehlerrate bei DBPSK/DQPSK und Verwendung der Kanalcodierungsverfahren nach G3-PLC und PRIME. Die verwendeten Codes des Faltungscodierers (CC) und des Reed-Solomon-Codierers (RS) lauten $R_C = 1/2$, $K = 7$, $[133_{(8)} \ 171_{(8)}]$ und $(255,247)$.

Energie pro Bit E_b der Zusammenhang $\overline{P_S} = E_b R$ [41]. Für das SNR gilt damit

$$\text{SNR} = \frac{E_b R}{N_0 B}. \quad (2.15)$$

Wird nun eine Normierung auf die Datenrate und Bandbreite durchgeführt, ergibt sich das Verhältnis E_b/N_0 , welches auch als SNR pro Bit bezeichnet wird. Das E_b/N_0 kann dabei als *Leistungseffizienz* des Übertragungsverfahrens interpretiert werden [81].

Eine wichtige Größe zur Bewertung eines Kanalcodierungsverfahrens ist der Codierungsgewinn. Dieser wird häufig in dB angegeben und ergibt sich aus der Differenz des E_b/N_0 zwischen uncodierter und codierter Übertragung zur Erreichung der selben BER [41].

In Abbildung 2.9 sind Verläufe der BER des Faltungscodierers (CC) sowie des RS-Codierers in Abhängigkeit von E_b/N_0 dargestellt. Eine genaue analytische Berechnung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit ist bei den betrachteten Kanalcodierungsverfahren im Allgemeinen nicht mög-

lich. Bei den angezeigten Verläufen handelt es sich daher um übliche Abschätzungen nach oben. Die zugrundeliegenden Formeln zur Berechnung der BER sind im Anhang A.2 angegeben. Für die Decodierung des Faltungscodes wird ein Soft-Decision-Decoder vorausgesetzt, welcher einen um ca. 2,5 dB besseren Codierungsgewinn im Vergleich zu einem Hard-Decision-Decoder erzielt [41].

Der Faltungscodierer führt zu einem sehr frühen Codierungsgewinn bei DBPSK/DQPSK ab ca. $E_b/N_0 = 2,1$ dB. Deutlich später, ab ca. 6,6 dB, wird auch mit dem RS-Codierer ein Codierungsgewinn erzielt. Dies zeigt, dass Kanalcodierung erst ab einem bestimmten SNR bzw. nach Erreichen einer BER-Schwelle im uncodierten Fall sinnvoll ist. Vorher wird die Situation in der Regel verschlechtert. In [93] wird für PLC als Richtwert eine minimale BER von 0,01 für den uncodierten Fall genannt, um eine Vorwärtsfehlerkorrektur durch Kanalcodierung sinnvoll einsetzen zu können.

Der Wiederholungscodierer ist nicht dargestellt, da dieser zu keinem Codierungsgewinn in Abhängigkeit des E_b/N_0 führt. Wie im nachfolgenden Abschnitt 2.7.3 genauer erläutert wird, führt der Wiederholungscodierer lediglich zu einer besseren BER bei Betrachtung des SNRs (vgl. Abbildung 2.8). Indem die Symboldauer pro Bit verlängert wird, steht mehr Sendeenergie pro empfangenem Symbol zur Verfügung, wodurch die BER entsprechend sinkt.

In [82] wurde die Kanalcodierung für G3-PLC untersucht; dabei zeigt die simulative Auswertung ein ähnliches Ergebnis. Insbesondere durch den Wiederholungscodierer und das Interleaving wurde eine Verbesserung der BER um 3 dB, bezogen auf das SNR, erreicht.

Experimentelle Auswertungen unter Berücksichtigung beider Standards G3-PLC und PRIME zeigen, dass unter schwierigen Kanalbedingungen zu einem Großteil nur die Robust-Modes, d. h. DBPSK und Verwendung des Wiederholungscodierers, eine zuverlässige Kommunikation ermöglichen [60, 98]. Die Robust-Modes spielen daher im praktischen Einsatz eine wichtige Rolle.

2.7.3 Spektrale Effizienz

Eine weitere Größe zur Bewertung eines Modulationsverfahrens ist die spektrale Effizienz η . Für die Berechnung wird die erreichbare Datenrate R auf die Bandbreite B normiert [81]:

$$\eta = \frac{R}{B}. \quad (2.16)$$

Durch Einsetzen in (2.15) folgt der Zusammenhang

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\text{SNR}}{\eta}. \quad (2.17)$$

Bei einem konstanten SNR kann also durch Verringern von η ein größeres E_b/N_0 erzielt werden. Dies erklärt die geringere BER bei Verwendung eines spektral ineffizienteren Verfahrens wie BPSK anstelle von QPSK bei gleichem SNR.

Die Verwendung eines Wiederholungscodierers lässt sich auch durch Einführen eines Wiederholungsfaktors bzw. Spreizfaktors $\lambda \in \mathbb{R}$ verallgemeinern. Das notwendige SNR_λ zum Erreichen einer bestimmten BER verbessert sich um λ (wird kleiner) bei Verwendung des Wiederholungsfaktors [87]:

$$\text{SNR}_\lambda = \frac{\text{SNR}}{\lambda}. \quad (2.18)$$

Gleichzeitig verringert sich die spektrale Effizienz auf $\eta_\lambda = \eta/\lambda$. Aus (2.17) folgt direkt, dass das E_b/N_0 nicht verändert wird. Dies zeigt den grundsätzlichen Nachteil der Wiederholungscodierer, die in den Standards G3-PLC und PRIME verwendet werden. Die BER kann auf Kosten der Datenrate verbessert werden; allerdings wird dadurch die Leistungseffizienz des Verfahrens nicht vergrößert. Im Gegenteil, durch suboptimale Decodierung wird das E_b/N_0 im Allgemeinen verschlechtert.

Shannons Gleichung für die Kapazität bandbegrenzter AWGN-Kanäle lässt sich folgendermaßen zu einer Bedingung sinnvoller² Übertragungssysteme umformen [81]:

$$\eta < \log_2(1 + \text{SNR}) \Leftrightarrow$$

² Im Sinne, dass durch eine geeignete Kanalcodierung eine beliebig kleine Bitfehlerrate erreicht werden kann.

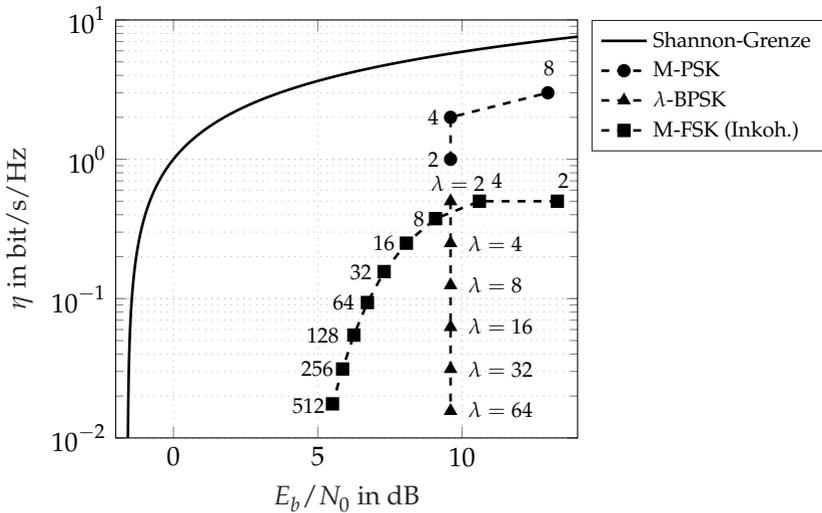


Abbildung 2.10 Vergleich der spektralen Effizienz zwischen M-PSK mit und ohne Wiederholungsfaktor λ sowie M-FSK bei inkohärenter Demodulation. Es wird eine BER von 10^{-5} angenommen.

$$\frac{E_b}{N_0} > \frac{2^\eta - 1}{\eta}. \quad (2.19)$$

Wird der Grenzfall $\eta \rightarrow 0$ betrachtet, so ergibt sich für den Term auf der rechten Seite gerade die Shannon-Grenze $E_b/N_0 = -1,6$ dB.

In Abbildung 2.10 ist die spektrale Effizienz und das benötigte E_b/N_0 zum Erreichen einer BER von 10^{-5} für M-PSK und inkohärent demodulierter M-FSK abgebildet. Erstrebenswert ist dabei ein möglichst großes η bei gleichzeitig kleinem E_b/N_0 . Aus der Abbildung wird ersichtlich, dass ein Wiederholungsfaktor zu einer geringeren spektralen Effizienz führt, die Leistungseffizienz aber nicht verbessert wird. Dagegen zeigt sich für kleine η der Vorteil in der Leistungseffizienz E_b/N_0 von Verfahren mit orthogonaler Signalisierung wie M-FSK.

Zusammenfassend resultieren die Nachteile der Standards PRIME und G3-PLC hauptsächlich aus der fehlenden Adaptivität der Übertragungsverfahren. Insbesondere hinsichtlich der starken zyklstationären Eigenschaften des Übertragungskanal, welche im nachfolgenden

Kapitel genauer untersucht werden, erweist sich die statische Unterträgerbelegung der OFDM-basierten Verfahren als problematisch. Eine Vergrößerung der Bandbreite durch Hinzunahme von Unterträgern erhöht dabei nicht die Robustheit des OFDM-Verfahrens. Stattdessen führt eine größere Zahl von Unterträgern bei gleichzeitiger Beschränkung der Gesamtleistung, wie es die Norm EN 50065-1 vorsieht (vgl. Abschnitt 2.2.1), zu einem geringeren SNR pro Unterträger. Um den Leistungsverlust pro Unterträger zu kompensieren, wird zur Verbesserung der BER in den Robust-Modes daher eine Verlängerung der effektiven Symboldauer durch die Verwendung des Wiederholungscodierers durchgeführt. Insgesamt ergibt sich dabei jedoch keine optimale Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Sendeleistung.

In dieser Arbeit wird für die hochratige PLC-Übertragung ein adaptives OFDM-Verfahren untersucht, das die verfügbare Sendeleistung und den Frequenzbereich optimal hinsichtlich einer vorgegebenen BER im Zeit- und Frequenzbereich verteilt. Darüber hinaus wird für die Übertragung bei ungünstigen Kanaleigenschaften, in denen bisher OFDM in Verbindung mit spektral ineffizienten Wiederholungs_codes eingesetzt wird, aufgrund der besseren Leistungseffizienz, ein adaptives M-FSK-Verfahren vorgeschlagen.

3 Kanalcharakterisierung

Eine wichtige Voraussetzung für einen PLC-Systementwurf ist die Charakterisierung des Übertragungskanals. Die Kanalcharakterisierung umfasst dabei die Aufgabe der theoretischen Modellbildung der physikalischen Eigenschaften des Kanals und die messtechnische Erfassung der unbekannt Parameter.

Die Messtechnik ist dabei Voraussetzung zur Überprüfung der Ergebnisse der Modellbildung und dient zur Identifikation der Modellparameter. Da es im Allgemeinen nicht möglich ist, sämtliche Eigenschaften des PLC-Kanals vollständig zu modellieren und in einem Messschritt zu erfassen, erfolgt eine Zerlegung der Übertragungseigenschaften in einzelne messbare Kanaleigenschaften.

In der Vergangenheit wurden bereits zahlreiche Untersuchungen der Kanaleigenschaften durchgeführt. Durch das iterative Vorgehen aus Modellbildung und messtechnischer Datenerfassung der einzelnen Kanaleinflüsse konnten seither umfangreiche Kanalmodelle entwickelt werden.

Gegenstand dieses Kapitels ist eine Zusammenfassung des aktuellen Stands der Kanalcharakterisierung, welcher um neue Erkenntnisse aus der zyklstationären Analyse der Kanaleigenschaften ergänzt wird. Hierzu werden im ersten Teil dieses Kapitels zunächst die Grundlagen des linearen Kanalübertragungsmodells vorgestellt. Diese bilden die Voraussetzung zur Entwicklung geeigneter Verfahren zur messtechnischen Erfassung der einzelnen Kanaleinflüsse. Es folgt die Einführung eines neuartigen SDR-basierten Messsystems, welches eine zeitlich synchrone und systematische Datenerfassung an verschiedenen Orten ermöglicht. Im zweiten Teil dieses Kapitels werden die zyklstationären Eigenschaften des gemessenen Kanalrauschens analysiert. Basierend auf den Ergebnissen der zyklstationären Analyse wird das zyklstationäre Kanalmodell vorgestellt. Dieses bildet die Grundlage des adaptiven Systementwurfs in den Kapiteln 4 und 5.

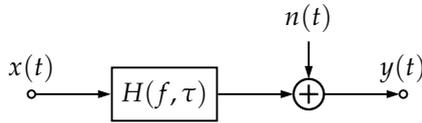


Abbildung 3.1 Additives lineares Signalübertragungsmodell

3.1 Additives lineares Signalübertragungsmodell

Als Ausgangspunkt der Kanalcharakterisierung dient das in [111] vorgestellte additive lineare Signalübertragungsmodell des PLC-Kanals. Mit dem Eingangssignal $x(t)$, der zeitvarianten Kanalimpulsantwort $h(t, \tau)$ und dem Rauschen $n(t)$ ergibt sich das Ausgangssignal $y(t)$ zu

$$y(t) = h(t, \tau) * x(t) + n(t), \quad (3.1)$$

wobei der Operator $*$ die Faltung bezeichnet. Eine äquivalente Beschreibung wird durch Fourier-Transformation im Frequenzbereich erzielt, wobei $H(f, \tau)$ die zu $h(t, \tau)$ korrespondierende Übertragungsfunktion darstellt. Das Übertragungsmodell ist in Abbildung 3.1 veranschaulicht.

Um die unbekanntenen Eigenschaften der Kanalübertragungsfunktion $H(f, \tau)$ und die stochastischen Eigenschaften des Rauschens $n(t)$ des Übertragungsmodells zu charakterisieren, wurden in der Vergangenheit zahlreiche Untersuchungen durchgeführt und publiziert. Umfangreiche Studien der Kanaleigenschaften finden sich beispielsweise in [21, 46, 54, 57, 93, 111].

Ein Vergleich der gemessenen Kanaleigenschaften über die vergangenen Jahrzehnte und die Wiederholung von Messungen zeigen, dass die grundsätzlichen Aussagen seit Beginn der Untersuchung von PLC-Kanälen vor ca. 20 Jahren weiterhin gültig sind [92].

Vergleichsweise neu sind die Untersuchungen der zyklstationären Kanaleigenschaften, welche durch die Netzwechselfrequenz hervorgerufen werden [37, 54, 93]. Die Erkenntnisse dieser Untersuchungen sind bisher nur in geringem Umfang in den Stand der Technik eingeflossen (vgl. Kapitel 2).

Die wesentlichen Erkenntnisse aus bereits veröffentlichten Messergebnissen und entsprechende Modellierungen der Eigenschaften werden im Folgenden kurz zusammengefasst.

3.1.1 Rauschen

3.1.1.1 Rauschklassen

Das zeitvariante Rauschen des Übertragungsmodells (3.1) ist für NB-PLC von zentraler Bedeutung. Nahezu alle Verbraucher des Niederspannungsnetzes speisen durch nichtlineares Verhalten und aktive Bauteile unerwünschte Leistung in das Netz. Darüber hinaus ist das Stromnetz nicht abgeschirmt gegenüber externen Signalen wie beispielsweise Funksignalen.

Das Störszenario auf dem Niederspannungsnetz setzt sich insgesamt aus einer Vielzahl überlagerter Störsignale zusammen. Zur Klassifikation der Bestandteile des Rauschens wird die folgende Einteilung aus [110, 111] übernommen:

1. **Farbiges Hintergrundrauschen** besteht aus der Überlagerung von zahlreichen Störeinflüssen mit vergleichsweise geringer Leistung. Die Höchstwerte der Leistungsdichte werden oberhalb der Netzfrequenz bis ca. 20 kHz erreicht. Anschließend nimmt die Leistungsdichte zu höheren Frequenzen hin ab. Im Bereich einiger Megahertz ist nur noch ein schwaches Hintergrundrauschen vorhanden, das als weißer Rauschprozess angenommen werden kann. Die zeitliche Variation der Leistungsdichte ist langsam und liegt im Bereich von Minuten bis hin zu Stunden.
2. **Asynchrones impulsives Rauschen** tritt zu zufälligen Zeitpunkten auf und wird durch Schaltvorgänge verursacht. Die Impulsdauer beträgt einige Mikrosekunden bis wenige Millisekunden. Die Leistungsdichte der Störer kann dabei bis zu 50 dB über dem Hintergrundrauschen liegen.
3. **Schmalbandstörer** sind hauptsächlich amplitudenmodulierte Sinussignale, welche durch elektrische Geräte oder Rundfunksignale in das Stromnetz einkoppeln. Die Leistungsdichte ist dabei typischerweise über längere Zeiträume konstant.

4. **Periodisches impulsives Rauschen asynchron zur Netzfrequenz** besitzt üblicherweise eine Wiederholrate zwischen 50 kHz und 200 kHz. Diese Art der Störung wird häufig durch aktive Halbleiterbauelemente (meist in Schaltnetzteilen) verursacht.
5. **Periodisches impulsives Rauschen synchron zur Netzfrequenz** hat typischerweise eine Wiederholrate von 50 Hz oder 100 Hz und wird durch passive Halbleiterbauelemente (z. B. Gleichrichterdioden) verursacht. Die Leistungsdichte nimmt dabei mit der Frequenz ab.

3.1.1.2 Rauschmodelle

Der Entwurf adaptiver Verfahren basiert auf den periodisch zeitvarianten Eigenschaften des Rauschens. Hierzu wurden in der Vergangenheit die folgenden Modelle vorgeschlagen:

- **Temporal Cyclostationary Gaussian Model:** In [44] wird $n(t)$ als mittelwertfreier gaußverteilter Prozess mit periodisch zeitlich variierender Varianz modelliert:

$$n(t) \sim \mathcal{N}\left(0, \sigma^2(t)\right). \quad (3.2)$$

Die Periodizität der Varianz ergibt sich zu

$$\sigma^2(t) = \sigma^2(t + kT_{AC}/2), \quad \text{mit } k \in \mathbb{Z}, \quad (3.3)$$

wobei T_{AC} die Dauer einer Netzperiode bezeichnet. Um die Varianz zu approximieren, wird dabei folgendes Modell verwendet:

$$\hat{\sigma}^2(t) = \sum_{l=0}^{L-1} A_l |\sin(2\pi t/T_{AC} + \theta_l)|^{n_l}, \quad (3.4)$$

wobei die Parameter A_l, θ_l und n_l die Charakteristik des Rauschens beschreiben. Das Ergebnis ist ein stochastischer Prozess, der unkorreliert im Zeitbereich ist. Um das Spektrum zu formen, kann zusätzlich ein LTI-Filter (engl. *linear time-invariant*) $H_{TCGM}(f)$ auf das Signal angewendet werden. Das Prinzip ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Als spektrale Form wird dabei ein mit der Frequenz exponentiell abfallendes Filter vorgeschlagen.

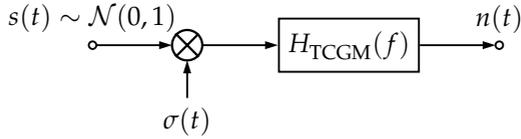


Abbildung 3.2 Temporal Cyclostationary Gaussian Model nach [44, 68]. Durch das LTI-Filter wird das Leistungsdichtespektrum des Ausgangssignals $n(t)$ geformt.

Ein Nachteil dieser Methode ist, dass durch das LTI-Filter die spektrale Formung zeitlich nicht veränderbar ist. Es wird deshalb ein weiteres zyklstationäres Modell betrachtet:

- **Spectrotemporal Cyclostationary Gaussian Model:** Gemäß [67, 68] dient ein stationärer stochastischer Prozess als Eingangssignal, das von einem LPTV-System gefiltert (engl. *linear periodic time-varying*) wird. Das Modell ist in dem Standard IEEE 1901.2 enthalten (s. Abschnitt 2.5) [39].

Als LPTV-System wird vorgeschlagen, die Periodendauer T_{AC} in M Intervalle $\mathcal{R}_1, \dots, \mathcal{R}_M$ zu teilen. Als Eingangssignal $s(t)$ wird gaußverteiltes Rauschen angenommen, das innerhalb eines Intervalls \mathcal{R}_i durch ein LTI-System mit der Impulsantwort $h_i(t)$ gefiltert wird. Das Prinzip ist in Abbildung 3.3 veranschaulicht. Das Ausgangssignal ergibt sich zu:

$$n(t) = \sum_{i=1}^M \mathbb{1}_{t \in \mathcal{R}_i} h_i(t) * s(t), \quad (3.5)$$

wobei $\mathbb{1}_{t \in \mathcal{R}_i}$ die Indikatorfunktion bezeichnet:

$$\mathbb{1}_{t \in \mathcal{R}_i} = \begin{cases} 1, & t \in \mathcal{R}_i \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}. \quad (3.6)$$

Die Bestimmung der Impulsantworten h_i kann durch eine Spektralschätzung innerhalb der Regionen \mathcal{R}_i und anschließender Approximation durch ein Filterentwurfsverfahren erfolgen. In [51] wird das LPTV-System beispielsweise als periodisch zeitvariantes AR-Filter (engl. *autoregressive*) realisiert.

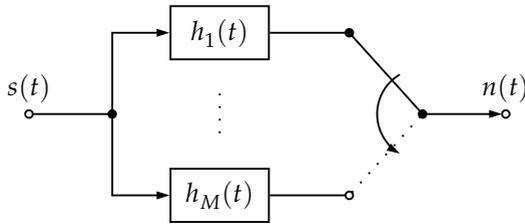


Abbildung 3.3 Spectrotemporal Cyclostationary Gaussian Model nach [68]

3.1.2 Kanalübertragungsfunktion

Bei der Modellbildung des Übertragungskanals werden die Signale der Übertragungsfunktion (3.1) in der Regel als physikalische Spannungen interpretiert. Für eine Analyse der Übertragungseigenschaften ist es daher hilfreich, die Verbindung zwischen Sender und Empfänger als elektrisches Ersatzschaltbild zu zeichnen. In Abbildung 3.4 ist das Ersatzschaltbild des Übertragungskanals dargestellt.

Die messbaren Spannungen $u_{\text{Tx}}(t)$ und $u_{\text{Rx}}(t)$, die am Anschlusspunkt des Senders bzw. Empfängers anliegen, entsprechen dabei dem Eingangs- und Ausgangssignal $x(t)$ bzw. $y(t)$ aus (3.1). An den Anschlusspunkten sind die Zugangsimpedanzen des Senders und Empfängers $Z_{\text{Tx}}(t)$ und $Z_{\text{Rx}}(t)$ messbar. Das übertragene Sendesignal wird durch die interne Spannungsquelle $u_i(t)$ mit der Innenimpedanz Z_i dargestellt.

Ein Leitungsabschnitt ohne Abzweig kann als passives Zweitor interpretiert werden. Das Signal $u_i(t)$ ist in diesem Fall das Ausgangssignal eines linearen zeitinvarianten Übertragungsfunktionsblocks mit dem Eingangssignal $u_{\text{Tx}}(t)$. Im Allgemeinen existieren jedoch zahlreiche Abzweige, wobei die angeschlossenen Verbraucher nichtlinear und zeitvariant sind. Diese Eigenschaft kann in dem Modell durch die Zeitvarianz der Zugangsimpedanzen $Z_{\text{Tx}}(t)$ und $Z_{\text{Rx}}(t)$ berücksichtigt werden.

3.1.2.1 Zeitvariante Kanalübertragungsfunktion

Aufgrund der nichtlinearen und zeitvarianten Abschlussimpedanzen ist das Signal $u_{\text{Rx}}(t)$ das Ausgangssignal eines nichtlinearen zeitvarianten Systems. Die Beziehung zum Eingangssignal $u_{\text{Tx}}(t)$ kann durch

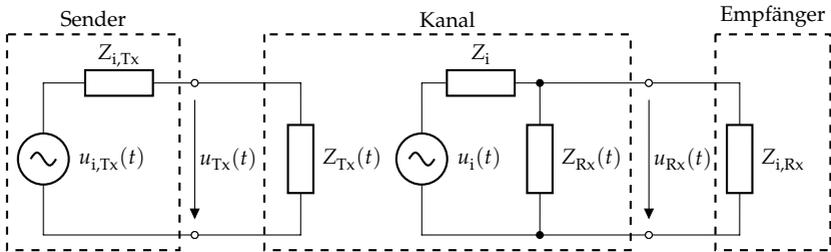


Abbildung 3.4 Elektrisches Ersatzschaltbild der Kanalübertragungsfunktion

eine Darstellung mithilfe einer zeitvarianten Volterra-Reihe hergestellt werden [13, 108]:

$$\begin{aligned}
 u_{Rx}(t) &= h_0(t) + \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(t, \tau_1) u_{Tx}(t - \tau_1) d\tau_1 \\
 &+ \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h_2(t, \tau_1, \tau_2) u_{Tx}(t - \tau_1) u_{Tx}(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \dots \\
 &+ \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_k(t, \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k) \prod_{i=1}^k u_{Tx}(t - \tau_i) d\tau_i + \dots, \quad (3.7)
 \end{aligned}$$

wobei die Terme $h_k(t, \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k)$ mehrdimensionale Impulsantworten der Faltungsintegrale darstellen. Ist das System zeitinvariant, wird h_k auch Volterrakern k -ter Ordnung genannt.

3.1.2.2 Periodisch zeitvariante Kanalübertragungsfunktion

In [13] wird gezeigt, dass aufgrund der periodischen Anregung durch die Netzwechselspannung die Übertragungsfunktion vereinfacht als

LPTV-Modell angenommen werden kann (vgl. Abschnitt 3.1.1.2). Das Signalübertragungsmodell vereinfacht sich somit zu

$$u_{\text{Rx}}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t - \tau, \tau) u_{\text{Tx}}(\tau) \, d\tau, \quad (3.8)$$

wobei die Darstellung aus [58] verwendet wurde. In dem LPTV-Modell ist die Impulsantwort $h(t, t - \tau)$ eine periodische Funktion in τ und lässt sich in eine Fourierreihe entwickeln

$$h(t - \tau, \tau) = \sum_{\eta=-\infty}^{+\infty} h^{(\eta)}(t - \tau) e^{j2\pi\eta\tau/T_{\text{AC}}}, \quad (3.9)$$

wobei mit $h^{(\eta)}(t - \tau)$ die Fourier-Koeffizienten bezeichnet werden. Für die Berechnung des Ausgangssignals $y(t)$ folgt dann:

$$\begin{aligned} u_{\text{Rx}}(t) &= \sum_{\eta=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h^{(\eta)}(t - \tau) \left[u_{\text{Tx}}(\tau) e^{j2\pi\eta\tau/T_{\text{AC}}} \right] \, d\tau \\ &= \sum_{\eta=-\infty}^{+\infty} h^{(\eta)}(t) * x^{(\eta)}(t), \end{aligned} \quad (3.10)$$

wobei mit $x^{(\eta)}(t) := u_{\text{Tx}}(t) e^{j2\pi\eta t/T_{\text{AC}}}$ das um die Frequenz η/T_{AC} verschobene Signal von $x(t)$ bezeichnet wird. Die Fourier-Transformation beider Seiten führt zu der Darstellung:

$$\begin{aligned} U_{\text{Rx}}(f) &= \sum_{\eta=-\infty}^{+\infty} H^{(\eta)}(f) X^{(\eta)}(f) \\ &= \sum_{\eta=-\infty}^{+\infty} H^{(\eta)}(f) U_{\text{Tx}} \left(f - \frac{\eta}{T_{\text{AC}}} \right). \end{aligned} \quad (3.11)$$

Das LPTV-Modell entspricht folglich einer Summe aus LTI-Filteroperationen mit den Übertragungsfunktionen $H^{(\eta)}(f)$ des frequenzverschobenen Eingangssignals (s. auch [29]).

3.1.2.3 Zeitinvariante Kanalübertragungsfunktion

Eine weitere Vereinfachung wird erzielt, indem sämtliche Zugangsimpedanzen während der Betrachtungsdauer des Kanals als linear und zeitinvariant angenommen werden. Dies führt zu einer LTI-Modellierung des Übertragungssystems. Aufgrund der einfachen systemtheoretischen Beschreibung besitzt dieses Modell eine hohe praktische Relevanz.

In [109] wird als Modellierung ein Mehrwegekanal vorgeschlagen. Die Übertragungsfunktion wird aus einer Überlagerung von N Ausbreitungspfaden wie folgt dargestellt:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \frac{d_i}{v_p}}, \quad (3.12)$$

wobei a_0 und a_1 die Dämpfungsparameter, k den Exponenten des Dämpfungsfaktors, g_i die komplexen Gewichtungsfaktoren, d_i die Länge und τ_i die Verzögerung des i -ten Ausbreitungspfades und v_p die Phasengeschwindigkeit bezeichnen.

Grundsätzlich weisen alle Ausbreitungspfade aufgrund der positiven Dämpfungsfaktoren a_0 und a_1 einen Tiefpasscharakter auf. Durch die Überlagerung entstehen insbesondere im Frequenzbereich unter 500 kHz Kerben im Amplitudengang der Übertragungsfunktion.

3.1.3 Zugangsimpedanz

Eine wichtige Messgröße ist die in Abschnitt 3.1.2 beschriebene Netzzugangsimpedanz. Aus dem Ersatzschaltbild 3.4 ist ersichtlich, dass die Netzzugangsimpedanz am Sender und Empfänger, $Z_{\text{Tx}}(t)$ bzw. $Z_{\text{Rx}}(t)$, einen direkten Einfluss auf das Sende- und Empfangssignal, $u_{\text{Tx}}(t)$ bzw. $u_{\text{Rx}}(t)$, hat.

Die konzentrierten Elemente im Ersatzschaltbild entsprechen dabei in Wirklichkeit einer Überlagerung einer Vielzahl angeschlossener Verbraucher. Im Allgemeinen besitzen diese eine nichtlineare Strom-Spannungskennlinie. Darüber hinaus treten im gesamten Verteilnetz zufällige Schaltvorgänge von Verbrauchern auf.

Die Effekte führen insgesamt zu einem zeit- und frequenzabhängigen Verhalten der Zugangsimpedanz [91]. Werden für kurze Beobachtungsintervalle die Eigenschaften der Impedanz als zeitunabhängig und linear

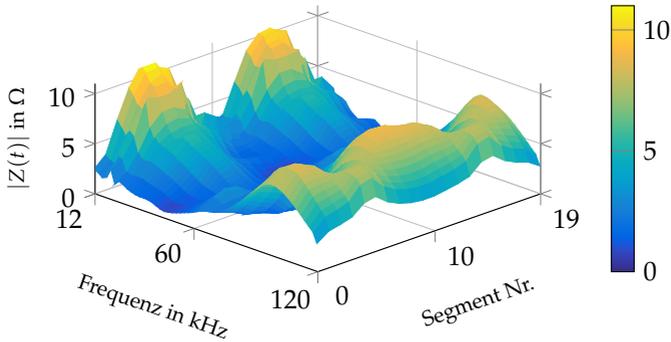


Abbildung 3.5 Messung des Betrags der Zugangsimpedanz $Z(t)$ über die Dauer einer Netzperiode mit Unterteilung in 20 Segmente

angenommen, kann durch Segmentierung des Zeit- und Frequenzbereichs der momentane Wert der Zugangsimpedanz approximiert werden. Dies ist insbesondere für zeitlich langsam variierende Eigenschaften, die durch die periodische Netzwechselfspannung hervorgerufen werden, gerechtfertigt: Im Verhältnis zu einem PLC-Signal besitzt die Netzwechselfspannung eine wesentlich größere Amplitude bei gleichzeitig kleinerer Frequenz. In Abhängigkeit von der Phase der Netzwechselfspannung kann somit ein Arbeitspunkt zur Linearisierung der Impedanz festgelegt werden, wobei für das PLC-Signal in diesem Modell das Kleinsignalverhalten gilt.

Analog zur Betrachtung des Rauschens wird für die Impedanz ebenfalls häufig ein T_{AC} -periodisches Verhalten angenommen (vgl. Abschnitt 3.1.1). Bei Betrachtung der periodischen Eigenschaften synchron zur Netzwechselfspannung kann weiter zwischen betragsmäßig periodisch variierenden Impedanzen und zyklisch pendelnden Impedanzen unterschieden werden [6]. Eine Beispielmessung, die ein deutlich periodisches Verhalten der Zugangsimpedanz zeigt, ist in Abbildung 3.5 dargestellt.

Von besonderer praktischer Bedeutung ist der Betrag der Zugangsimpedanz am Einspeisepunkt $|Z_{Tx}(t)|$. Aufgrund der Zeit- und Frequenzabhängigkeit ist eine Impedanzanpassung des Senders und Empfängers nicht möglich. Darüber hinaus werden im NB-PLC-Bereich teilweise Beträge $< 1 \Omega$ erreicht. Sehr kleine Impedanzwerte erfordern eine große

Sendeleistung und können unter Umständen nicht mehr zuverlässig von der Sendeendstufe getrieben werden, wodurch die aufgeprägte Signalamplitude beschränkt wird. Des Weiteren nehmen nichtlineare Verzerrungen insbesondere an den Aussteuergrenzen einer Sendeendstufe zu, welche die Signalqualität zusätzlich verschlechtern und zu unerwünschten Außerbandstörungen führen können.

3.2 Messung der Kanaleigenschaften

Eine Herausforderung der Kanalcharakterisierung ist die messtechnische Bestimmung der Kanaleigenschaften nach Abschnitt 3.1. Aufgrund der besonderen Gegebenheiten des Niederspannungsnetzes sind dafür geeignete Messaufbauten notwendig.

Wie in Abschnitt 2.1 beschrieben, sind die Anschlusspunkte typischer NB-PLC-Übertragungsstrecken bis zu einer Länge von einigen hundert Metern voneinander entfernt. Des Weiteren ist die Spannungsamplitude der Kommunikationssignale im Vergleich zur Netzwechselspannung sehr klein. Vor Messgeräte müssen daher entsprechende Hochpassfilter zur Signaltrennung geschaltet werden. Eine statistische Auswertung der Kanaleigenschaften setzt darüber hinaus eine Beobachtungsdauer von einigen Tagen bis hin zu Wochen voraus.

Bisher sind keine kommerziellen Messsysteme verfügbar, welche sämtliche Anforderungen der Kanalcharakterisierung erfüllen können. Herkömmliche Messgeräte wie Oszilloskope, Spektrum- und Netzwerkanalysatoren verfügen meist nicht über einen geeigneten Eingangsspannungsbereich bei gleichzeitiger Störfestigkeit. Ebenso lassen sich entsprechende Geräte aufgrund fehlender geräteübergreifender Synchronisationsmöglichkeiten in der Regel nur punktuell einsetzen. Darüber hinaus ist die Aufzeichnungsdauer häufig durch den internen Speicher der Geräte limitiert.

Um die Einschränkungen herkömmlicher Messgeräte zu überwinden, entstanden in Eigenarbeit zahlreiche Messsysteme, die eine systematische Erfassung der Kanaleigenschaften ermöglichen. Die Systeme basieren dabei meist auf der Einbindung von Messgeräten wie Oszilloskopen in spezialisierte Schaltungsumgebungen. Die notwendigen Anpassungen umfassen dabei Vorrichtungen zur Signalkopplung, zusätzliche

Schaltungen zum Schutz der Geräte sowie einen PC (engl. *personal computer*), der den Messablauf automatisiert und zur Datenspeicherung dient.

Beispielsweise wird in [111] ein Messaufbau zur systematischen Charakterisierung des Rauschens und der Kanalübertragungsfunktion basierend auf einem digitalen Speicheroszilloskop sowie einem Spektrumanalysator in Verbindung mit einem PC beschrieben. Ein spezialisierter Aufbau zur Messung der Impedanz wird in [91] vorgestellt.

Eine Voraussetzung zur Messung des Phasengangs der Kanalübertragungsfunktion über weite Entfernungen ist die genaue Synchronisation von Messgeräten. In [53] wird eine FPGA-basierte (engl. *field-programmable gate array*) Messplattform vorgestellt, die mithilfe von GPS (engl. *Global Positioning System*) Sender und Empfänger synchronisiert.

Im Folgenden wird ein neuartiges SDR-basiertes Messsystem vorgestellt, welches im Gegensatz zu bisherigen Lösungen eine zeitlich synchrone und verteilte Messung bei hoher digitaler Auflösung und Abtastrate ermöglicht. Durch den SDR-Ansatz ist das System an keine spezielle Datenerfassungshardware gebunden. Die Abstraktion der Hardware ermöglicht dabei einen modularen Aufbau, der sich flexibel an unterschiedliche Messaufgaben anpassen lässt.

Nachfolgend wird die Messung des Rauschens, der Kanalübertragungsfunktion sowie der Zugangsimpedanz beschrieben. Sämtliche Messdaten werden von dem System kontinuierlich über eine einheitliche Schnittstelle an einen Rechner übertragen und auf einer Festplatte gespeichert. Die aufgezeichneten Daten stehen damit zur späteren Weiterverarbeitung zur Verfügung.

Teile des SDR-basierten Messsystems wurden bereits in [116, 117] veröffentlicht. Die nachfolgenden Ausführungen enthalten darüber hinausgehend eine vollständige Beschreibung des Sendesignalpfads, eine Untersuchung des Eigenrauschens und des GPS-Synchronisationsfehlers sowie den Hardwareaufbau zur Messung der Kanalübertragungsfunktion und Zugangsimpedanz.

3.2.1 SDR-basierter Systementwurf

Dem SDR-Prinzip folgend werden möglichst viele Komponenten eines Kommunikationssystems in Software anstatt mit spezialisierter Hard-

ware umgesetzt. Im Allgemeinen führt dies zu einem reduzierten Entwicklungsaufwand. Dabei können höhere¹ Programmiersprachen wie Python und C++ im Gegensatz zu einem sehr hardwarenahen Entwurf, beispielsweise in VHDL, verwendet werden. Dem einfacheren Entwicklungsaufwand SDR-basierter Systeme steht in der Regel der Nachteil einer geringeren Leistungsfähigkeit im Vergleich zu dedizierter Hardware gegenüber. Insbesondere wenn jedoch nur geringe Datenraten in Echtzeit verarbeitet werden müssen, wie dies beispielsweise bei NB-PLC der Fall ist, sind die Vorteile von SDR-Systemen vielversprechend. Ein weiterer Vorteil ist die Möglichkeit zur Unterstützung verschiedener Übertragungsstandards auf der gleichen Hardwareplattform. Zusätzlich können durch Softwareaktualisierungen neue Standards unter Beibehaltung der Abwärtskompatibilität integriert werden.

Bisher existieren nur wenige Veröffentlichungen auf dem Gebiet von SDR in Bezug auf PLC. Erste Entwicklungen von SDR-Systemen im NB-PLC-Bereich werden in [94] und [107] beschrieben. Die dort vorgestellten Systeme basieren dabei auf der Verwendung eines FPGA in Verbindung mit einem PC. Als SDR-Hardware wird ein USRP (engl. *Universal Software Radio Peripheral*, [103]) und als SDR-Software die GNU Radio Umgebung verwendet (vgl. Abschnitt 2.7.2). Das SDR-Prinzip ist dabei, wie oben beschrieben, nicht an eine bestimmte Zielhardware gebunden. So wird in [19] ein SDR-basiertes PLC-Modem beschrieben, welches einen DSP (engl. *digital signal processor*) verwendet.

SDR-Systeme sind in der Forschung und Entwicklung von Funkanwendungen weit verbreitet. Entsprechende Hard- und Software wird bereits seit einigen Jahren von Herstellern angeboten und fortlaufend weiterentwickelt [103]. Hinsichtlich der Entwicklung von SDR für NB-PLC existiert, wie oben beschrieben, noch vergleichsweise wenig Erfahrung. Im Folgenden wird eine automatisierte verteilte Messplattform, basierend auf der USRP-Hardware, die ursprünglich für Funkanwendungen entwickelt wurde, vorgestellt. Schwerpunktmäßig werden dabei der Hardwareaufbau und die Netzankopplung des analogen Signals in Sende- und Empfangsrichtung betrachtet.

¹ Der Begriff bezieht sich auf die höhere Abstraktion von der konkreten Systemhardware.

3.2.2 Automatisiertes verteiltes SDR-Messsystem

Der Aufbau des Messsystems folgt einem modularen Prinzip der Software- und Hardware. Die Implementierung der Software, die den gesamten Messablauf steuert und die digitale Signalverarbeitung zur Vorverarbeitung der Messdaten durchführt, basiert auf GNU Radio. Die Schnittstelle zur Hardware bildet der *USRP Hardware Driver* (UHD). Der UHD abstrahiert dabei die konkrete USRP-Hardware, sodass sich verschiedenartige USRPs in das System einbinden lassen [104]. Ein einzelnes USRP in Verbindung mit einem PC stellt eine Messstation dar. Die einzelnen Stationen arbeiten während der Messung ein zuvor erstelltes Messprotokoll zeitsynchronisiert und unabhängig voneinander ab.

Eine Übersicht über die einzelnen Hardwaremodule einer Messstation ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Aufgrund des modularen Aufbaus können die Hardwaremodule je nach Messanforderung leicht ausgetauscht werden. Zentrales Bindeglied zwischen der PLC-spezifischen Hardware und der Software ist das USRP N210. Die dargestellten Hardwaremodule neben dem USRP sind im Einzelnen:

- Der **Empfangskoppler** (RX-Koppler) zur Kopplung des Empfangssignals auf dem Stromnetz an das USRP
- Der **Sendekoppler** (TX-Koppler) zur Kopplung des Sendesignals des USRP an das Stromnetz
- Der **Netz nulldurchgangsdetektor** (NDD) zur Ausgabe eines Pulses nach Detektion des Netz nulldurchgangs
- Der **Leistungsverstärker** (engl. *line driver*, LD) und zugehöriges Netzteil zur Verstärkung des Sendesignals
- Das **GPS-Modul** mit Antenne, um zeitsynchron an unterschiedlichen Orten zu messen

Das USRP N210 verfügt über jeweils einen Zweikanal-ADC (engl. *analog-to-digital converter*, ADC) und einen Zweikanal-DAC (engl. *digital-analog-converter*, DAC). Die Abtastfrequenz des ADCs beträgt 100 MHz bei 14 bit Auflösung. Die Abtastfrequenz des DACs beträgt 400 MHz bei 16 bit Auflösung [103].

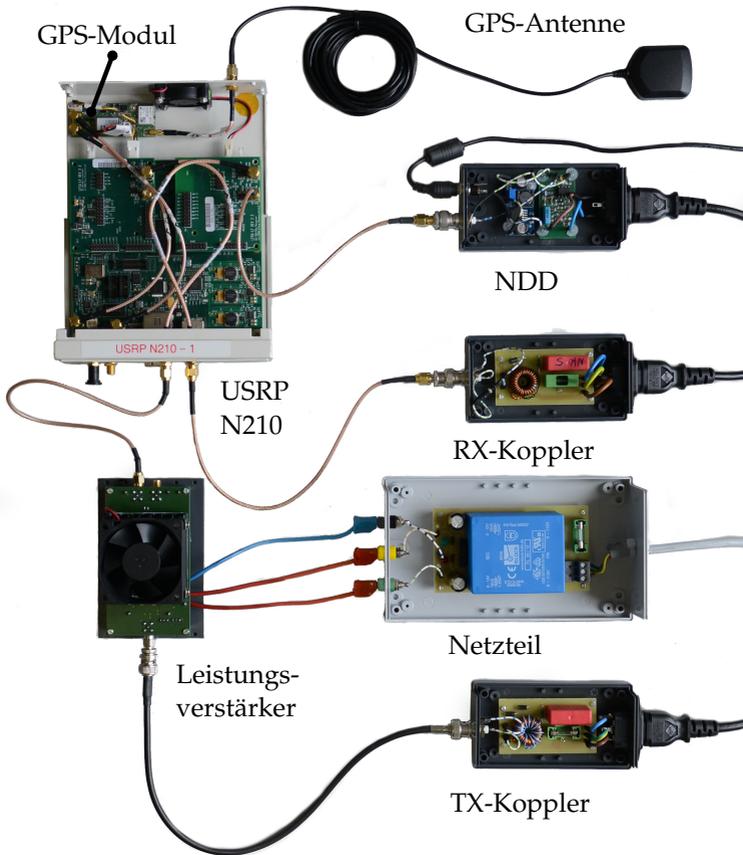


Abbildung 3.6 Übersicht der SDR-Messplattform basierend auf dem USRP N210

Um Signale in unterschiedlichen Frequenzbereichen abtasten zu können, werden im USRP vor den Wandlern sogenannte *Daughterboards* montiert. Auf einem derartigen Daughterboard wird das Signal vom Trägerfrequenzbereich auf eine Zwischenfrequenz oder direkt in das Basisband gemischt (und umgekehrt). Aufgrund der geringen Bandbreite von NB-PLC-Anwendungen kann das Signal ohne Verwendung eines Mischers direkt gewandelt werden. Hierzu werden in Empfangs- bzw. Senderichtung sogenannte LFRX- bzw. LFTX-Daughterboards mit je 30 MHz Bandbreite eingesetzt [103].

Die Wandler und Mischer des USRP werden über ein zentrales FPGA vom Typ *Xilinx Spartan 3A-DSP* angesteuert. Im FPGA findet ebenfalls die erste grundlegende Signalverarbeitung des Empfangssignals statt. Ein wichtiger Schritt ist dabei die Reduzierung der Abtastrate, um die Abtastwerte über eine Ethernet-Schnittstelle an den PC zu übertragen. Gleiches gilt für das Sendesignal im umgekehrten Sinne. Nach der Übertragung an den PC findet die weitere Signalverarbeitung in Software statt. Dort werden die Daten im einfachsten Fall für eine Offline-Verarbeitung in ein Dateiformat konvertiert und auf einer Festplatte (engl. *hard disk drive*, HDD) gespeichert.

Die Geschwindigkeit aktueller serieller Schnittstellen und HDDs ermöglicht in der Praxis eine kostengünstige und kontinuierliche Aufzeichnung von zwei Empfangssignalen bei Abtastraten bis 25 MHz. Dies entspricht einer Speichergröße von 2 byte pro Abtastwert und somit einer durchschnittlichen Datenrate von ca. 100 MB/s. Das System eignet sich daher zur Charakterisierung von PLC-Kanälen bis ca. 10 MHz Bandbreite.

3.2.2.1 Empfangssignalfad

In Abbildung 3.7 ist das Blockschaltbild des Eingangssignalaufbereitung vom Netzanschluss bis zur Verarbeitung im PC illustriert. Zunächst durchläuft das Signal nach dem Abgriff am Stromnetz den RX-Koppler. Dieser dient als Bandpassfilter, dessen Durchlassbereich auf die Frequenzanteile des Eingangssignals abgestimmt ist. Insbesondere wird durch den Koppler die niederfrequente Netzwechselspannung geblockt und das Eingangssignal durch ein optionales Dämpfungsglied an den Eingangsspannungsbereich des LFRX-Boards angepasst.

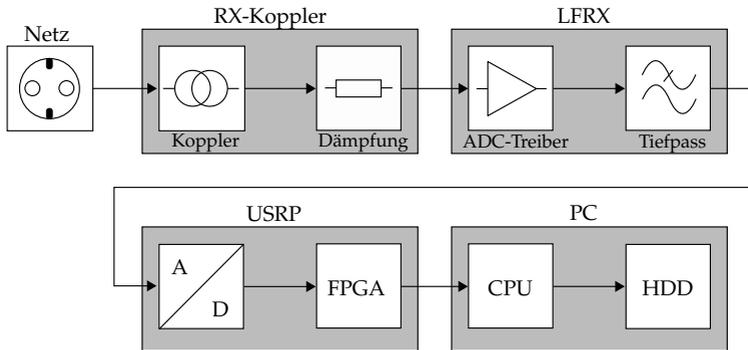


Abbildung 3.7 Blockschaltbild der Eingangssignalaufbereitung

Bevor das Signal vom ADC im USRP abgetastet und quantisiert wird, durchläuft es im LFRX zunächst einen Verstärker, der als ADC-Treiber dient. Anschließend verhindert ein Antialiasing-Filter, dass Signanteile oberhalb der Nyquist-Frequenz abgetastet werden.

Vom USRP werden die Abtastwerte über eine Gigabit-Ethernet-Schnittstelle an den PC übertragen. Die Abtastwerte werden dann zur Weiterverarbeitung durch den Prozessor (engl. *central processing unit*, CPU) von der Software auf einer HDD gespeichert.

Impedanzanpassung

Die Eingangsimpedanz des LFRX beträgt $50\ \Omega$. Im Gegensatz dazu ist die Zugangsimpedanz des Netzes, wie in Abschnitt 3.1.3 beschrieben, zeit- und frequenzabhängig. Ein Spannungsabgriff an der Ausgangsseite des RX-Kopplers sollte daher möglichst hochohmig erfolgen, um eine flache Spannungsübertragungsfunktion zu realisieren.

Aus diesem Grund ist ausgangsseitig ein serieller Widerstand von $100\ \Omega$ als Dämpfungsglied in den Koppler eingebaut. Dieser bildet einen Spannungsteiler mit der Eingangsimpedanz von $50\ \Omega$ des USRP. Durch den Spannungsteiler wird die Eingangsspannung des LFRX gedämpft und gleichzeitig die Belastung des Netzes durch den Koppler reduziert.

Zu beachten ist, dass die Fehlanpassung zu einer Verschiebung der ansonsten symmetrischen Widerstandsrückkopplung des ADC-Treibers führt, der das Eingangssignal in ein differenzielles Signal umwandelt.

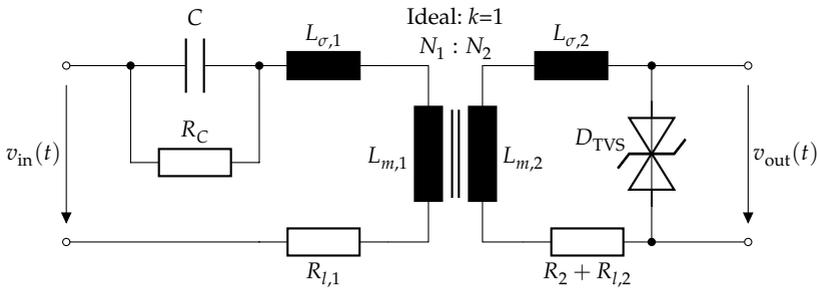


Abbildung 3.8 Ersatzschaltbild des RX-Kopplers

Durch die eingebrachte Fehlanpassung entsteht ein kleiner Offset von ca. 50 mV. Aufgrund des verhältnismäßig großen Eingangsspannungsbereichs von 1 V_{pp} (Spitze-Spitze-Wert) kann der Offset leicht digital kompensiert werden.

RX-Koppler

Das Ersatzschaltbild des RX-Kopplers ist in Abbildung 3.8 gezeigt. Auf der Netzanschlussseite befindet sich ein Kondensator, an dem ein Großteil der Netzwechselspannung abfällt. Parallel zum Kondensator wird ein Entladewiderstand R_C geschaltet. Die Kopplung auf die Ausgangsseite erfolgt durch einen Ringkernübertrager.

Die Eigenschaften des Übertragers mit den primär- und sekundärseitigen Induktivitäten L_1 , L_2 werden in dem Ersatzschaltbild durch einen idealen Transformator (Kopplungsfaktor $k = 1$) mit den Hauptinduktivitäten $L_{m,1}$, $L_{m,2}$ sowie den Streuinduktivitäten $L_{\sigma,1}$, $L_{\sigma,2}$ und den Wicklungsverlusten $R_{l,1}$, $R_{l,2}$ modelliert. Für das Übersetzungsverhältnis gilt entsprechend $N_1/N_2 = \sqrt{L_1/L_2}$.

Sekundärseitig ist eine bidirektionale 12-V-Suppressordiode D_{TVS} vorhanden, die Transienten der Netzspannung kurzschließt. Das Dämpfungsglied ist als ohmscher Widerstand R_2 realisiert, wobei $R_2 \gg R_{l,2}$ gilt. Die Wicklungsverluste der Sekundärseite können damit gegenüber R_2 vernachlässigt werden. Die verwendeten Bauteilwerte des Kondensators und des Ringkernübertragers mit den Induktivitäten $L_1 = L_{m,1} + L_{\sigma,1}$ und $L_2 = L_{m,2} + L_{\sigma,2}$ sind in der Tabelle 3.1 angegeben.

Tabelle 3.1 Bauteilwerte des TX- und RX-Kopplers für einen Frequenzbereich von 10 kHz bis 500 kHz

	C	L_1	L_2	N_1/N_2	f_r
RX	1 μF	2,1 mH	2,1 mH	1	3,5 kHz
TX	1 μF	0,36 mH	2,1 mH	0,4	8,4 kHz

Übertragungsfunktion

Das Übertragungsverhalten des RX-Kopplers setzt sich aus der kombinierten Übertragungsfunktion der einzelnen Bauteile nach Abbildung 3.8 zusammen. Die Kapazität C und die Induktivität des Ringkernübertragers L_1 wirken als Tiefpass mit der Resonanzfrequenz $f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_1C})$ (vgl. Tabelle 3.1). Bei höheren Frequenzen hingegen wird die Übertragung von den Streuinduktivitäten und der Kapazität der Suppressordiode begrenzt. Insgesamt ergibt sich für den Koppler eine Bandpasscharakteristik.

Die gemessene Übertragungsfunktion des RX-Kopplers ohne Dämpfungsglied ist in Abbildung 3.9 dargestellt. Gut zu erkennen ist der flache Durchlassbereich von 10 kHz bis 500 kHz mit nur geringer Schwankung von ca. 0,2 dB.

Die Einkopplung des Rauschsignals $u_{\text{in,SMA}}(t)$ an der SMA-Buchse des LFRX-Boards erfolgt auf dem an 50 Ω angepassten Kanal A. Dabei ist

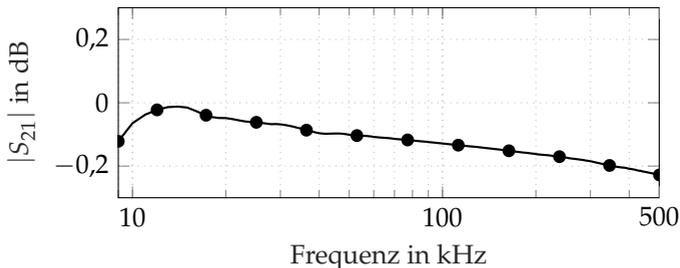


Abbildung 3.9 Messung der Transmission (S_{21} -Parameter) des RX-Kopplers ohne 100- Ω -Dämpfungsglied mit einem Netzwerkanalysator

zu beachten, dass dieser Kanal in der weiteren Signalverarbeitung durch das USRP als Inphasenkomponente (Realteil) des Signals im komplexen Basisband nach der Inphasen- und Quadraturphasen-Demodulation (IQ-Demodulation) interpretiert wird. Der Kanal B des USRP wird entsprechend als Quadraturphase (Imaginärteil) verarbeitet.

Aufgrund einer fehlenden Herstellerkalibrierung muss der genaue Übertragungsfaktor des vom System angezeigten Wertes $u_{\text{USRP}}(t)$ zum tatsächlichen Spannungswert an der SMA-Buchse $u_{\text{in,SMA}}(t)$ bestimmt werden. Eine Messung der Kennlinie ergibt einen Verstärkungsfaktor von $u_{\text{USRP}}(t)/u_{\text{in,SMA}}(t) \approx 1,41$. Durch den Spannungsteiler aus Dämpfungsglied und der Eingangsimpedanz beträgt die Verstärkung des Eingangssignals $u_{\text{in,SMA}}(t)/u_{\text{in}}(t) = 50 \Omega / 150 \Omega \approx 0,33$. Insgesamt ergibt sich somit ein Korrekturfaktor der Messdaten von $u_{\text{USRP}}(t)/u_{\text{in}}(t) \approx 0,47$, welcher in der Vorverarbeitung zu berücksichtigen ist.

3.2.2.2 Sendesignalpfad

In Abbildung 3.10 ist der Signalfluss in Senderichtung veranschaulicht. Das Signal durchläuft ausgehend vom PC das USRP und LFTX-Board. Vor der Einspeisung in das Stromnetz muss das Sendesignal zunächst verstärkt werden. Auf dem LFTX befindet sich die erste Verstärkerstufe, welche zur Ansteuerung des dedizierten Leistungsverstärkers dient. Nach der zweistufigen Verstärkung über den Leistungsverstärker wird das Signal schließlich über den Sendekoppler (TX-Koppler) in das Stromnetz eingespeist.

Leistungsverstärker

Aufgrund der niedrigen Zugangsimpedanz des Stromnetzes (vgl. Abschnitt 3.1.3) ist ein Leistungsverstärker mit möglichst kleiner Ausgangsimpedanz und hohem Ausgangsstrom notwendig. Eine hohe Ausgangsleistung geht dabei im Allgemeinen zulasten der Bandbreite.

Fortschritte bei der Realisierung analoger Schaltungen führten in den letzten Jahren zur Entwicklung breitbandiger Operationsverstärker (OP), welche gleichzeitig eine hohe Ausgangsleistung und Bandbreite bereitstellen. Die Entwicklung des nachfolgenden Leistungsverstärkers basiert auf dem Baustein ADA4870, welcher im Jahr 2014 eingeführt wurde. Der OP basiert auf dem Prinzip der Stromrückkopplung und verfügt

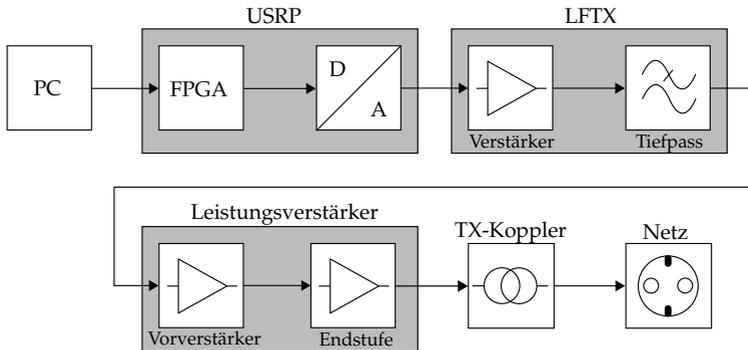


Abbildung 3.10 Blockschaltbild der Ausgangssignalaufbereitung

über einen maximalen Ausgangsstrom von 1 A bei einer Bandbreite von 50 MHz und einer maximalen Versorgungsspannung von 40 V.

Das Design der Leistungsendstufe folgt einem zweistufigen Prinzip, das im Ersatzschaltbild in Abbildung 3.11 gezeigt ist. Der Eingang ist an $50\ \Omega$ angepasst und wird über ein Koaxialkabel mit dem angepassten Ausgang des LFTX-Boards verbunden, wodurch Reflexionen auf der Leitung vermieden werden. Der AD8007 wird als rauscharmer Vorverstärker eingesetzt. Die Verstärkung dieser ersten Stufe ist auf den Faktor 7 eingestellt. Der OP der zweiten Stufe, ADA8470, verstärkt das Signal um einen weiteren Faktor 5. Beide Verstärker werden in einer nichtinvertierenden Schaltung betrieben. Insgesamt ergibt sich eine kombinierte Verstärkung von ca. 30 dB. Beide Verstärker werden über ein Netzteil symmetrisch versorgt und aufgrund der hohen Ausgangsleistung aktiv gekühlt. Am Ausgang des Leistungverstärkers befinden sich zwei Koppelkondensatoren, die an die Übertragungscharakteristik von schmalbandigen ($U_{\text{out,NB}}$) bzw. breitbandigen ($U_{\text{out,BB}}$) TX-Kopplern angepasst sind. Die Kondensatoren verhindern dabei, dass die Offset-Spannung des Ausgangs die Ringkernübertrager der TX-Koppler mit Gleichstrom vormagnetisiert.

Übertragungsfunktion

Um hohe Übertragungsraten zu erzielen, ist die Verstärkung eines entsprechend breitbandigen Eingangssignals Voraussetzung. Darüber hin-

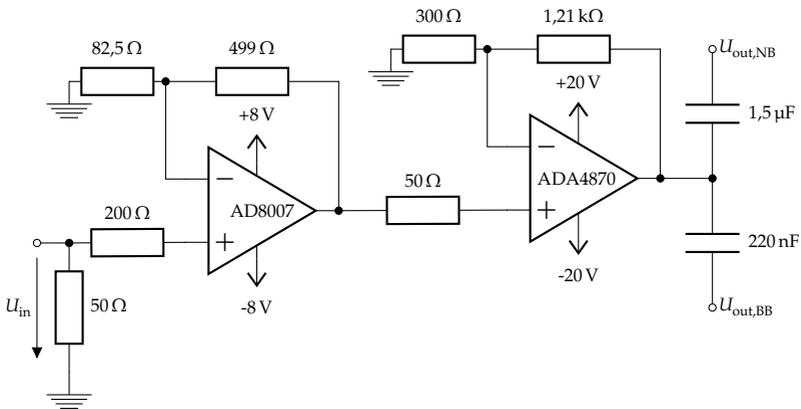


Abbildung 3.11 Schaltbild der Leistungsverstärkung

aus sollte der Frequenzgang möglichst flach verlaufen und eine lineare Verstärkungskennlinie vorliegen. Insbesondere ist für die PLC-typischen OFDM-Systeme die Linearität eine wichtige Bedingung, um die Orthogonalität der Unterträger sicherzustellen und Außerbandstörungen zu verhindern (vgl. Abschnitt 2.6).

In Abbildung 3.12 ist der gemessene Frequenzgang des Leistungsverstärkers unter Belastung dargestellt. Dabei zeigt sich der gewünschte flache Verlauf über einen weiten Frequenzbereich auch bei Belastung mit kleinen Impedanzen.

3.2.3 Rauschen

Die Kanalcharakterisierung umfasst die Messung von Rauschen, Zugangsimpedanz und Kanalübertragungsfunktion. Nachfolgend wird die Konfiguration der Hardwaremodule der SDR-basierten Messplattform zur Realisierung der jeweiligen Messaufgaben vorgestellt.

In Abbildung 3.13 ist das Blockschaltbild des Aufbaus zur Rauschmessung veranschaulicht. Die zwei Eingänge des LFRX-Boards sind mit dem RX-Koppler (RX-K) sowie dem NDD verbunden. Die gleichzeitige Erfassung des Netznulldurchgangs wird dabei für die Analyse der periodisch zeitvarianten Kanaleigenschaften in Abschnitt 3.3 sowie für den

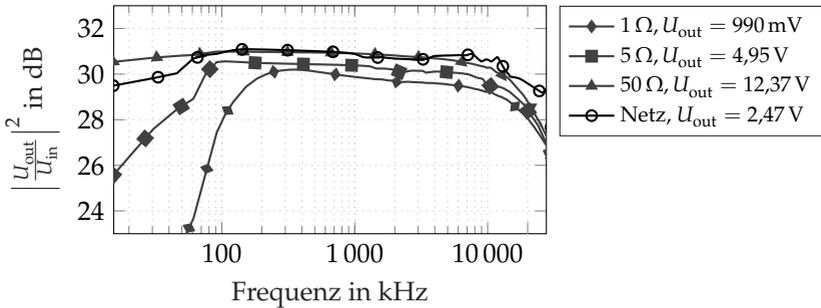


Abbildung 3.12 Messung des Betragsfrequenzgangs des Leistungsverstärkers bei Belastung mit unterschiedlichen Testwiderständen und der Netzzugangsimpedanz

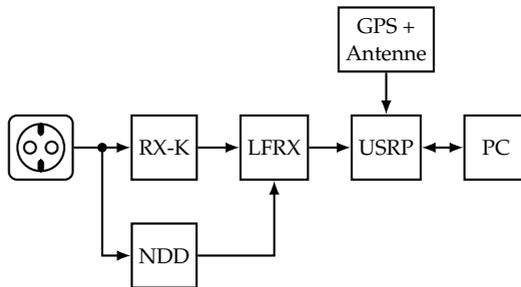


Abbildung 3.13 Blockschaltbild des Messaufbaus zur Rauschmessung

Entwurf der adaptiven Verfahren in den Kapiteln 4 und 5 verwendet. Die Abtastung der Signale erfolgt GPS-synchronisiert, wodurch an mehreren Messstationen zu gleichen Zeiten gemessen wird. Die abgetasteten Signale werden zur Weiterverarbeitung auf dem PC gespeichert. Die Messdauer ist somit nur durch die Größe der angeschlossenen Festplattenspeicher limitiert.

3.2.3.1 Eigenrauschen

Für eine genaue Rauschmessung muss die Rauschleistung des Messgeräts beachtet werden. Die Rauschleistung des LFRX-Boards wird durch den verwendeten Operationsverstärker AD8132 bestimmt. Das Ausgangsrauschen wird im Datenblatt mit $16\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ angegeben [55]. Bei

einer Bandbreite des LFRX von 30 MHz ergibt sich am Ausgang eine Standardabweichung des Rauschens von $\sigma_{\text{LFRX}} = 87,6 \mu\text{V}$.

Das SINAD (engl. *signal-to-interference ratio including noise and distortion*) des ADC LTC2284 wird im Datenblatt mit ca. 72 dB angegeben [56]. Eine Umrechnung ergibt

$$\text{ENOB} = \frac{72 \text{ dB} - 1,76 \text{ dB}}{6,02 \text{ dB}} = 11,67 \quad (3.13)$$

effektive Bits Auflösung (engl. *effective number of bits*, ENOB), wobei die häufig verwendete Formel des Quantisierungsrauschens

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \left(1,5 \cdot 2^{2n} \right) \text{ dB} \approx n \cdot 6,02 \text{ dB} + 1,76 \text{ dB} \quad (3.14)$$

für n Bit verwendet wird [43]. Bei einem Eingangsbereich von 1 V folgt für das effektive Quantisierungsrauschen $\sigma_{\text{ADC}} = q / \sqrt{12} \approx 88,6 \mu\text{V}$ mit $q = 1 \text{ V} / 2^{11,67}$.

Das Eigenrauschen des Messsystems wird somit durch das Quantisierungsrauschen des ADC limitiert. Die auftretenden Störer im Niederspannungsnetz sind im Allgemeinen größer als die zulässige Eingangsspannung des USRP, weshalb ein Dämpfungsglied vorgesehen ist (vgl. Abschnitt 3.2.2.1). Das Eigenrauschen des Messaufbaus kann für die weiteren Betrachtungen daher vernachlässigt werden. Im Vergleich zu den üblichen 8 bit Auflösung eines digitalen Speicheroszilloskops bisheriger Messsysteme werden mit dem vorgeschlagenen System bessere Rauscheigenschaften erzielt.

3.2.3.2 Taktsynchronisation der Datenerfassung

Im Folgenden wird der zeitliche Fehler der Abtastung (engl. *jitter*) bei Verwendung der GPS-Synchronisierung durch das USRP betrachtet.

Zur Messung des Synchronisationsfehlers werden drei USRP N210 Geräte an ein steilflankiges Rechtecksignal mit einer Wiederholrate von $f_r = 5 \text{ kHz}$ angeschlossen. Anschließend werden 20 Messungen über einen Beobachtungszeitraum von 15 min bei einer Messdauer von $T = 1 \text{ s}$ und einer Abtastfrequenz von $f_s = 5 \text{ MHz}$ durchgeführt.

Es wird jeweils der Zeitfehler als die absolute Differenz des Nulldurchgangs jeder steigenden Flanke zwischen zwei beliebigen Geräten

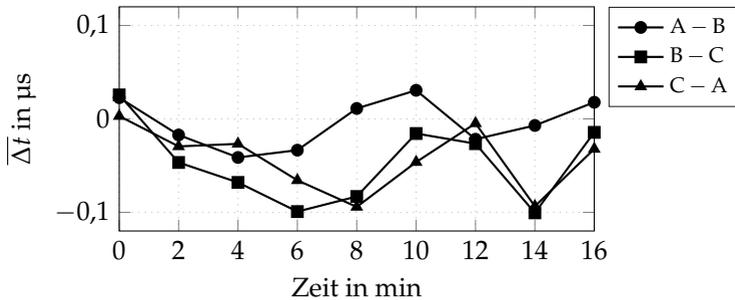


Abbildung 3.14 Verbleibender Synchronisierungsfehler bei aktiviertem GPS zwischen drei USRP N210 (A,B und C). Aufgetragen ist die durchschnittliche zeitliche Abweichung $\overline{\Delta t}$ innerhalb einer Messdauer von 1 s zwischen zwei verschiedenen Geräten.

$\Delta t_i = t_{i,0} - t_{i,1}$ bestimmt. Anschließend werden die Zeitfehler für jede Messung gemittelt

$$\overline{\Delta t} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta t_i, \quad (3.15)$$

wobei in einer Messung $N = T \cdot f_r$ Flanken auftreten. Das Ergebnis der Auswertung ist in Abbildung 3.14 gezeigt.

Über die Gesamtdauer der Messung ergibt sich ein Synchronisierungsfehler von $\overline{\Delta t} < 200 \text{ ns} = 1/f_s$. Der Fehler liegt somit unter einem Abtastwert und kann für Messungen bis 500 kHz vernachlässigt werden.

3.2.4 Kanalübertragungsfunktion

Die Konfiguration des Messsystems zur Bestimmung der Kanalübertragungsfunktion ist in Abbildung 3.15 veranschaulicht. Die Berechnung der Übertragungsfunktion basiert auf der Messung eines Anregungssignals am Sender und Empfänger.

Die Einkopplung des Anregungssignals erfolgt beim Sender über den Leistungsverstärker und den TX-Koppler (TX-K). Die Messeinrichtung am Sender und Empfänger ist jeweils gleich aufgebaut wie bei der Messung des Rauschens (s. Abschnitt 3.2.3). Um die zulässige Eingangsspannung des USRP nicht zu überschreiten, muss gegebenenfalls der Wert des Dämpfungswiderstands des RX-Kopplers erhöht werden.

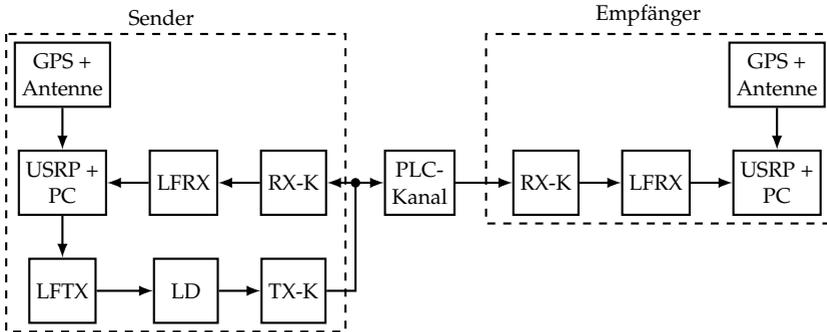


Abbildung 3.15 Aufbau zur Messung der Kanalübertragungsfunktion

Als Anregungssignale können grundsätzlich beliebige Wellenformen in Software generiert und an das USRP übertragen werden. Geeignete Signale sind insbesondere Chirp-Signale oder eine Abfolge einzelner Sinusschwingungen, wodurch ein hohes SNR bei einer einzelnen Frequenz am Empfänger erzielt wird. Das Anregungssignal breitet sich vom Sender über den PLC-Kanal bis zum Empfänger aus. Aufgrund des identischen Aufbaus haben die RX-Koppler an Sender und Empfänger näherungsweise die gleichen Übertragungsfunktionen.

Exemplarisch ist in Abbildung 3.16 der Übertragungsfunktionsunterschied zwischen drei RX-Kopplern dargestellt. Dabei zeigen sich nur geringe Unterschiede von weniger als 0,05 dB. Die Übertragungsfunktionsunterschiede können daher bei der Bestimmung der Kanalübertragungsfunktion vernachlässigt werden.

Die Schätzung der zyklstationären Übertragungsfunktion $\hat{H}(f, \tau)$ des Kanals lässt sich bei langsamer Periodizität

$$H(f, \tau) = H(f, \tau + kT_{AC}), \quad k \in \mathbb{Z} \quad (3.16)$$

im Verhältnis zur Messfrequenz $f \gg 1/T_{AC}$ bei hinreichend kurzer Messdauer $\Delta\tau \ll T_{AC}$ um den Zeitpunkt τ als zeitinvariant annehmen:

$$\hat{H}(f, \tau) \approx \hat{H}(f). \quad (3.17)$$

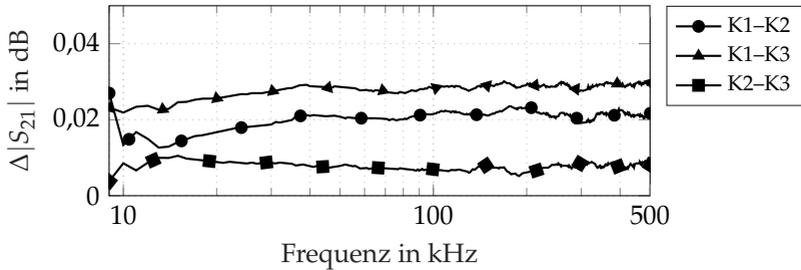


Abbildung 3.16 Messung der absoluten Übertragungsfunktionsunterschiede zwischen drei verschiedenen RX-Kopplern RX-K1, RX-K2 und RX-K3

Die Fourier-Transformation des Empfangssignals des Empfängers bzw. Senders werden mit $\hat{S}_{\text{Rx}}(f)$ $\bullet\text{---}\circ s_{\text{Rx}}(t)$ und $\hat{S}_{\text{Tx}}(f)$ $\bullet\text{---}\circ s_{\text{Tx}}(t)$ bezeichnet. Für die Dauer der Aufzeichnung $\Delta\tau$ folgt

$$\hat{H}(f) = \frac{\hat{S}_{\text{Rx}}(f)}{\hat{S}_{\text{Tx}}(f)}. \quad (3.18)$$

Bei identischem Verlauf der Übertragungsfunktion des RX-Kopplers im Sender und Empfänger hebt sich deren Einfluss auf den Zähler und Nenner in (3.18) auf.

In der Regel ist das SNR am Empfänger sehr klein. Um die Messgenauigkeit zu verbessern, können unter Annahme der Zyklstationarität von $H(f, \tau)$ einzelne Messungen in Abständen von T_{AC} gemittelt werden [93].

Ohne Synchronisation der Zeit im Sender und Empfänger lässt sich aufgrund der Zeitverschiebungseigenschaft der Fourier-Transformation, $g(t - a) \circ\text{---}\bullet e^{-j2\pi af} G(f)$, nur der Amplitudengang $|\hat{H}(f)|$ bestimmen. Die GPS-Synchronisierung ermöglicht zusätzlich die Bestimmung des Phasengangs der Kanalübertragungsfunktion [53].

3.2.5 Zugangsimpedanz

Die Messung der Zugangsimpedanz basiert auf dem in [93] vorgestellten Messprinzip und wird nachfolgend auf das SDR-Messsystem erweitert.

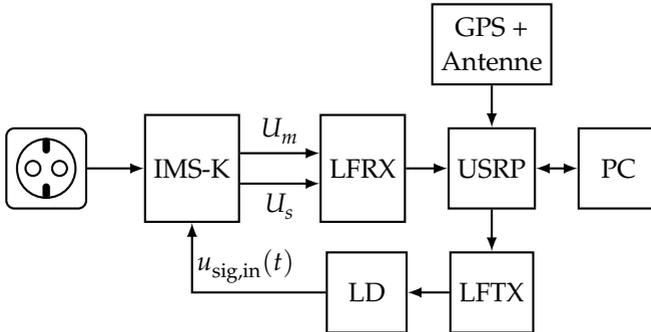


Abbildung 3.17 Blockschaltbild des Aufbaus zur Messung der Zugangsimpedanz

In Abbildung 3.17 ist der Aufbau zur Messung der Zugangsimpedanz veranschaulicht. Zur Messung wird ein Impedanzmesskoppler (IMS-K) verwendet. Der Messkoppler verfügt über zwei Ausgänge zur Strom- und Spannungsmessung und einen Eingang zum Senden eines Anregungssignals. Die beiden Ausgänge des Messkopplers werden mit dem LFRX-Board verbunden. In Senderichtung wird der Eingang des Messkopplers mit dem Leistungsverstärker und dem LFTX-Boards verbunden.

Das Ersatzschaltbild des Messkopplers ist in Abbildung 3.18 dargestellt. Die Berechnung der zyklstationären Zugangsimpedanz $Z(f, t)$ erfolgt analog zur Messung der Übertragungsfunktion unter der Annahme der Zeitinvarianz bei hinreichend kurzer Messdauer $\Delta\tau \ll T_{AC}$. Über die zwei im Ersatzschaltbild dargestellten komplexen Wechselspannungsgrößen $U_m(f)$ und $U_s(f)$ ergibt sich die Berechnung der Zugangsimpedanz zu

$$Z(f) = -\frac{U_m(f)}{U_s(f)} \cdot Z_R(f) - Z_C(f). \quad (3.19)$$

Um die parasitären Effekte der passiven Bauteile zu berücksichtigen, muss die genaue Impedanz des Kondensators $Z_C(f)$ und des Strommesswiderstands $Z_R(f)$ in einem Kalibrierschritt bestimmt werden. Um eine genaue Modellierung der passiven Bauteile zu umgehen, ist es zweckmäßig, die komplexwertigen Impedanzen $Z_R(f)$, $Z_C(f)$ bei den später zu messenden Frequenzen f der Zugangsimpedanz zu bestimmen.

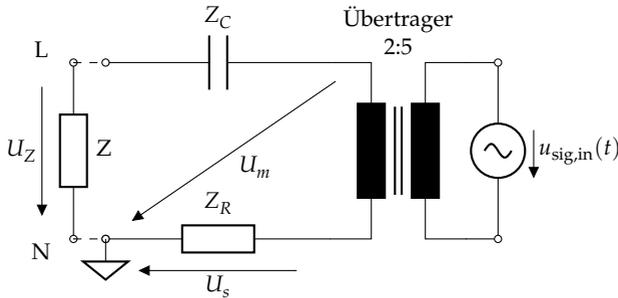


Abbildung 3.18 Ersatzschaltbild des Impedanzmesskopplers

Die Kalibrierung der zwei unbekanntenen Impedanzen erfolgt über zwei Messpaare $(U_{m,1}(f), U_{s,1}(f))$ und $(U_{m,2}(f), U_{s,2}(f))$ pro Frequenz f . Als Messobjekte werden dabei ein Kurzschluss sowie ein Kalibrierungswiderstand $Z_{\text{ref}}(f)$ verwendet. Die Messfrequenz f wird über ein entsprechendes Sinussignal $u_{\text{sig,in}}(t) = \sin(2\pi ft)$ bereitgestellt.

Der Kalibrierungswiderstand wird zuvor mit einem Netzwerkanalysator charakterisiert. Um Fehler durch Nichtlinearitäten des Messsystems zu vermeiden, sollte der Widerstandswert dabei in der Größenordnung der zu messenden Impedanz gewählt werden.

Die Lösung des zugehörigen linearen Gleichungssystems führt schließlich auf die gewünschten Größen

$$Z_R(f) = \frac{Z_{\text{ref}}(f)}{\frac{U_{m1}(f)}{U_{s1}(f)} - \frac{U_{m2}(f)}{U_{s2}(f)}}, \quad (3.20)$$

$$Z_C(f) = -\frac{U_{m1}(f)}{U_{s1}(f)} Z_R(f). \quad (3.21)$$

3.2.6 Messkampagne

Zur Analyse der zeitvarianten Eigenschaften des Rauschens ist eine umfangreiche Datenerfassung erforderlich. Hierzu wurden mit dem vorgestellten Messsystem verschiedene Messkampagnen im Zeitraum 2014 bis 2017 auf dem Gelände des Campus West des Karlsruher Instituts für Technologie durchgeführt. Im Folgenden wird hieraus eine

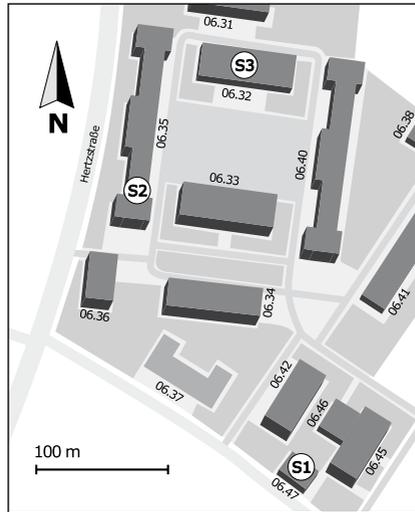


Abbildung 3.19 Übersicht der Messstationen S1, S2 und S3 auf dem Campus West des Karlsruher Instituts für Technologie (Kartenquelle: [48])

typische Messkampagne vorgestellt. Diese dient als Grundlage für die weitere Analyse der Kanaleigenschaften und den Entwurf adaptiver PLC-Systeme.

Im Rahmen der Messkampagne wurden insgesamt drei Messstationen an verschiedenen Anschlusspunkten aufgebaut. Die genaue Lage der Messpunkte ist in Abbildung 3.19 eingezeichnet. Die einzelnen Messstationen lassen sich wie folgt beschreiben:

- S1: Trafostation zur Anbindung des Campus West an das 20-kV-Mittelspannungsnetz der Karlsruher Stadtwerke
- S2: Hausanschluss im Keller eines Bürogebäudes mit Anschluss an S1 über eine 0,4-kV-Ringleitung
- S3: Hausanschluss in einer Garagenhalle mit Stichleitungsverbindung an die 0,4-kV-Ringleitung von S2

Die Messungen erfolgen in der in Abschnitt 3.2.3 beschriebenen Konfiguration zur Messung des Rauschens. Alle Messstationen befinden sich

Tabelle 3.2 Parameterübersicht der GPS-synchronisierten Messkampagne

Parameter	Kampagne
Startzeit	03.03.2016 13:00:00 Uhr
Endzeit	04.03.2016 12:00:00 Uhr
Messdauer	10 s
Messintervall	2,5 min
Anzahl der Messungen	553
Abtastrate	5 MHz

im selben Niederspannungsnetzabschnitt und die maximale Entfernung beträgt einige hundert Meter.

Eine Übersicht der Messkampagne ist in Tabelle 3.2 angegeben. Die Messkampagne wurde im März 2016 durchgeführt und umfasst eine gesamte Beobachtungsdauer von 23 h. Der zeitliche Abstand zwischen zwei Messungen beträgt 2,5 min. Die Dauer einer Messung ist 10 s bei einer Abtastfrequenz von $f_s = 5$ MHz.

3.3 Zyklostationäre Analyse des PLC-Rauschens

Die erreichbaren Datenraten von NB-PLC-Systemen werden wesentlich durch die starke Rauschumgebung beschränkt. Messungen des Rauschsignals zeigen, dass bereits bei geringer Kanaldämpfung die Rauschleistung am Empfänger in der Größenordnung der am Empfänger ankommenden Nutzleistung liegt. Gleichzeitig ist die periodische Variation der momentanen Rauschleistung innerhalb einer Netzperiode stark ausgeprägt. Die Kenntnis der zyklostationären Eigenschaften ermöglicht daher sowohl die Entwicklung von angepassten Verfahren zur Rauschunterdrückung als auch die Entwicklung von adaptiven Modulationsverfahren.

In [112] wurde bereits gezeigt, dass sich die periodischen Eigenschaften im Zeit- und Frequenzbereich zur Rauschunterdrückung nutzen lassen. Dabei wurde ein LPTV-Filter, basierend auf dem Entwurfskriterium zur Minimierung des mittleren quadratischen Fehlers zwischen dem Nutzsignal und dem zyklstationären Störsignal, vorgestellt.

In dieser Arbeit wird der zweite Anwendungsfall, der Entwurf adaptiver Modulationsverfahren, basierend auf den zyklstationären Kanaleigenschaften betrachtet. Für beide Problemstellungen ist eine genaue Kenntnis der Rauscheigenschaften Voraussetzung. Hierzu wird ein Verfahren zur vollständigen Charakterisierung der zyklstationären Eigenschaften des NB-PLC-Frequenzbereichs bis 500 kHz bei einer spektralen Auflösung von 50 Hz vorgestellt. Eine Beschreibung des Algorithmus und eine Auswertung wurden bereits in [115] veröffentlicht. In Ergänzung zu dieser Arbeit werden nachfolgend die zyklstationären Eigenschaften der Messkampagne aus Abschnitt 3.2.6 analysiert.

Zunächst werden die Grundlagen der spektralen Korrelationsanalyse beschrieben. Anschließend wird der Algorithmus zur zeitdiskreten Berechnung vorgestellt und es folgt eine Auswertung der Messergebnisse. Die Ergebnisse der Analyse werden für die Definition der Referenzkanäle in Abschnitt 3.4.1.2 verwendet und bilden die Grundlage für die Evaluation der adaptiven Verfahren in Kapitel 6.

3.3.1 Grundlagen der zyklstationären Spektralanalyse

Gemäß den in [30, 100] beschriebenen Methoden wird ein stochastischer Prozess $\mathbf{x}(t)$ schwach zyklstationär n -ter Ordnung genannt, falls seine Autokorrelation n -ter Ordnung

$$R_{\mathbf{xx}}(t, \boldsymbol{\tau})_n = R_{\mathbf{xx}}(t + mT, \boldsymbol{\tau})_n \quad m \in \mathbb{Z}, \quad (3.22)$$

periodisch ist, wobei T die fundamentale Periodendauer und $\boldsymbol{\tau} = [\tau_1 \dots \tau_n]$ einen Vektor aus n beliebigen Zeitverzögerungen der Autokorrelationsfunktion ist. Das Reziproke der Periodendauer $\alpha = 1/T$ wird *zyklische Frequenz* genannt. Insbesondere wird $\mathbf{x}(t)$ *zyklstationär erster Ordnung (ZS1)* oder *periodisch* genannt, falls gilt

$$E\{\mathbf{x}(t)\} = E\{\mathbf{x}(t + mT)\}, \quad (3.23)$$

wobei $E\{\cdot\}$ den Erwartungswertoperator bezeichnet. Außerdem wird $x(t)$ *zyklstationär zweiter Ordnung (ZS2)* genannt, falls gilt

$$E\{x(t)x(t+\tau)\} = E\{x(t+mT)x(t+mT+\tau)\}. \quad (3.24)$$

Um zyklstationäre Signale im Frequenzbereich zu analysieren, werden die spektrale Korrelationsdichte (SKD) $S_{XX}(f, \alpha)$ und die zyklische Kohärenzfunktion (ZKF) $C_{XX}(f, \alpha)$ definiert:

$$S_{XX}(f, \alpha) = E\left\{X\left(f + \frac{\alpha}{2}\right)X^*\left(f - \frac{\alpha}{2}\right)\right\}, \quad (3.25)$$

und

$$C_{XX}(f, \alpha) = \frac{S_{XX}(f, \alpha)}{\sqrt{E\left\{|X\left(f + \frac{\alpha}{2}\right)|^2\right\}E\left\{|X\left(f - \frac{\alpha}{2}\right)|^2\right\}}}, \quad (3.26)$$

wobei $X(f)$ die Fouriertransformierte von $x(t)$ und $(\cdot)^*$ die komplexe Konjugation bezeichnen. Die von f und α aufgespannte Ebene (f, α) wird *Bifrequenzebene* genannt.

Analog zur Spektralschätzung im stationären Fall existiert ein zyklisches Wiener-Khinchine-Theorem, gemäß dem die SKD aus der zyklischen Autokorrelationsfunktion

$$R_{xx}^{\alpha}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T R_{xx}(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (3.27)$$

berechnet werden kann, d. h.

$$S_{XX}(f, \alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}^{\alpha}(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau. \quad (3.28)$$

3.3.2 Zyklstationäre Eigenschaften des Rauschens

Die periodischen Eigenschaften der Netzwechselspannung führen zu den zyklstationären Merkmalen der in Abschnitt 3.1.1.1 beschriebenen Rauschklassen.

Besonders ausgeprägt ist die Zyklstationarität des periodisch impulsiven Rauschens synchron zur Netzfrequenz. Das Rauschen wird häufig durch Gleichrichterdioden verursacht und besitzt aufgrund der kurzen zeitlichen Dauer eine breite Ausdehnung im Spektrum. Durch die Symmetrie der meisten Gleichrichterschaltkreise entspricht die Wiederholrate dabei der doppelten Netzfrequenz. In Abgrenzung dazu weist das periodisch impulsive Rauschen asynchron zur Netzfrequenz meist wesentlich höhere Wiederholraten auf.

Schmalbandstörer können ebenfalls zyklstationäre Eigenschaften aufweisen. Da die Zugangsimpedanz periodisch variiert, ist die eingespeiste Störleistung durch elektrische Verbraucher, beispielsweise in Form von Schmalbandstörern, ebenfalls zyklstationär.

In [31] wurde der Begriff *spektrale Redundanz* für die Korrelation weit voneinander entfernter spektraler Anteile eingeführt. Der Begriff ist somit gleichbedeutend mit der zyklstationären Eigenschaft eines Signals nach (3.22). Die Korrelation spektraler Abteile motiviert gleichzeitig die Nutzung der Redundanz zum Zwecke der Rauschunterdrückung (vgl. [112]). Insbesondere im sehr niedrigen Frequenzbereich unter 5 kHz hat sich gezeigt, dass häufig periodische Signale (ZS1-Eigenschaft) die dominierende Störquelle sind [85].

Die Eigenschaften periodischer Störer sind ausführlich im Zeit- und Frequenzbereich untersucht worden, da diese sich leicht als spektrale Linien bei der Schätzung der Rauschleistungsdichte erkennen lassen. Wie in [14] beschrieben, kann durch Maskieren der spektralen Spitzenwerte mittels eines Filters diese Art Störer entfernt werden.

Im Allgemeinen sind die zugrundeliegenden zyklstationären Eigenschaften höherer Ordnung durch das Berechnen des Leistungsdichtespektrums nicht sichtbar. Daher werden nichtlineare quadratische Transformationen wie die Schätzung der SKD und ZKF benötigt, um die Zyklstationarität sichtbar zu machen. Nachfolgend wird die zeitdiskrete Implementierung zur numerischen Berechnung der spektralen Korrelationsanalyse vorgestellt.

3.3.3 Spektrale Korrelationsanalyse

Voraussetzung für die Analyse der zyklstationären Eigenschaften abgetasteter Messsignale ist eine zeitdiskrete Implementierung der Schätzung

der SKD und der ZKF. Eine direkte Implementierung kann durch eine Frequenzverschiebung der Eingangssignale um $\pm\alpha/2$ und anschließende Berechnung des Kreuzleistungsdichtespektrums erfolgen. Allerdings benötigt dieses Vorgehen eine hohe Anzahl an komplexwertigen Multiplikationen, welche sich ungünstig auf die Rechenzeit auswirken. Daher wurden in der Vergangenheit effiziente Algorithmen entwickelt, die die Anzahl an komplexwertigen Multiplikationen deutlich reduzieren.

Im Folgenden wird ein Verfahren vorgestellt, das nur auf grundlegenden Operationen der linearen Algebra und der FFT basiert. Für diese Operationen stehen optimierte Programmbibliotheken zur Verfügung, wodurch sich die Ausführungszeit auf der CPU reduziert.

Ausgangspunkt der Methode ist die Implementierung der *FFT Accumulation Method*, die in [86] vorgestellt wurde. Im Gegensatz zur direkten Berechnung durch eine Frequenzverschiebung der Eingangssignale wird die spektrale Korrelation im Spektrum berechnet.

Zunächst werden durch eine lineare Transformation die Frequenzen f und α substituiert

$$f_1 = f + \frac{\alpha}{2}, \quad (3.29)$$

$$f_2 = f - \frac{\alpha}{2}. \quad (3.30)$$

Das zu analysierende zeitdiskrete Signal wird als Vektor \mathbf{x} der Länge N mit den Abtastwerten x_i interpretiert:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \cdots & x_N \end{bmatrix}. \quad (3.31)$$

Um die Schätzung zu glätten, wird eine Fensterfunktion \mathbf{h} verwendet. Die Fensterfunktion wird ebenfalls als Vektor

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & \cdots & h_K \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

beschrieben, wobei K die Länge und h_i die Koeffizienten der Fensterfunktion bezeichnen. Durch Verschieben der Fensterfunktion \mathbf{h} über das Eingangssignal \mathbf{x} mit einer Schrittweite von L Abtastwerten wird das Eingangssignal in überlappende Segmente eingeteilt. Im Folgenden wird

für die Anzahl von Segmenten P ein ganzzahliger Wert angenommen². Ein gefensterter Segment zum Zeitpunkt n wird wie folgt beschrieben:

$$\mathbf{x}_h(n) = \begin{bmatrix} h_1 x_{n+1} & h_2 x_{n+2} & \cdots & h_K x_{n+K} \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

Die Segmente $\mathbf{x}_h(n)$ lassen sich spaltenweise zu einer Matrix anordnen

$$\mathbf{x}_L = \begin{bmatrix} x_h(0)^T & x_h(L)^T & \cdots & x_h((P-1)L)^T \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

Anschließend wird eine FFT der Länge N' in Spaltenrichtung für \mathbf{x}_L berechnet und das Ergebnis mit der euklidischen Norm

$$\|\mathbf{h}\|_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^K (h_i)^2} \quad (3.35)$$

normiert:

$$\mathbf{X}_L = \frac{\text{FFT}_{N', \text{dim}=1} \{\mathbf{x}_L\}}{\|\mathbf{h}\|_2}. \quad (3.36)$$

Falls kein *Zero-Padding* vor der Berechnung der FFT durchgeführt wird, entspricht die Anzahl der Frequenzpunkte $N' = K$. Wird das Signal um den Faktor O im Frequenzbereich überabgetastet, erhöht sich die FFT-Länge auf $N' = K \cdot O$. Eine Überabtastung hat den Vorteil, dass im Spektrum Extremwerte besser herausgebildet werden und somit leichter zu detektieren sind.

Der Zeitvektor eines jeden Segments in \mathbf{x}_L ist $\mathbf{t} = [0 \ L \ \cdots \ (P-1)L]$. Mithilfe des Vektors $\mathbf{n} = [0 \ 1 \ \cdots \ N' - 1]$ wird die Matrix der Zeitpunkte $\mathbf{T} = \mathbf{n}^T \mathbf{t}$ mit den Elementen t_{ij} definiert.

Um alle FFTs in \mathbf{X}_L zeitlich zu synchronisieren, wird die Matrix $\boldsymbol{\varphi}$ berechnet, die die frequenzabhängigen Phasenverschiebungen als Elemente $\varphi_{ij} = \exp(-j2\pi t_{ij}/N')$ enthält. Die Phasenverschiebung wird dann auf sämtliche Frequenzanteile angewandt, d.h.

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_L \circ \boldsymbol{\varphi}, \quad (3.37)$$

² Ein ganzzahliges P kann stets durch ein entsprechendes Kürzen des Eingangssignals erreicht werden.

wobei \circ das elementweise Produkt bezeichnet. Die Schätzung der SKD wird schließlich durch eine Matrixmultiplikation berechnet

$$\hat{\mathbf{S}} = \frac{1}{P} \mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H, \quad (3.38)$$

wobei $(\cdot)^H$ die adjungierte Matrix bezeichnet.

Die Elemente der Matrix $\hat{\mathbf{S}}$ repräsentieren die Schätzung der spektralen Korrelationswerte $S_{ij} = E\{X(f_i)X^*(f_j)\}$, welche im Allgemeinen komplexwertig sind. Die Diagonalelemente ($i = j$) entsprechen der Schätzung des stationären Leistungsdichtespektrums (LDS) $S_{ii} = E\{|X(f_i)|^2\}$. Das Vorgehen entspricht dabei der Welch-Methode, die auf einer Mittelung zeitlich überlappender Periodogramme basiert [106]. Diese Eigenschaft kann genutzt werden, um den Betrag $\hat{\mathbf{C}}$ der ZKF zu berechnen

$$\hat{\mathbf{C}} = \frac{|\hat{\mathbf{S}}|}{\sqrt{\text{diag}\{\hat{\mathbf{S}}\}\text{diag}\{\hat{\mathbf{S}}\}^H}}, \quad (3.39)$$

wobei die Division elementweise berechnet wird und $\text{diag}\{\hat{\mathbf{S}}\}$ den Vektor der Hauptdiagonalen von $\hat{\mathbf{S}}$ bezeichnet.

3.3.4 Zyklstationäre Merkmalsextraktion

Ein Nachteil der Berechnung der ZKF ist die große Dimension der Matrix $\hat{\mathbf{C}}$ mit N'^2 Elementen. Im Folgenden wird daher ein Algorithmus vorgestellt, um die Dimensionalität durch Extraktion der n stärksten zyklstationären Merkmale zu reduzieren. Der Algorithmus umfasst im Einzelnen die folgenden Schritte:

1. Berechnung der ZKF-Matrix $\hat{\mathbf{C}} \in \mathbb{R}^{N' \times N'}$ gemäß (3.39).
2. Die meisten Einträge in $\hat{\mathbf{C}}$ haben nur sehr kleine Werte, da eine einzelne Frequenz häufig nur mit einer kleinen Menge an weiteren Frequenzen korreliert ist. Aufgrund der begrenzten Signallänge, die zur Schätzung der ZKF zur Verfügung steht, ist es zweckmäßig,

alle Einträge, die kleiner als ein bestimmter Grenzwert t_c sind, auf 0 zu setzen:

$$c'_{ij} = \begin{cases} c_{ij}, & c_{ij} > t_c \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.40)$$

In der Praxis hat sich dabei ein Wert t_c zwischen 0,05 und 0,3 bewährt.

3. Die Dichte einer Matrix ist definiert als die Anzahl der Elemente mit einem Wert ungleich Null dividiert durch die Gesamtzahl der Elemente. Falls die Dichte der Matrix $\mathbf{C}' = (c'_{ij})$ klein ist, kann diese als dünnbesetzt betrachtet und die Dimension reduziert werden.

Mit einem Suchalgorithmus werden für jeden f_1 -Wert die n größten Kohärenzwerte und die dazugehörigen f_2 -Frequenzen extrahiert und in zwei $b \times N'$ Matrizen gespeichert.

4. Im letzten Schritt werden die (f_1, f_2) -Koordinaten zurück in die Darstellung der Bifrequenzebene transformiert und die Werte in der Matrix $\mathbf{C}^{(n)} \in \mathbb{R}^{n \times N'}$ gespeichert. Dabei gilt:

$$\alpha = f_1 - f_2, \quad (3.41)$$

$$f = \frac{f_1 + f_2}{2}. \quad (3.42)$$

3.3.5 Messergebnisse

Im Folgenden wird die Auswertung der spektralen Korrelationsanalyse der Messkampagne vorgestellt. Für jede der $M_{\text{Ort}} = 553$ Messungen pro Messort wird die ZKF berechnet. Für die Berechnung wird $N' = 20000$ gewählt, wodurch sich eine Frequenzauflösung von $\Delta f = 50$ Hz ergibt. Die Auflösung entspricht daher gerade der Frequenz der Netzwechselspannung. Als Fensterfunktion $h(t)$ wird ein Hann-Fenster gewählt, dessen Eigenschaften im Anhang A.3 beschrieben sind.

3.3.5.1 Zeitsignal und Spektrogramm

Als Übersicht über die Eigenschaften des Rauschens im Zeit- und Frequenzbereich ist jeweils ein Ausschnitt des Zeitsignals $x(t)$ und das zugehörige Spektrogramm

$$S_x(f, t) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h^*(\tau - t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \right|^2 \quad (3.43)$$

für alle Messorte in Abbildung 3.20 dargestellt.

In allen drei Signalausschnitten ist deutlich die zyklstationäre Eigenschaft des Rauschens im Spektrogramm als sich wiederholendes Muster erkennbar. Die Spektrogramme unterscheiden sich dabei an den einzelnen Messorten.

Das Signal von Messort S1 lässt deutlich periodisch impulsive Störer von sehr kurzer Dauer im Frequenzbereich bis 200 kHz erkennen. Am Ort S3 lassen sich ebenfalls impulsive Störer bis 300 kHz feststellen.

Neben den impulsiven Störern zeigen sich zahlreiche periodisch wiederkehrende schmalbandige Störer von unterschiedlicher Dauer. S2 zeigt deutlich frequenzabhängige Schmalbandstörer, die auch als *Swept-Frequency Noise* bezeichnet werden [54]. Eine Ursache dafür stellen aktive Leistungsfaktorkorrekturfilter dar, wie sie häufig in den PC-Schaltnetzteilen der Büroumgebung von S2 zu finden sind. S3 zeigt das leistungstärkste Rauschen. Es lassen sich besonders im Frequenzbereich ab 150 kHz zahlreiche schmalbandige Störer erkennen, teilweise ebenfalls mit zeitlicher Verschiebung in Frequenzrichtung, jedoch weniger stark ausgeprägt als in S2.

3.3.5.2 Maximale zyklische Kohärenzfunktion

Jede Frequenz f_i in $\hat{\mathbf{C}}$ kann mit mehreren Frequenzen f_j korreliert sein. Um das Langzeitverhalten der ZKF zu untersuchen, wird der maximale Kohärenzwert der Elemente \hat{c}_{ij} von $\hat{\mathbf{C}}$ für jeden Frequenzindex i bestimmt:

$$\mathbf{C}^{\max} = (c_i^{\max}) = (\max_j \{\hat{c}_{ij}\}). \quad (3.44)$$

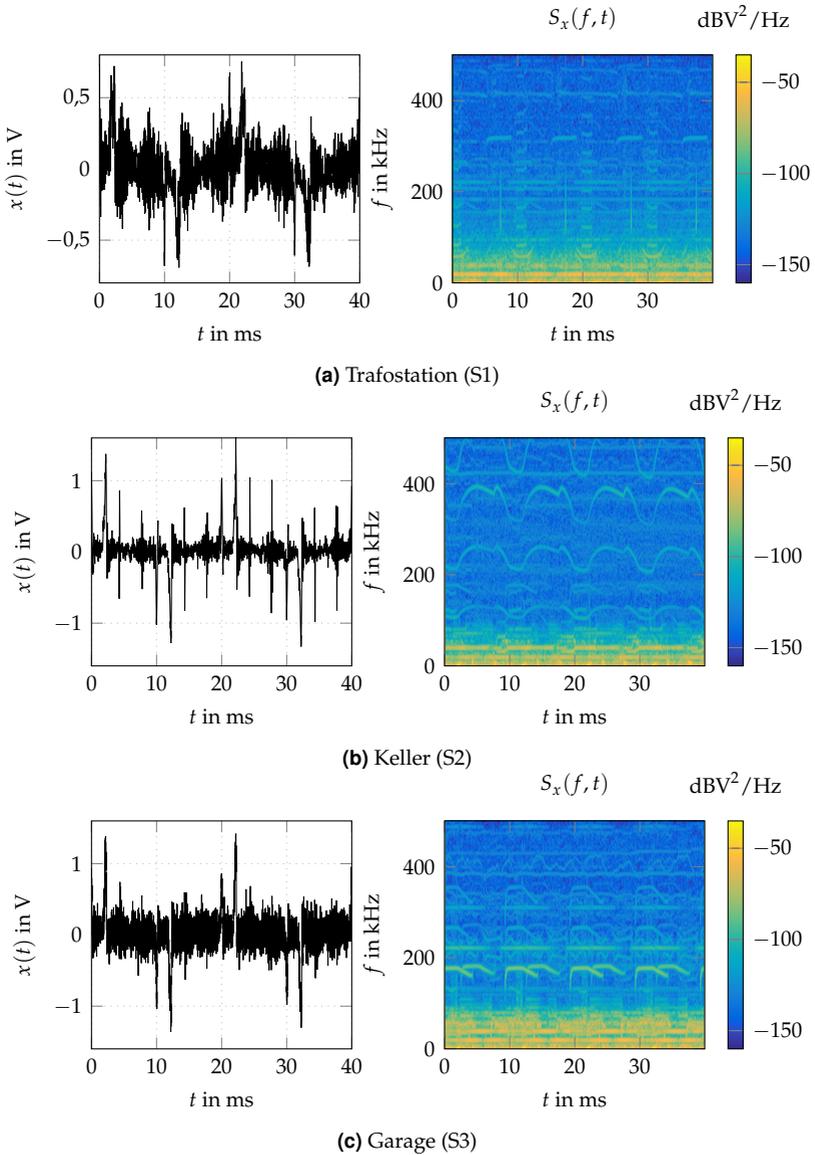


Abbildung 3.20 Ausschnitte des Messsignals $x(t)$ (links) um 13:02:30 Uhr und zugehörige Spektrogramme $S_x(f,t)$ (rechts)

Vorteil dieser Beschreibung ist, dass sich die Matrix \hat{C} zu einem Vektor vereinfacht. Dies ist hilfreich, da die ZKF mithilfe der maximalen Kohärenz über einen längeren Zeitraum ausgewertet und zwischen Messungen verglichen werden kann. Die maximale Kohärenz kann dabei als ein Indikator der Zyklostationarität verstanden werden: Ein gegebener Kohärenzwert c_i^{\max} wird von mindestens einer zyklischen Frequenz α generiert.

3.3.5.3 Leistungsdichtespektrum

Der Zusammenhang zwischen der ZKF und dem LDS ist für den Entwurf adaptiver Verfahren von besonderem Interesse. Verbesserungen von PLC-Systemen können dabei in Regionen im Spektrum erzielt werden, welche eine hohe spektrale Leistungsdichte bei gleichzeitig starker zyklischer Kohärenz aufweisen.

Exemplarisch werden der zeitliche Mittelwert des LDS und die maximale ZKF nach (3.44) über sämtliche Messungen am Ort S2 betrachtet. Das LDS ergibt sich dabei als Hauptdiagonale von \hat{S} . Das Ergebnis der Auswertung ist in Abbildung 3.21 wiedergegeben.

Eine Korrelation der Leistungsdichte und der ZKF kann in mehreren Regionen über der Frequenzachse festgestellt werden. So fallen Spitzenwerte der Leistungsdichte mit Spitzenwerten der Kohärenz zusammen, was auf die zugrundeliegende Periodizität der schmalbandigen Störer hindeutet. Frequenzen mit ausgeprägter Kohärenz lassen sich ebenfalls den periodischen Mustern des Spektrogramms aus Abbildung 3.20(c) zuordnen. Insbesondere im Frequenzbereich des CENELEC-Bands bis 150 kHz nimmt die Kohärenz hohe Werte über 0,75 an, was eine wichtige Voraussetzung für den Erfolg adaptiver Modulationsverfahren darstellt.

Insgesamt zeigt sich, dass die zyklische Kohärenz besonders im Frequenzbereich von 30 kHz bis 200 kHz stark ausgeprägt ist und mit steigender Frequenz schwächer wird. Grund dafür ist der starke Störeinfluss der angeschlossenen Verbraucher auf das Netz (vgl. Abschnitt 3.3.2). Dabei sind die Störsignale durch Schaltfrequenzen der Verbraucher häufig selbst periodisch (ZS1-Eigenschaft). Des Weiteren werden Störer durch die periodisch variierende Netzimpedanz zusätzlich moduliert (ZS2-Eigenschaft). Spitzenwerte der Kohärenz werden insbesondere durch

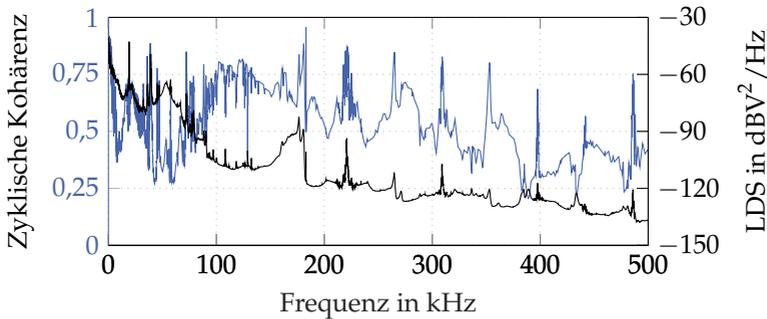


Abbildung 3.21 Zeitlicher Mittelwert des LDS und C^{\max} , gemessen am Ort S3

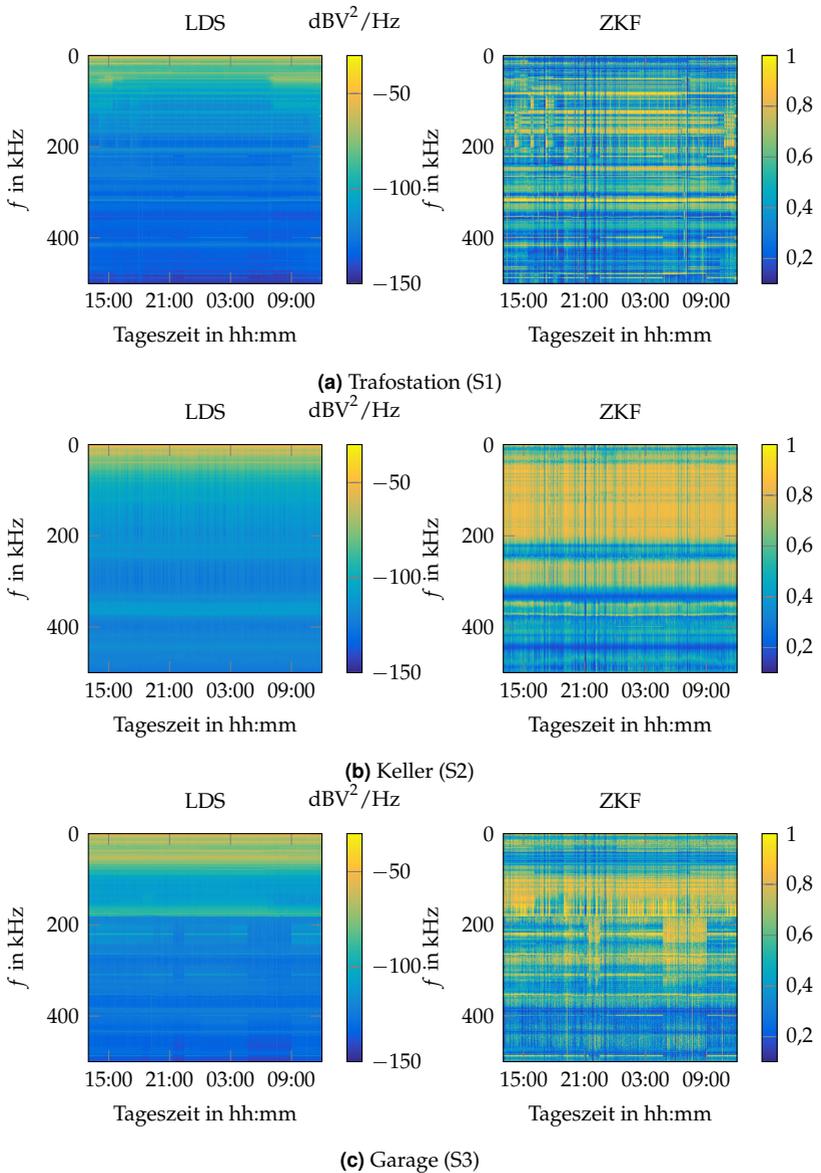
schmalbandige Störer erreicht, welche eine starke Periodizität besitzen und im gesamten ausgewerteten Frequenzbereich auftreten.

3.3.5.4 Langzeitanalyse

In Abbildung 3.22 ist der Verlauf von C^{\max} zusammen mit dem LDS über den gesamten 23-stündigen Beobachtungszeitraum dargestellt. Das LDS zeigt für alle Messorte einen typischen Verlauf (vgl. Abschnitt 3.1.1): Gut zu erkennen ist, dass die Höchstwerte im unteren Frequenzbereich erreicht werden. Mit steigender Frequenz nimmt das LDS an allen Messorten ab. Außerdem zeigen alle Orte über den Frequenzbereich verteilt einige schmalbandige Störer, welche als horizontale Linien im zeitlichen Verlauf zu erkennen sind.

Das Hintergrundrauschen variiert über der Zeit an allen Orten vergleichsweise gering; es ist meist über Stunden konstant. Am Ort S1 lässt sich jeweils um 15:00 Uhr und ab 7:00 Uhr eine Erhöhung der Rauschleistungsdichte erkennen. S3 zeigt dagegen im Zeitraum von 6:00 Uhr bis 9:00 Uhr eine verringerte Rauschleistungsdichte. Vertikale Linien im LDS zeigen dabei eine kurzzeitige erhöhte Rauschleistungsdichte, welche insbesondere bei S2 ausgeprägt zu erkennen ist.

Größere Unterschiede sind bei der Betrachtung der ZKF zu erkennen. Beim Vergleich zwischen den Orten fällt auf, dass S1 und S3 die höchsten Werte der Kohärenz erreichen. Gleichzeitig ist die Kohärenz stärker auf einzelne Frequenzen konzentriert im Vergleich zu S2. Dort zeigen



sich zwei breite Bereiche von 50 kHz bis 200 kHz und um 300 kHz mit vergleichsweise starker Kohärenz.

Wird das LDS mit der Kohärenz verglichen, so korrespondiert eine erhöhte Rauschleistungsdichte in der Regel mit einer geringeren Kohärenz. Dies ist insbesondere bei S3 während der kurzzeitigen geringeren Rauschleistungsdichten zwischen 6:00 Uhr bis 9:00 Uhr zu erkennen. Grund dafür ist, dass das stationäre Hintergrundrauschen die zyklstationären Anteile des Rauschens überlagert und die Kohärenz reduziert.

Allen Messungen ist gemeinsam, dass hohe Kohärenzwerte über den gesamten Frequenzbereich bis 500 kHz auftreten. Ein Großteil des Rauschens ist dabei der Eigenschaft ZS2 zuzuordnen. Hierbei lassen sich, im Gegensatz zu ZS1-Rauschen, hohe Werte der ZKF ohne sichtbare Spitzenwerte des LDS erkennen.

3.3.5.5 Impulsive Störer

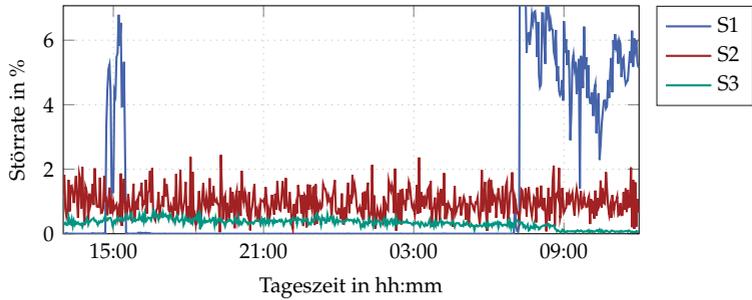
Die Messung der Zyklstationarität wird insbesondere durch aperiodische impulsive Störer beeinträchtigt. Aufgrund der hohen Leistungsdichte wirken sich die Störer negativ auf die Schätzung aus. Die eingebrachten Frequenzanteile führen dabei zu zufälligen spektralen Korrelationen über große Bereiche des Spektrums. Aufgrund des langen Auswertzeitraums der ZKF ist dabei die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Störimpulsen besonders hoch.

Nachfolgend werden die Impulsrate r_{imp} und die relative Störrate $t_{\text{stör}}$ nach [111] ausgewertet:

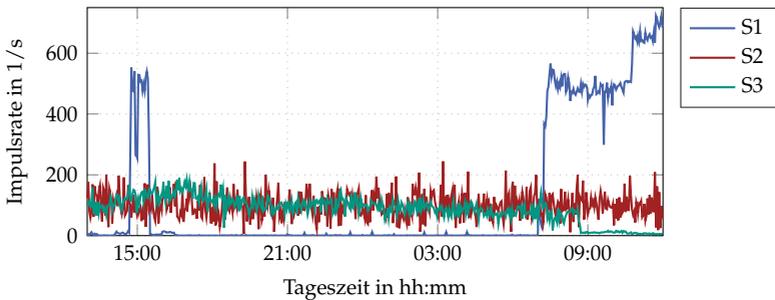
$$r_{\text{imp}} = \frac{N_{\text{imp}}}{T_F}, \quad (3.45)$$

$$t_{\text{stör}} = \frac{1}{T_F} \sum_{i=1}^{N_{\text{imp}}} t_{\text{imp},i} \quad (3.46)$$

wobei N_{imp} die Anzahl der im Zeitfenster $T_F = 10\text{ s}$ auftretenden Impulse bezeichnet. Die Impulsdauer des i -ten Impulses innerhalb des Zeitfensters wird durch $t_{\text{imp},i}$ beschrieben. Die Impulsrate charakterisiert somit die Häufigkeit der auftretenden Impulse, wohingegen die Störrate den relativen zeitlichen Anteil der Störung an der Beobachtungsdauer angibt.



(a) Störrate



(b) Impulsrate

Abbildung 3.23 Langzeitverlauf der Störrate (a) und Impulsrate (b) im Frequenzbereich von 42 kHz bis 89 kHz für alle Messorte

Impulsive Störer wirken sich ebenfalls negativ auf die Übertragungseigenschaften eines PLC-Systems aus. Die Ergebnisse werden daher auch für die Auswertung der adaptiven Modulationsverfahren in Kapitel 6 verwendet. Im Folgenden wird die Auswertung der Störer auf den häufig verwendeten Frequenzbereich des PRIME-Standards von 42 kHz bis 89 kHz beschränkt.

Nach [111] wird die Dauer eines Impulses als Zeit definiert, in der das Signal einen ersten Schwellwert überschreitet und einen zweiten Schwellwert für mindestens die Sperrzeit t_{sperr} unterschreitet. Da die Leistungen der Rauschsignale an den unterschiedlichen Messorten variieren, werden unterschiedliche Schwellwerte gewählt. Für S1 und S2

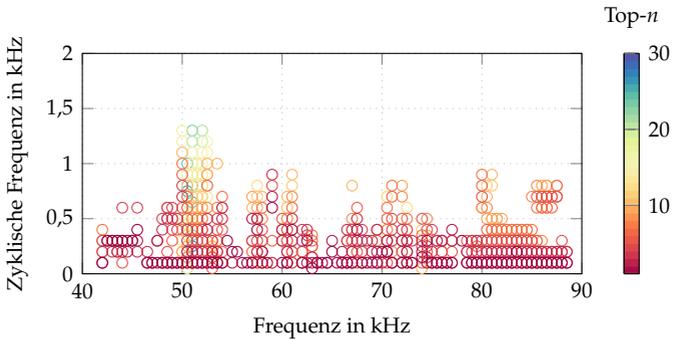
beträgt der erste und zweite Schwellwert jeweils 70 mV und für S3 200 mV. Für die Sperrzeit gilt für alle Messungen $t_{\text{sperr}} = 90 \mu\text{s}$.

In Abbildung 3.23 ist das Ergebnis der Analyse nach der Bandpassfilterung dargestellt. Messort S1 zeigt insbesondere um 15:00 Uhr und ab 7:00 Uhr, dass die Störrate und Impulsrate vergleichsweise hoch ausfallen. Dies ist auch auf das erhöhte Hintergrundrauschen zurückzuführen, das zu einem häufigeren Überschreiten des Schwellwertes führt (vgl. Abbildung 3.22(a)). Die Messorte S2 und S3 weisen eine ähnliche Impulsrate auf, allerdings ist die Störrate bei S2 größer. Die Impulsdauer ist bei S2 daher im Mittel deutlich länger als bei S3.

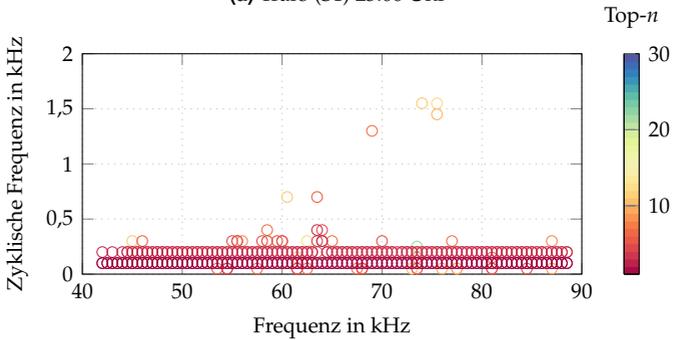
3.3.5.6 Kurzzeitanalyse

Nachfolgend werden die zyklischen Frequenzen ausgewertet, die zu den Maximalwerten der ZKF aus Abschnitt 3.3.5.4 führen. Hierzu wird das Verfahren aus Abschnitt 3.3.4 zur Reduktion der Dimensionalität der Matrix $\hat{\mathbf{C}}$ angewendet, wobei $n = 30$ gesetzt wird. Die Beschränkung der Analyse auf die 30 stärksten zyklischen Frequenzen in $\mathbf{C}^{(n)}$ führt zu einer starken Reduzierung des Berechnungsaufwands bei gleichzeitiger Beibehaltung der grundsätzlichen Eigenschaften. Aufgrund der Symmetriebeziehungen des Spektrums durch das reellwertige Messsignal genügt es, die weiteren Betrachtungen auf die positiven Frequenzen der Bifrequenzebene zu beschränken. Für die Merkmalsmatrix folgt damit $\mathbf{C}^{(30)} \in \mathbb{R}^{30 \times 10001}$. Analog zur Analyse des impulsiven Rauschens erfolgt die Auswertung im Frequenzbereich des PRIME-Standards von 42 kHz bis 89 kHz.

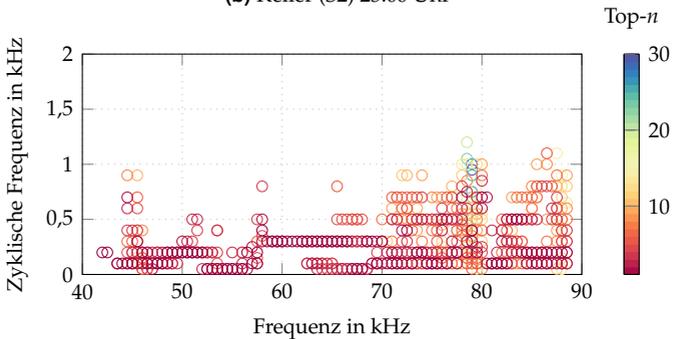
Exemplarisch ist in Abbildung 3.24 das Ergebnis von $\mathbf{C}^{(30)}$ an allen Messorten um 23:00 Uhr dargestellt. Dabei zeigt sich in allen Abbildungen, dass die stärkste Kohärenz bei $\alpha = 100$ Hz und den Vielfachen davon auftritt. Die Vielfachen von 100 Hz können aufgrund der hohen Kohärenz als Oberschwingungen einer zugrundeliegenden Periodizität aufgefasst werden. Die Oberschwingungen konzentrieren sich dabei in einem Bereich unterhalb von 1 kHz. Obwohl alle Messungen zur gleichen Zeit aufgenommen wurden und sich in örtlicher Nähe befinden, zeigen sich unterschiedliche Ergebnisse. Insbesondere ist die Anzahl der Oberschwingungen von 100 Hz bei S1 und S3 um ein Vielfaches größer



(a) Trafo (S1) 23:00 Uhr



(b) Keller (S2) 23:00 Uhr



(c) Garage (S3) 23:00 Uhr

Abbildung 3.24 Analyse der stärksten zyklischen Frequenzen bis 2 kHz an allen Messorten um 23:00 Uhr. Die Farbskala repräsentiert die Position der zyklischen Frequenz in absteigender Sortierung nach Kohärenzwert gemäß Abschnitt 3.3.4.

als in S2. Die zyklischen Frequenzen sind dabei in S2 sehr regelmäßig über den gesamten Frequenzbereich angeordnet, wohingegen diese in S1 und S3 stärker variieren.

Eine weitere Gemeinsamkeit von S1 und S3 ist, dass mit steigendem α die Kohärenz geringer wird. Eine Vielzahl an 100 Hz-Oberschwingungen ist dabei ein Indikator für einen zeitlich abrupteren Übergang der periodischen Eigenschaften im Zeitbereich. Diese zeigt sich auch bei Betrachtung des Spektrogramms in Abbildung 3.20. An den Orten S1 und S3 sind jeweils starke kurzzeitige periodische Störer sichtbar.

3.3.5.7 Statistische Auswertung

Um die Ergebnisse der Langzeit- und Kurzzeitanalyse zusammenzufassen, bietet sich eine statistische Auswertung aller beteiligten zyklischen Frequenzen an. Hierzu wird im Folgenden der Bandpassbereich von 42 kHz bis 89 kHz betrachtet und die empirische Verteilungsfunktion für sämtliche Matrizen $C_m^{(30)}$ eines Messortes ausgewertet, wobei m den Index der einzelnen Messungen bezeichnet. Die Verteilungsfunktion ergibt sich zu

$$\hat{F}(\alpha) = \frac{1}{nN'M} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{N'} \sum_{m=1}^{M_{\text{Ort}}} \mathbb{1}\{c_{m,ij}^{(n)} \leq \alpha\}, \quad (3.47)$$

wobei Nullwerte der zyklischen Frequenz bei der Berechnung nicht berücksichtigt werden.

Das Ergebnis der Verteilungsfunktion ist in Abbildung 3.25 dargestellt. Gut zu erkennen ist, dass für alle drei Orte wenige Vielfache von $\alpha = 100$ Hz die häufigsten zyklischen Frequenzen darstellen. Für S1 und S2 sind mehr als 80 % der zyklischen Frequenzen kleiner als 1 kHz. Dies ist ein typisches Ergebnis, welches auch bei einer weiteren Messkampagne mit fünf verschiedenen Messorten erzielt wurde [115].

Ein von S1 und S3 abweichendes Ergebnis ist bei S2 zu erkennen. Hier beträgt der Anteil an spektralen Korrelationen oberhalb von 10 kHz mehr als 50 %. Die großen Kohärenzwerte über einen breiten Frequenzbereich in Abbildung 3.22(b) aus Abschnitt 3.3.5.4 lassen sich somit nicht allein der Netzwechselspannung als Ursache zuordnen. Vielmehr

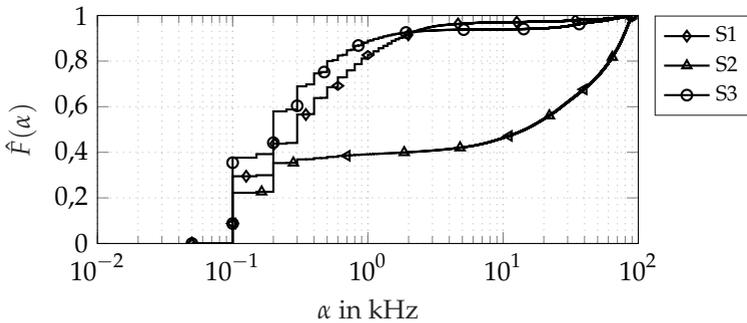


Abbildung 3.25 Verteilungsfunktion der zyklischen Frequenzen für alle Messorte über den gesamten Messzeitraum

existieren zahlreiche Korrelationen durch eingebrachte Störungen der umgebenden Verbraucher innerhalb des Bürogebäudes.

In Abschnitt 3.3.5.5 wurde gezeigt, dass S2 die höchste Impulsstörerate besitzt. Aufgrund der fehlenden Häufung von α um bestimmte einzelne Frequenzen oberhalb von 10 kHz und der hohen Impulsrate folgt, dass ein Großteil der spektralen Korrelationen durch zufällige Impulse hervorgerufen wird. Die Impulse führen dabei durch das breite Leistungsdichtespektrum zu zufälligen spektralen Korrelationen. Außerdem können weitere abklingende Schwingungen im Netz angeregt werden.

Obwohl die Netzfrequenz 50 Hz beträgt, sind die dominierenden zyklischen Frequenzen Vielfache von 100 Hz. Dies kann durch die Halbwellensymmetrie der zugrundeliegenden Periodizität erklärt werden. Falls ein Signal halbwellensymmetrisch ist, d.h., $x(t - T/2) = -x(t)$ gilt, folgt, dass geradzahlige Fourierkoeffizienten gleich 0 sind. Dies führt zu einem Abstand der spektralen Anteile, der dem Doppelten der Fundamentalfrequenz $1/T$ entspricht. Die meisten Verbraucher am Stromnetz verhalten sich symmetrisch, bezogen auf die Netzwechselspannung. Ein Beispiel dafür sind Gleichrichterschaltungen, die insbesondere die Netzimpedanz und damit das Rauschen beeinflussen. Die Halbwellensymmetrie der Netzwechselspannung bleibt folglich in der Zyklstationarität des Rauschens erhalten.

3.3.5.8 Zusammenfassung der Rauscheigenschaften

Die Ergebnisse der Rauschanalyse für die einzelnen Messorte lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Der Netzanschluss in der Trafostation (S1) weist im Vergleich zu den anderen Messorten die kleinste durchschnittliche Rauschleistungsdichte bei gleichzeitig ausgeprägter Zyklotionarität auf. Von allen Messorten zeigt S1 die stärkste Variation der Rauscheigenschaften im 23-stündigen Beobachtungszeitraum. Insbesondere ab 7:00 Uhr erhöht sich die Rauschleistungsdichte über den gesamten Frequenzbereich.
- Der Hausanschluss im Keller (S2) besitzt im Vergleich zu S1 und S3 eine mittlere durchschnittliche Rauschleistungsdichte. Darüber hinaus zeigt S2 im Vergleich die geringste Zyklotionarität. Insbesondere treten bei S2 starke aperiodische impulsive Störungen in allen Messungen auf. Die Eigenschaften sind dabei über den Beobachtungszeitraum gleichbleibend.
- Der Netzanschluss in der Garage (S3) weist die höchste Rauschleistungsdichte bei gleichzeitig starker Zyklotionarität auf. Insbesondere treten durchgehend periodisch impulsive Störer auf. Die Eigenschaften unterliegen dabei nur geringen Schwankungen im Beobachtungszeitraum.

3.4 Entwurfsgrundlagen adaptiver Mehrträgerverfahren

Der Entwurf adaptiver Mehrträgerverfahren basiert auf den zyklotionären Eigenschaften des Übertragungskanals. In den Kapiteln 4 und 5 wird jeweils das adaptive M-FSK- bzw. OFDM-Verfahren vorgestellt. Voraussetzung dafür ist ein gemeinsames Kanalmodell, welches die Entwurfsgrundlage bildet. Gleichzeitig dient das Kanalmodell auch der Evaluation und Vergleichbarkeit der neuartigen Verfahren unter Einbeziehung des Stands der Technik in Kapitel 6.

Da nachfolgend die gemeinsamen Eigenschaften des Kanalmodells zum Entwurf des adaptiven M-FSK- bzw. OFDM-Verfahrens betrachtet werden, wird der Einfachheit halber der Begriff Trägerabstand synonym zum Unterträgerabstand der OFDM-Modulation und zum äquidistanten Frequenzabstand der Sendesymbole der M-FSK-Modulation verwendet. Ebenso wird der Begriff Symboldauer synonym für die M-FSK- bzw. OFDM-Symboldauer verwendet. Die getroffenen Aussagen lassen sich somit auf beide Verfahren beziehen.

3.4.1 Zyklstationäres Kanalmodell

Um die zyklstationären Eigenschaften des Übertragungskanals in Form des linearen Systemmodells aus Abschnitt 3.1 zu beschreiben, wird üblicherweise eine Segmentierung der Netzperiode in Zeit- und Frequenzrichtung durchgeführt [10, 88, 102]. Dieses Vorgehen wird im Folgendem übernommen.

Das Prinzip der Segmentierung ist in Abbildung 3.26 veranschaulicht. Die Dauer eines Segments in Zeitrichtung T_s entspricht dabei der Symboldauer. Mit der Netzperiodendauer T_{AC} ergibt sich die Anzahl von Segmenten pro Netzschwingung zu $M = \lfloor T_{AC}/T_s \rfloor$, wobei $\lfloor \cdot \rfloor$ die Abrundungsfunktion auf die nächstliegende kleinere ganze Zahl bezeichnet.

Die Segmentierung in Frequenzrichtung wird durch den Trägerabstand Δf vorgegeben. Bei einer gegebenen Systembandbreite B folgt für die Anzahl der Träger $K = \lfloor B/\Delta f \rfloor$. Da für OFDM- und M-FSK-Symbole die Orthogonalitätsbedingung erfüllt sein muss, gilt, wie in Abschnitt 4.1.2 gezeigt wird, der Zusammenhang $\Delta f = k/T_s$, mit $k \in \mathbb{Z}$.

Innerhalb eines Zeitsegmentes wird vorausgesetzt, dass der Einfluss des Rauschens stationär und unkorreliert zum Sendesignal ist. Darüber hinaus sei der Kanal zeitinvariant. Durch eine verhältnismäßig lange Symboldauer wird die zugehörige Übertragungsfunktion innerhalb eines Frequenzsegmentes zusätzlich als flach angenommen.

Im Folgenden bezeichnen H_k die komplexe Übertragungsfunktion und $N_{0,k}^{(m)}$ das additive Rauschen im m -ten Netzsegment auf dem k -ten

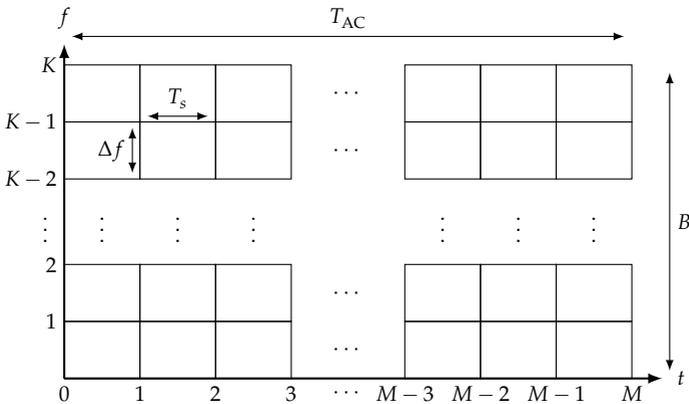


Abbildung 3.26 Schema zur Segmentierung der Netzperiode und der Systembandbreite in Zeit- und Frequenzrichtung

Träger. Der Kanal lässt sich im Frequenzbereich unter den genannten Voraussetzungen dann wie folgt beschreiben

$$Y_k^{(m)} = H_k X_k^{(m)} + N_{0,k}^{(m)}. \tag{3.48}$$

Die zyklstationären Schwankungen werden somit allein durch das Rauschen modelliert. Dieser Vereinfachung liegt die Annahme zugrunde, dass die zyklstationären Effekte im Vergleich zur Kanalübertragungsfunktion hauptsächlich durch das Rauschen bestimmt werden.

Tatsächlich zeigt das Kurzzeitverhalten der Übertragungsfunktion innerhalb einer Netzperiode, wie in Abschnitt 3.1.2 beschrieben, zyklstationäre Eigenschaften. Dabei zeigen Messungen, dass sowohl die Phase als auch die Dämpfung der Übertragungsfunktion variiert [53, 93]. Weitere Untersuchungen zeigen, dass die zyklstationären Schwankungen der Kanaldämpfung im Vergleich zum Rauschen weniger stark ausgeprägt sind. In [93] wurde eine maximale Variation der Dämpfung von 7 dB ermittelt. Im Vergleich dazu betrug die Variation des Rauschens bis zu 27 dB. Oberhalb von 70 kHz betrug die Variation der Dämpfung weniger als 3 dB.

Für den Entwurf der adaptiven Modulationsverfahren stellt die Modellierung (3.48) keine Einschränkung dar. Wie später gezeigt wird, ist

für die Parametrierung der Modulation das SNR pro Segment m entscheidend. Im Falle einer zyklstationären Übertragungsfunktion kann (3.48) um den Term $H_k^{(m)}$ erweitert werden. Eine Schätzung der Kanalübertragungsfunktion muss dann pro Zeitsegment m durchgeführt werden.

3.4.1.1 Modellierung der Übertragungsfunktion

Für die Modellierung der stationären Übertragungsfunktion wird das zeitinvariante Übertragungsmodell aus Abschnitt 3.1.2.3 verwendet. Zur Parametrierung des Übertragungsmodells werden die Ergebnisse des OPERA-Projekts (Open PLC European Research Alliance) verwendet. Hierbei wurden charakteristische Übertragungsfunktionen europäischer Niederspannungsnetze definiert [2].

Die Wahl des OPERA-Kanalmodells begründet sich mit der umfangreichen Datenbasis gemessener Übertragungsfunktionen, die der Modellierung zugrunde liegen. Die Einteilung der OPERA-Musterkanäle erfolgt anhand typischer Leitungslängen in die folgenden Klassen:

- Kurze Distanz: *150 m gut, 150 m mittel, 150 m schlecht*
- Mittlere Distanz: *250 m gut, 250 m mittel*
- Lange Distanz: *350 m gut, 350 m mittel, 350 m schlecht*

Der Betragsfrequenzgang der einzelnen Klassen bis 500 kHz ist in Abbildung 3.27 dargestellt. Die Parameter der einzelnen Modelle sind im Anhang A.4 angegeben.

3.4.1.2 Referenzkanäle

Zur Evaluation der adaptiven Modulationsverfahren werden nachfolgend Referenzkanäle definiert, die typische Eigenschaften des Stromnetzes abbilden. Ein Referenzkanal besteht dabei aus einer Kanalübertragungsfunktion in Kombination mit einer bestimmten Rauschumgebung.

Als Kanalübertragungsfunktion werden die Kanäle *150 m gut*, *250 m mittel* und *350 m mittel* aus den Musterkanälen des OPERA-Projekts ausgewählt. Um eine möglichst realitätsnahe Nachbildung der Rauschum-

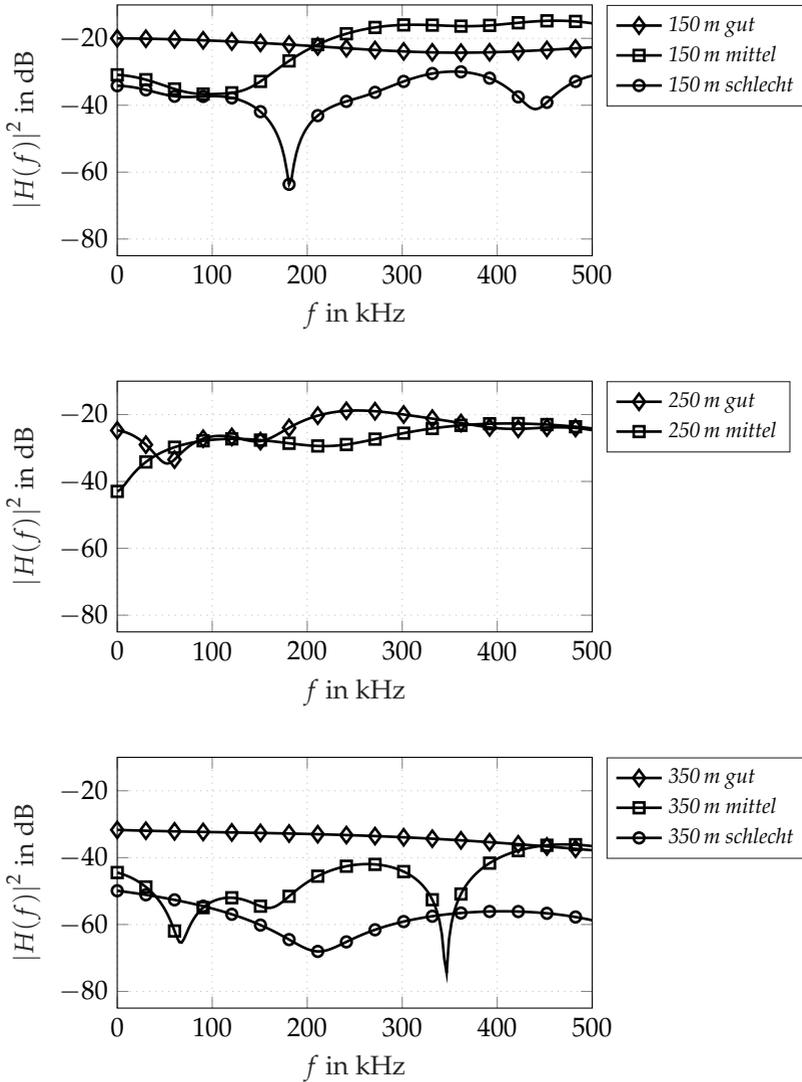


Abbildung 3.27 Charakteristische Übertragungsfunktionen europäischer Niederspannungsnetze nach [2]

Tabelle 3.3 Bezeichnung der Referenzkanäle

	S1	S1	S2	S3
Musterkanal	3.3.16 22:00 Uhr	4.3.16 10:00 Uhr	3.3.16 22:00 Uhr	3.3.16 13:00 Uhr
<i>150 m gut</i>	T1-15	T2-15	K-15	G-15
<i>250 m mittel</i>	T1-25	T2-25	K-25	G-25
<i>350 m mittel</i>	T1-35	T2-35	K-35	G-35

gebung zu erhalten, werden die aufgezeichneten Daten der Messkampagne aus Abschnitt 3.2.6 verwendet. Die Erkenntnisse der Rauschanalyse können somit für den Entwurf und die Evaluation der Übertragungsverfahren verwendet werden.

Durch die Kombination der Kanalübertragungsfunktionen und der Rauschmessungen an den Messorten S1, S2 und S3 können entsprechend realistische Kanalzustände nachgebildet werden. Die Wiederverwendbarkeit der Rauschmessungen und der Referenzkanäle ermöglichen dabei die Vergleichbarkeit der adaptiven Übertragungsverfahren über eine große Messdatenbank.

Zusätzlich werden für Detailuntersuchungen im Weiteren die in der Tabelle 3.3 angegebenen Referenzkanäle und Bezeichnungen verwendet. Entsprechend der Langzeitanalyse aus Abschnitt 3.3.5.4 wird für Messort S1 eine Messung mit erhöhter Rauschleistungsdichte um 10:00 Uhr ausgewählt.

3.4.2 Schätzung der Rauschleistungsdichte

Der Entwurf adaptiver Verfahren hängt von der genauen Schätzung der Rauschleistungsdichte und der Kanalübertragungsfunktion ab. Die Schätzung des Rauschens basiert auf W Abtastwerten am Empfänger. Das Signal des NDD dient dabei als zeitlicher Bezug zur Periode der Netzwechsellspannung.

Die Abtastwerte des Rauschens $\mathbf{n} = [n(1), \dots, n(W)]$ werden entsprechend in $L = W/K$ Segmente mit der Länge $K = T_s f_s$ unterteilt:

$$\mathbf{n}^{(m)}(l) = [n((l-1)MK + (m-1)K + 1), \dots, n((l-1)MK + (m-1)K + K)], \quad (3.49)$$

wobei der Index $l \in \{1, \dots, L\}$ die Anzahl kompletter Netzperioden und der Index $m \in \{1, \dots, M\}$ den Zeitschlitz innerhalb einer Netzperiode bezeichnet. W wird dabei stets so gewählt, dass sich ein ganzzahliges L ergibt.

Durch die Aufteilung wird erreicht, dass die LDS-Schätzung pro Netzperiodenzeitschlitz erfolgen kann. Dabei stehen für eine Schätzung L Segmente zur Verfügung. Der zusammengesetzte Vektor

$$\tilde{\mathbf{n}}^{(m)} = [\mathbf{n}^{(m)}(1), \dots, \mathbf{n}^{(m)}(L)], \quad (3.50)$$

mit den Elementen $\tilde{n}_i^{(m)}$ und $i \in \{1, \dots, LK\}$ wird schließlich als Eingangssignal für die Schätzung der Rauschleistungsdichte verwendet.

Bei Verwendung der Welch-Methode (vgl. Abschnitt 3.3.3) mit einer Überlappung von $K/2$ ergibt sich die LDS-Schätzung für den Zeitschlitz m zu

$$\hat{N}_{0,k}^{(m)} = \frac{1}{(2L-1)K} \sum_{l=0}^{2L-2} \left| \sum_{i=0}^{K-1} \tilde{n}_{i+1+l \cdot K/2}^{(m)} e^{j2\pi \frac{ik}{K}} \right|^2. \quad (3.51)$$

Die Schätzung ist mit wachsendem K asymptotisch erwartungstreu. Des Weiteren ist die Schätzung konsistent, d.h. mit wachsendem L geht die Varianz der Schätzung gegen 0 [43].

3.4.3 Entzerrung der Kanalübertragungsfunktion

Um die Kanalübertragungsfunktion zu schätzen, werden Pilottöne auf den einzelnen Trägerfrequenzen vor jeder Übertragung gesendet. Um die maximale Sendeamplitude zu minimieren, kann die optimale Phasenlage der Pilotsymbole hierbei vorab numerisch ermittelt werden.

Mithilfe eines Least-Squares-Schätzers (LS-Schätzer) können die Kanalkoeffizienten \hat{H}_k bestimmt werden, d. h.

$$\hat{H}_k = \frac{Y_k^{(m)}}{X_k^{(m)}} = H_k + \Psi_k^{(m)}, \quad \text{mit } \Psi_k^{(m)} = \frac{N_{0,k}^{(m)}}{X_k^{(m)}}. \quad (3.52)$$

Mit der Kanalschätzung lässt sich das Signal am Empfänger (3.48) wie folgt beschreiben

$$Y_k^{(m)} = \hat{H}_k X_k^{(m)} - \Psi_k^{(m)} X_k^{(m)} + N_{0,k}^{(m)}. \quad (3.53)$$

Aus dieser Gleichung wird ersichtlich, dass die Kanalschätzung einen zusätzlichen Rauschterm $\Psi_k^{(m)} X_k^{(m)}$ am Empfänger verursacht. Dies kann durch die Berechnung des sogenannten effektiven Rauschens

$$N_{0,k,\text{eff}}^{(m)} = -\Psi_k^{(m)} X_k^{(m)} + N_{0,k}^{(m)} \quad (3.54)$$

berücksichtigt werden [52]. Die Entzerrung der erhaltenen Symbole erfolgt schließlich durch Berechnen von

$$\hat{X}_k^{(m)} = \frac{Y_k^{(m)}}{\hat{H}_k}. \quad (3.55)$$

Der Einfachheit halber wird im Weiteren für die effektive Rauschleistung am Empfänger nach der Kanalverzerrung $\hat{N}_{0,k,\text{eff}}^{(m)} / |\hat{H}_k|^2$ kurz $\hat{N}_{0,k}^{(m)}$ geschrieben.

4 Adaptive mehrstufige Frequenzumtastung

Die Frequenzumtastung und davon abgeleitete Modulationsverfahren gehören zu den historisch am längsten eingesetzten Übertragungsverfahren für PLC [20]. Die höhere Leistungseffizienz der FSK-Modulation im Vergleich zu PSK-Verfahren (vgl. Abschnitt 2.7.3) motiviert insbesondere den Einsatz bei ungünstigen Signal-Störverhältnissen. Die geringe Komplexität der digitalen Hardware zur Erzeugung der Sendefrequenzen und die geringen Anforderungen an analoge Hardware bezüglich Linearität und Bandbreite bei der Signalaufbereitung ermöglichen eine kostengünstige Entwicklung und Herstellung. Ein weiterer Vorteil der Frequenzumtastung ist die Möglichkeit zur inkohärenten Demodulation und der damit verbundenen Unempfindlichkeit gegenüber Phasensprüngen in der Kanalübertragungsfunktion (vgl. Abschnitt 3.4.1).

Eine robustes Verfahren ist die im Folgenden betrachtete *M*-stufige Frequenzumtastung (M-FSK). Bisher existieren noch vergleichsweise wenige Untersuchungen zur Anwendbarkeit von M-FSK-Verfahren auf PLC-Kanälen. Aufgrund der größeren Datenrate wurden in der Vergangenheit hauptsächlich OFDM-basierte Mehrträgerverfahren evaluiert. Unter schwierigen Kanalbedingungen, in denen herkömmliche OFDM-basierte PLC-Systeme bisher versagen, stellt M-FSK eine vielversprechende Alternative dar.

In [4] wird beispielsweise ein 64-FSK-Verfahren als Alternative zu einem OFDM-Verfahren mit 12 BPSK-Unterträgern vorgeschlagen. In [93] wird ein alternatives M-FSK-Verfahren mit paralleler Trägerbelegung bei Verwendung von zwei- und vierstufiger FSK bei inkohärenter Demodulation untersucht. Die Untersuchung in [93] zeigt, dass hierbei noch kein wesentlicher Vorteil hinsichtlich Robustheit gegenüber einem OFDM-Verfahren mit BPSK-Unterträgerbelegung erzielt werden kann.

Dies steht in Übereinstimmung mit den theoretischen Betrachtungen in Abschnitt 2.7.3, aus denen folgt, dass eine höhere Leistungseffizienz im Vergleich zu BPSK erst bei einer Symbolanzahl $M \geq 8$ erwartet werden kann. Nachfolgend wird daher ein adaptives M-FSK-Verfahren mit bis zu $M = 256$ orthogonalen Signalformen untersucht. Außerdem beschränken sich die Betrachtungen auf ein einfach-paralleles Verfahren, sodass die gesamte zur Verfügung stehende Sendeleistung innerhalb einer Symboldauer stets auf eine Frequenz konzentriert wird. Neben der Erhöhung der Symbolanzahl wird im Folgenden zusätzlich die Erhöhung der Robustheit durch eine adaptive Symbolauswahl innerhalb einer Netzperiode betrachtet.

In diesem Kapitel wird der Entwurf eines neuartigen adaptiven M-FSK-Systems vorgestellt. Voraussetzung hierzu bilden die Algorithmen zur Parameterauswahl der M-FSK-Modulation, welche zusammen mit den mathematischen Grundlagen der Frequenzumtastung dargelegt werden.

4.1 Grundlagen der M-FSK

Die mehrstufige Frequenzumtastung stellt eine Erweiterung der zweistufigen FSK dar, wobei M unterschiedliche Signalfrequenzen als Sendesymbole verwendet werden.

Die komplexen Einhüllende des m -ten Symbols mit $m \in \{1, \dots, M\}$ im Basisband ergibt sich nach [35, 81] zu

$$s_m(t) = \operatorname{Re} \left\{ A e^{j2\pi m \Delta f t + j\Phi_m} \right\}, \quad \text{für } 0 \leq t < T_s, \quad (4.1)$$

wobei A die Sendeamplitude, Δf den Frequenzabstand, Φ_m die Anfangsphase und T_s die Symboldauer bezeichnen. Entsprechend gilt für das reelle Sendesignal in Bandpassdarstellung mit der Trägerfrequenz f_c

$$\begin{aligned} s_m^{\text{Tx}}(t) &= \operatorname{Re} \left\{ s_m(t) \cdot e^{j2\pi f_c t} \right\} \\ &= A \cos(2\pi f_c t + 2\pi m \Delta f t + \Phi_m), \quad \text{für } 0 \leq t < T_s. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Die Amplitude wird zu $A = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}$ gesetzt, womit für die Signalenergie des reellen Sendesignals

$$\int_0^{T_s} s_m^{\text{Tx}}(t)^2 dt = E_s \quad (4.3)$$

folgt. Durch die Verwendung von M Signalformen lassen sich durch ein Sendesymbol $\log_2(M)$ Bits darstellen.

4.1.1 Phasenkontinuierliche M-FSK

Eine wichtige Bedingung für den praktischen Einsatz der Frequenzumtastung ist die Einhaltung eines kontinuierlichen Phasenverlaufs, um Außerbandstörungen durch Phasensprünge zu verhindern. Eine kontinuierliche Phase kann durch stetige Fortsetzung in aufeinanderfolgenden Sendesymbolen erreicht werden.

Werden die Symbole aus dem Symbolalphabet des Datensignals symmetrisch um 0 angeordnet, d. h.

$$d(i) \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}, \quad (4.4)$$

ergibt sich das phasenkontinuierliche M-FSK-Signal des i -ten Symbols für $iT_s \leq t < (i+1)T_s$ in Basisbanddarstellung zu

$$s_i^{\text{cont}}(t) = e^{j\Phi(iT_s) + j\pi\Delta f T_s d(i) \left(\frac{t}{T_s} - i\right)}, \quad (4.5)$$

wobei die Anfangsphase des i -ten Symbols zum Zeitpunkt iT_s sich aus den vergangenen Symbolen und der Startphase Φ_0 ergibt, d. h.

$$\Phi(iT_s) = \pi\Delta f T_s \sum_{l=0}^{i-1} d(l) + \Phi_0 - \text{siehe [42]}. \quad (4.6)$$

Der Frequenzabstand zweier Symbole entspricht somit einem Vielfachen von Δf .

Abbildung 4.1 zeigt die möglichen Phasenübergänge eines phasenkontinuierlichen 2-FSK-Verfahrens. Das Bild macht anschaulich, dass das Verfahren im Allgemeinen gedächtnisbehaftet ist, d. h., dass die Wellenform des aktuellen Sendesymbols von den vorherigen Symbolen abhängt.

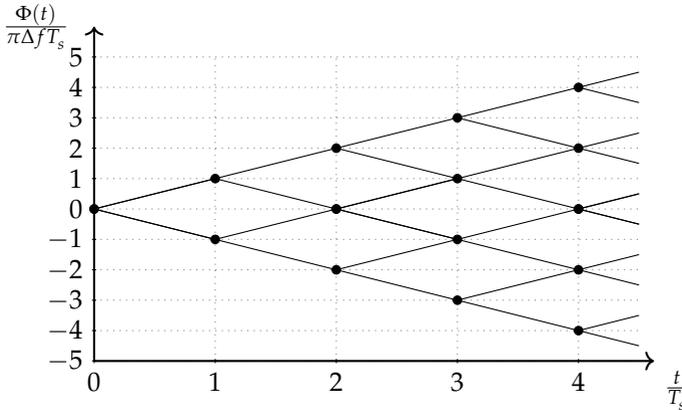


Abbildung 4.1 Phasenverlauf eines zweistufigen FSK-Verfahrens nach [42]

4.1.2 Inkohärente Demodulation und Orthogonalitätsbedingung

Ein Vorteil der Frequenzumtastung ist die Möglichkeit zur inkohärenten Demodulation. Dabei wird auf eine Auswertung der Phaseninformation im Empfänger verzichtet, wodurch der Demodulationsaufwand verringert wird. Ein Vorteil der inkohärenten Demodulation ist die Unempfindlichkeit gegenüber Phasensprüngen, verursacht durch die Kanalübertragungsfunktion.

Wie im folgenden Abschnitt 4.1.3 hergeleitet wird, ergibt sich der optimale Empfänger im AWGN-Fall aus der Korrelation des Empfangssignals im komplexen Basisband mit den folgenden M Basisfunktionen

$$\phi_{m'}(t) = e^{-j2\pi f_{m'} t}, \tag{4.7}$$

wobei $f_{m'} = m' \Delta f$ die Frequenz des m' -ten Symbols bezeichnet.

Das Empfangssignal $r_m(t)$ wird im Empfänger mit allen Basisfunktionen korreliert. Der Ausgang $y_{m'}(t)$ des m' -ten Korrelators kann unter der Annahme, dass das m -te Symbol gesendet wurde und perfekte Symbolsynchronisation vorhanden ist, wie folgt beschrieben werden

$$y_{m'}(t = T_s) = |\langle r_m(t), \phi_{m'}(t) \rangle|$$

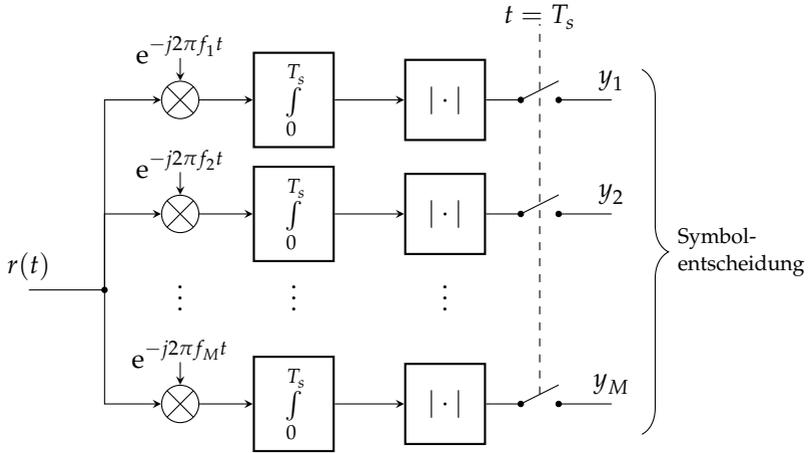


Abbildung 4.2 Blockschaltbild des inkohärenten M-FSK-Korrelationsempfängers im komplexen Basisband

$$\begin{aligned}
 &= \left| \int_0^{T_s} r_m(t) \phi_{m'}^*(t) dt \right| \\
 &= \left| \int_0^{T_s} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} e^{j2\pi m \Delta f t + j\Phi_m} e^{j2\pi m' \Delta f t} dt \right|, \quad (4.8)
 \end{aligned}$$

wobei das Innenprodukt mit $\langle \cdot, \cdot \rangle$ bezeichnet wird. Die Struktur des Korrelationsempfängers ist in Abbildung 4.2 veranschaulicht.

Eine wichtige Anforderung an die Parametrierung ist die Orthogonalität der verwendeten Basisfunktionen. Hierzu muss das Innenprodukt in (4.8) für zwei verschiedene Basisfunktionen, d. h. $m \neq m'$, Null werden. Durch Umformen ergibt sich nach [81]

$$\begin{aligned}
 \langle \phi_m(t), \phi_{m'}(t) \rangle &= \int_0^{T_s} e^{j2\pi m \Delta f t} e^{j2\pi m' \Delta f t} dt \\
 &= T_s e^{j\pi(m-m')\Delta f T_s} \cdot \text{sinc}\left((m-m')\Delta f T_s\right), \quad (4.9)
 \end{aligned}$$

wobei $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$ ist. Aus der Gleichung wird ersichtlich, dass die Symbolfrequenzen bei Auswertung des Betrags der Korrelation, d. h.

$$|\langle \phi_m(t), \phi_{m'}(t) \rangle| = T_s \text{sinc} \left((m - m') \Delta f T_s \right), \quad (4.10)$$

genau dann orthogonal sind, wenn für den Frequenzabstand zweier Symbole $\Delta f = \frac{k}{T_s}$ mit $k \in \mathbb{Z}$ gilt.

Bei Betrachtung des Realteils im Falle einer kohärenten Korrelation folgt aus (4.9) der Zusammenhang

$$\text{Re}\{\langle \phi_m(t), \phi_{m'}(t) \rangle\} = T_s \text{sinc} \left((m - m') 2\Delta f T_s \right), \quad (4.11)$$

wobei für den minimalen Frequenzabstand $\Delta f_{\text{koh.}} = \frac{k}{2T_s}$ gilt. Der Nachteil der inkohärenten Demodulation im Vergleich zur kohärenten Demodulation besteht in einem doppelt so großen minimalen Frequenzabstand und damit einem doppelt so großen Bandbreitenbedarf bei ansonsten gleicher Parametrierung im AWGN-Kanal [81].

Der Entwurf des adaptiven M-FSK-Verfahrens beschränkt sich im Weiteren auf einen inkohärenten Korrelationsempfänger, da die Robustheit des Verfahrens gegenüber Phasensprüngen im Vordergrund steht. Auf ähnliche Weise lassen sich auch adaptive Verfahren für kohärente Empfänger entwickeln, welche beispielsweise beim Entwurf des adaptiven OFDM-Verfahrens in Kapitel 5 betrachtet werden.

4.1.3 Optimaler Empfänger im AWGN-Kanal

Als Ausgangspunkt für den Entwurf eines adaptiven Verfahrens für PLC-Kanäle dient zunächst die Betrachtung des linearen AWGN-Modells

$$r(t) = s_m(t) + n(t), \quad (4.12)$$

wobei $r(t)$ das Empfangssignal und $n(t)$ einen mittelwertfreien weißen gaußverteilten Rauschprozess bezeichnet.

Im Weiteren wird die Darstellung der orthogonalen Signalformen durch M -dimensionale Vektoren aus [81] übernommen. Durch die Ver-

wendung der Basisfunktionen aus (4.7) können die Sendesignalformen (4.1) wie folgt dargestellt werden

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \phi_m(t). \quad (4.13)$$

Aufgrund der Orthogonalitätsbedingung (4.9) gilt

$$\langle s_m(t), s_{m'}(t) \rangle = \begin{cases} 2E_s, & m = m' \\ 0, & m \neq m' \end{cases}. \quad (4.14)$$

Für die Darstellung der Sendesignale als Vektoren \mathbf{s}_m mit den Basisfunktionen $\phi_m(t)$ folgt schließlich

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_1 &= (\sqrt{2E_s}, 0, 0, \dots, 0), \\ \mathbf{s}_2 &= (0, \sqrt{2E_s}, 0, \dots, 0), \\ &\vdots = \quad \vdots \\ \mathbf{s}_M &= (0, 0, 0, \dots, \sqrt{2E_s}). \end{aligned} \quad (4.15)$$

Für das Empfangssignal aus (4.12) kann ebenfalls die Vektorschreibweise zur gleichen Basis verwendet werden:

$$\mathbf{r} = \mathbf{s}_m + \mathbf{n}. \quad (4.16)$$

Eine optimale Detektion des Sendesymbols erfolgt durch eine MAP-Entscheidung (Maximum-a-posteriori)

$$\hat{m} = \arg \max_{1 \leq m \leq M} P(m) f(\mathbf{r}|m), \quad (4.17)$$

wobei $P(m)$ die Auftrittswahrscheinlichkeit des m -ten Symbols und $f(\mathbf{r}|m)$ die bedingte Wahrscheinlichkeitsdichte des Auftretens von \mathbf{r} unter der Bedingung, dass das m -te Symbol gesendet wurde, beschreiben [81].

Unter der Annahme, dass alle Symbole gleichwahrscheinlich auftreten, d. h. $P(m) = \frac{1}{M}$, ergibt sich die optimale Symbolentscheidung als ML-Kriterium (Maximum-Likelihood). In [81] ist gezeigt, dass in diesem

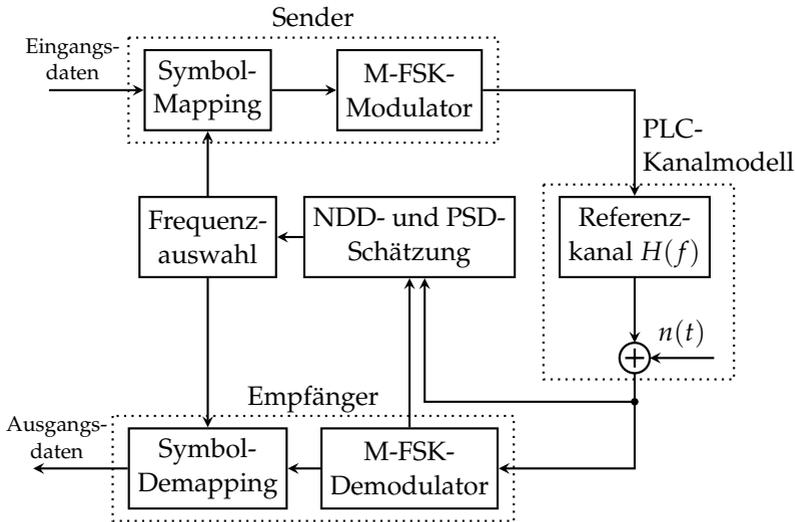


Abbildung 4.3 Blockschaltbild des M-FSK-Systems mit adaptiver Symbolauswahl für den PLC-Kanal

Fall die optimale Entscheidungsvorschrift der inkohärenten Demodulation im Empfänger aus der Korrelation des Empfangssignals mit den Basisfunktionen folgt (vgl. Abbildung 4.2):

$$\hat{m} = \arg \max_{1 \leq m \leq M} |\langle r(t), \phi_m(t) \rangle|. \quad (4.18)$$

4.2 Adaptives M-FSK-Systemmodell

Das Blockschaltbild des adaptiven M-FSK-Systems ist in Abbildung 4.3 veranschaulicht. Der bitweise Eingangsdatenstrom wird über das sogenannte Symbolmapping auf die Sendesymbole abgebildet. Die Sendesymbole sind dabei den einzelnen Signalfrequenzen der M-FSK-Modulation zugeordnet. Grundlage für das Symbolmapping ist die Symbolkarte, die sich aus der adaptiven Auswahl der Sendefrequenzen ergibt. Die Symbolkarte enthält die Information, welche Sendesymbolmenge zu welchem Zeitpunkt innerhalb der Netzperiode verwendet wird. Die Sendesymbole werden anschließend dem M-FSK-Modulator übergeben.

Dort werden die Sendesymbole in die zu sendenden Signalformen umgewandelt. Die Modulation kann dabei unabhängig von den verwendeten Signalfrequenzen implementiert werden, indem die Sendesymbole als Phaseninkremente der Sendefrequenz übergeben werden. Durch die Akkumulation der Phaseninkremente im Modulator wird ein kontinuierlicher Phasenverlauf sichergestellt (s. Abschnitt 4.1.1).

Das Sendesignal wird durch das in Abschnitt 3.4.1 eingeführte PLC-Kanalmodell gefiltert. Im Kanalmodell werden sowohl die Übertragungsfunktion $H(f)$ als auch das additive Rauschen $n(t)$ berücksichtigt. Das Signal des Nulldurchgangsdetektors wird als Referenz für die Synchronisation der Symbolkarte mit der Netzperiode verwendet.

In Empfangsrichtung durchläuft das Signal den Korrelationsempfänger im M-FSK-Demodulator. Dieser kann effizient in Form einer FFT in digitaler Hardware implementiert werden. Die Korrelationswerte werden zur Symboldetektion und zur Schätzung der Rauschleistungsdichte verwendet. Die geschätzte Rauschleistungsdichte bildet dabei die Grundlage für die adaptive Frequenzwahl. Da die Symbolkarte im Sender und Empfänger vorliegen muss, wird für die weitere Untersuchung angenommen, dass ein perfekter Rückkanal existiert.

4.3 Systemparameter

Nachfolgend werden die Systemparameter der adaptiven M-FSK-Modulation für das zyklstationäre Kanalmodell aus Abschnitt 3.4.1 vorgestellt.

Die Segmentierung der Netzperiode in Zeit- und Frequenzrichtung wird durch die Symbolanzahl M bestimmt. Als Bandbreite wird der Frequenzbereich des PRIME-Standards von 42 kHz bis 89 kHz angenommen (vgl. Tabelle 2.2). Die Abtastfrequenz der digitalen Signalverarbeitung sei $f_s = 1$ MHz. Um den Frequenzabstand Δf zu bestimmen, wird die zur Verfügung stehende Bandbreite $B = 47$ kHz durch M geteilt. Dabei muss die Symboldauer $T_s = 1/\Delta f$ einem ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode $1/f_s$ entsprechen. Für den Frequenzabstand gilt somit

$$\Delta f = \frac{f_s}{\left\lceil \frac{M}{B} f_s \right\rceil}. \quad (4.19)$$

Die Frequenzen der Sendesymbole f_i sind gleichmäßig über die Bandbreite verteilt. Der Zusammenhang ergibt sich zu

$$f_i = i\Delta f + f_0 - \frac{1}{2}\Delta f, \quad \text{für } i \in \{1, \dots, M\}, \quad (4.20)$$

mit $f_0 = 42$ kHz. Die Anzahl der Zeitsegmente pro Netzperiodendauer beträgt

$$Q = \lfloor T_{AC}\Delta f \rfloor. \quad (4.21)$$

Die resultierenden Systemparameter für Werte von M von 4 bis 256 sind in der Tabelle 4.1 aufgeführt. Sinnvolle Systeme sind dabei bis zu einer Symbolanzahl von $M = 256$ möglich. Darüber hinaus überschreitet die Symboldauer die Netzperiodendauer, sodass keine Anpassung an die zyklstationären Netzeigenschaften mehr erfolgen kann.

Zur Schätzung der Rauschleistungsdichte und der Kanalübertragungsfunktion werden die Verfahren aus den Abschnitten 3.4.2 und 3.4.3 angewendet. Hierzu sind in der Implementierung keine zusätzlichen Signalverarbeitungsmodule erforderlich. Zur Schätzung der spektralen Rauschleistungsdichte auf den Frequenzen der Sendesymbole kann der Korrelationsempfänger im Demodulator (vgl. Abschnitt 4.1.2) verwendet werden. Die Rauschleistungsdichte wird dabei durch Abtasten der Korrelatorausgänge nach der Symboldauer T_s geschätzt. Anschließend werden mehrere Schätzungen zeitlich gemittelt. Die Schätzung entspricht damit der Mittelung über mehrere Periodogramme und ist somit äquivalent zu der Methode aus Abschnitt 3.4.2. Die Dämpfungskoeffizienten der Kanalübertragungsfunktion bei den einzelnen Symbolfrequenzen können auf gleiche Weise im Frequenzbereich nach Gleichung (3.52) über das Korrelationsergebnis ausgewertet werden.

Für den weiteren Entwurf des adaptiven M-FSK-Systems werden zusammenfassend folgende Annahmen getroffen:

- Die Sendeleistung ist für alle Sendesymbole gleich und konstant.
- Die Systembandbreite ist begrenzt.
- Die Symbolanzahl M ist variabel.
- Es wird ein inkohärenter Korrelationsempfänger verwendet.

Tabelle 4.1 Konfigurationen der M-FSK-Modulation

M	η in $\frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}}$	T_s in μs	Δf in kHz	Q	f_1 in kHz	f_M in kHz
4	0,500	86	11,6	232	47,8	82,7
8	0,375	171	5,85	116	44,9	85,9
16	0,250	341	2,93	58	43,5	87,5
32	0,156	681	1,46	29	42,7	88,2
64	0,094	1400	0,73	14	42,4	88,6
128	0,055	2700	0,37	7	42,2	88,8
256	0,031	5400	0,18	3	42,1	88,9

- Für die Symboldetektion wird eine Maximalwertentscheidung über die Korrelationsausgänge getroffen (ML-Kriterium).
- Alle Sendesymbole sind gleichverteilt.
- Es existiert ein perfekter Rückkanal zwischen Sender und Empfänger.

Es ist anzumerken, dass die letzte Annahme in der Praxis in der Regel nicht eingehalten werden kann. Jedoch genügt im Allgemeinen eine näherungsweise Erfüllung. Beispielsweise kann die Fehlerwahrscheinlichkeit im Rückkanal durch die Verwendung des robustesten zur Verfügung stehenden Modulationsverfahrens und den Einsatz von Kanalcodierungsverfahren für den praktischen Einsatz hinreichend reduziert werden.

4.4 Entwurf einer ratenadaptiven Modulation

Grundsätzlich lassen sich zwei Strategien zur Anpassung des M-FSK-Systems an den PLC-Kanal unterscheiden:

- Es kann die Symbolanzahl M erhöht werden, wodurch sich die Robustheit der Übertragung verbessert.

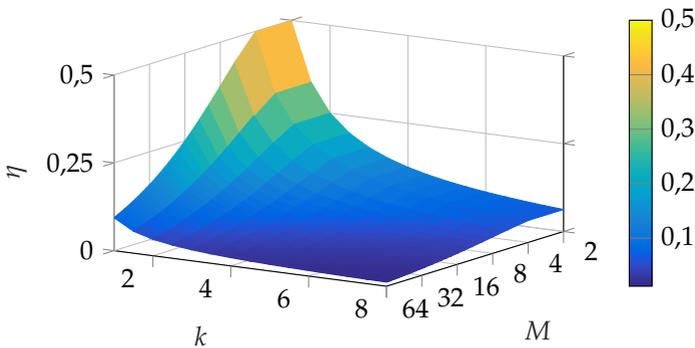


Abbildung 4.4 Spektrale Effizienz der M-FSK in Abhängigkeit von M und k

- Einzelne Sendesymbole und damit Sendefrequenzen können gezielt aus dem Symbolalphabet entfernt werden, etwa weil dort die Störleistungsdichte besonders groß ist.

Beide Strategien wirken sich negativ auf die spektrale Effizienz des resultierenden Verfahrens aus (vgl. Abschnitt 2.7.3). Um die Strategien zu vergleichen, werden die Auswirkungen in den folgenden Unterabschnitten genauer betrachtet.

4.4.1 Erhöhung der Frequenzanzahl

Für ein M-FSK-System mit der Symbolrate $R_s = 1/T_s$ ergibt sich die Bitrate zu $R_b = R_s \log_2(M)$. Die benötigte Bandbreite entspricht dem M -fachen des Frequenzabstands $\Delta f = k/T_s$. Die spektrale Effizienz nach Gleichung (2.16) ergibt sich für ein inkohärentes M-FSK-System zu

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{R_b}{B} \\ &= \frac{\log_2(M)}{kM}, \quad k \in \mathbb{N} \setminus \{0\}, \end{aligned} \quad (4.22)$$

wobei k das Vielfache des kleinsten Frequenzabstands zur Erfüllung der Orthogonalitätsbedingung aus Abschnitt 4.1.2 bezeichnet. Der Verlauf von (4.22) ist für verschiedene Werte von M und k in Abbildung 4.4 dargestellt.

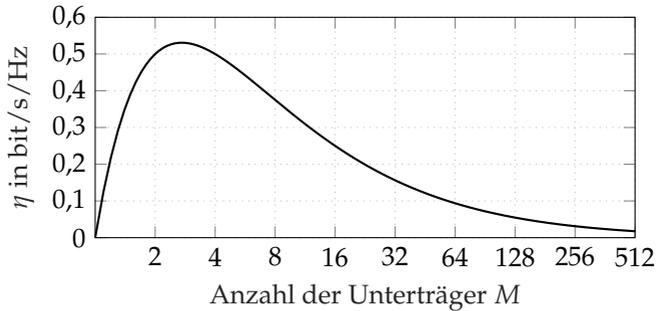


Abbildung 4.5 Spektrale Effizienz eines M-FSK-Systems in Abhängigkeit von der Symbolanzahl M für $k = 1$

Der Verlauf der spektralen Effizienz für den Spezialfall $k = 1$ ist in Abbildung 4.5 illustriert. Gut zu erkennen ist, dass η für 2-FSK und 4-FSK den gleichen Wert 0,5 bit/s/Hz annimmt (vgl. auch Abbildung 2.10). Der theoretisch maximale Wert von η wird bei der Eulerschen Zahl $M = e$ erreicht. Für ein größer werdendes $M > e$ nimmt die spektrale Effizienz kontinuierlich ab.

Wie in Abschnitt 4.4.3 gezeigt wird, führt eine Erhöhung der Symbolanzahl M und damit der Bandbreite zu einer geringeren Bitfehlerrate in Abhängigkeit vom E_b/N_0 . Für die praktische Auswahl der Parameter bedeutet diese Eigenschaft, dass in einem bandbegrenzten Kanal M möglichst klein gewählt werden sollte, um die größtmögliche Datenrate zu erzielen.

4.4.2 Ausschließen von Sendefrequenzen

Eine weitere Strategie, um die Robustheit eines M-FSK-Systems zu erhöhen, ist das gezielte Ausschließen („Blocken“) von Frequenzen aus dem Symbolalphabet. Dadurch wird verhindert, dass einzelne Symbolfrequenzen, die ein niedriges Signal-Störverhältnis aufweisen, einen Einfluss auf die Symbolentscheidung haben.

Beispielsweise führt ein Schmalbandstörer auf der Frequenz eines Sendesymbols zu einem Anstieg des Korrelatorausgangssignals unabhängig davon, ob das entsprechende Symbol gesendet wurde. Durch

die Maximalwertbildung des Symboldetektors würde eine entsprechend hohe Symbolfehlerrate erzeugen.

Um eine ganzzahlige Abbildung von Bits auf Sendesymbole zu erhalten, müssen immer so viele Symbole aus dem Symbolalphabet entfernt werden, dass die Kardinalität des resultierenden Symbolalphabets wieder einer Zweierpotenz entspricht. Effektiv wirkt das Ausschließen von Frequenzen wie eine Verlängerung der Symboldauer, bezogen auf die neue Symbolanzahl, wodurch die Robustheit des Systems erhöht wird. Durch die Bildung von spektralen Lücken wird dabei die tatsächlich genutzte Bandbreite verringert. Ergibt sich durch das Blocken die neue Symbolanzahl M' , so folgt für die spektrale Effizienz

$$\eta = \frac{\log_2(M')}{kM'} \quad (4.23)$$

wobei $k = M/M' > 2$ den Faktor der verringerten Bandbreite durch die reduzierte Symbolanzahl beschreibt. Da die Lücken im Spektrum, die durch das Blocken entstehen, in der Regel nicht weiter genutzt werden können, ist es sinnvoll, in der Berechnung $k = 1$ zu setzen. So folgt aus (4.4.3) die effektive spektrale Effizienz, bezogen auf die ursprüngliche Bandbreite bei Belegung mit M Symbolen.

4.4.3 Verfahren zur Abschätzung der BER

Häufig wird im praktischen Einsatz für die Parametrierung eines Modulationsverfahrens gefordert, dass eine vorgegebene Bitfehlerrate nicht überschritten wird. Zusätzlich kommen stets Kanalcodierungsverfahren zum Einsatz, wodurch die BER weiter gesenkt wird. Durch die Einhaltung einer BER-Vorgabe des uncodierten Modulationsverfahrens wird sichergestellt, dass ein hinreichender Codierungsgewinn erzielt werden kann (vgl. Abschnitt 2.7.2).

Als Richtwert wird für die uncodierte BER häufig ein Wert zwischen 10^{-2} und 10^{-3} gefordert [75, 93]. Wie in Abbildung 2.9 zu erkennen, lässt sich durch den Einsatz von Kanalcodierung eine BER von weniger als 10^{-6} erreichen.

Im Folgenden wird zur Parametrierung des adaptiven Systems die höchste Datenrate gesucht unter der Randbedingung, dass eine maximal

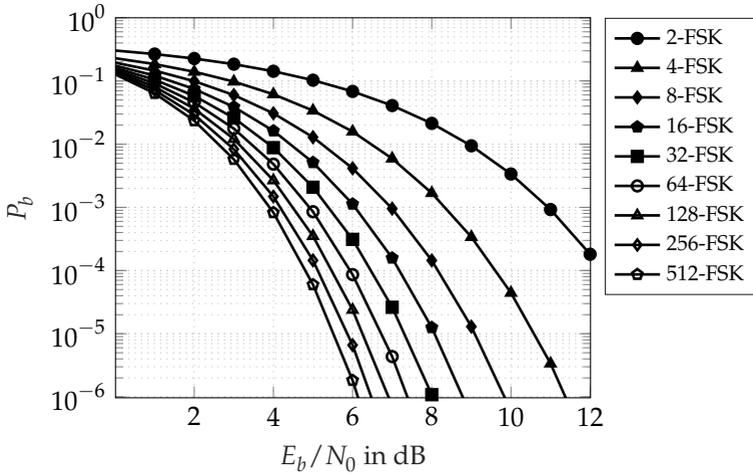


Abbildung 4.6 Bitfehlerwahrscheinlichkeit für M-FSK in Abhängigkeit von E_b/N_0 bei inkohärenter Demodulation

zulässige BER nicht überschritten wird. Gemäß den Ausführungen der vorausgegangenen Abschnitte 4.4.1 und 4.4.2 wird hierzu das verwendete Symbolalphabet optimiert.

Für einen AWGN-Kanal kann nach [81] die Bitfehlerwahrscheinlichkeit P_b in Abhängigkeit von der konstanten Rauschleistungsdichte N_0 , der Symbolanzahl M , der Energie pro Bit E_b wie folgt angegeben werden:

$$P_b = \frac{1}{2} \frac{M}{M-1} \sum_{n=1}^{M-1} \frac{(-1)^{n+1}}{n+1} \binom{M-1}{n} e^{-\frac{n}{n+1} \frac{\log_2(M) E_b}{N_0}}. \quad (4.24)$$

In Abbildung 4.6 ist der Zusammenhang der Bitfehlerwahrscheinlichkeit und dem E_b/N_0 für verschiedene Werte von M gezeigt.

Ziel eines adaptiven M-FSK-Verfahrens ist das Invertieren der Bitfehlerwahrscheinlichkeit zur Berechnung der optimalen Symbolanzahl M für ein gegebenes Rauschzenario. In [16] wird ein Verfahren zur Invertierung von (4.24) beschrieben, das sowohl die kontinuierliche als auch die für den praktischen Einsatz bedeutsame diskrete Auswahl der Symbolanzahl betrachtet. Da sich die Inverse von (4.24) in Bezug auf

M und E_b/N_0 aufgrund der Summe nicht direkt berechnen lässt, wird stattdessen eine Approximation durch den ersten Term verwendet

$$P_b \approx \frac{M}{4} e^{-\frac{1}{2} \frac{\log_2(M) E_b}{N_0}}. \quad (4.25)$$

Im AWGN-Fall beschränkt sich die Optimierung auf die Symbolanzahl M . Da der PLC-Kanal, wie in Abschnitt 3.1 beschrieben, stark zeit- und frequenzabhängig ist, lässt sich (4.24) nicht direkt anwenden. Es wird daher exemplarisch die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit betrachtet, wenn das erste aus M Sendesymbolen gesendet wird. Ein Symbolfehler $P_{s,1}$ tritt auf, wenn mindestens ein Korrelationswert $R_i \in \{R_2, \dots, R_M\}$ größer als R_1 ist

$$P_{s,1} = P\left(\bigcup_{i=2}^M R_i > R_1\right). \quad (4.26)$$

Häufig wird zur Berechnung das Gegenereignis betrachtet

$$\begin{aligned} P_{s,1} &= 1 - P\left(\bigcap_{i=2}^M R_i < R_1\right) \\ &= 1 - \int_0^\infty P\left(\bigcap_{i=2}^M R_i < r_1 \mid R_1 = r_1\right) f_{R_1}(r_1) \, dr_1, \end{aligned} \quad (4.27)$$

wobei $f_{R_1}(r_1)$ die Wahrscheinlichkeitsdichte des Korrelatorausgangs R_1 bezeichnet. Es ist ersichtlich, dass eine analytische Berechnung im Allgemeinen nicht möglich ist, wenn das Rauschen keinem gaußverteilten weißen Rauschprozess entspricht¹. Stattdessen müssen entsprechende Berechnungsmethoden zur Approximation der BER entwickelt werden. Nachfolgend werden vier unterschiedliche Ansätze vorgestellt und verglichen.

¹ Nach [81] gilt für den AWGN-Fall $P_{s,1} = 1 - \int_0^\infty P(R_2 < r_1)^{M-1} f_{R_1}(r_1) \, dr_1$ woraus (4.24) folgt.

4.4.3.1 Mittlere Rauschleistungsdichte

Ein einfacher Ansatz besteht darin, den Mittelwert der effektiven Rauschleistungsdichten $\hat{N}_{0,i}$ (vgl. Abschnitt 3.4.3) auf allen Symbolfrequenzen f_i zu berechnen. Dieser ergibt sich zu

$$\bar{\lambda} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \hat{N}_{0,i}. \quad (4.28)$$

Aus dem Mittelwert $\bar{\lambda}$ der Rauschleistungsdichte wird dann mittels (4.24) bzw. (4.25) durch Ersetzen von N_0 durch $\bar{\lambda}$ die BER berechnet:

$$P_{b,\bar{\lambda}} = P_b(\bar{\lambda}). \quad (4.29)$$

Die durchschnittliche Gesamtleistung eines stationären farbigen Rauschprozesses bleibt hierbei durch die Mittelwertbildung erhalten.

4.4.3.2 Maximale Rauschleistungsdichte

Eine weitere naheliegende Methode ist, die größte Rauschleistungsdichte auf den Symbolfrequenzen für die Berechnung der BER zu verwenden, d. h.

$$\lambda_{\max} = \max_i \hat{N}_{0,i}. \quad (4.30)$$

Eine Approximation mithilfe von λ_{\max} dient als Abschätzung der maximalen BER

$$P_{b,\lambda_{\max}} = P_b(\lambda_{\max}). \quad (4.31)$$

Im Falle stationären farbigen Rauschens besitzen alle weiteren Sendesymbole eine gleiche oder geringere Rauschleistungsdichte, wodurch die vorgegebene BER mit Sicherheit eingehalten wird.

4.4.3.3 Mittlere Einzelsymbol-BER

Die größte und kleinste Rauschleistungsdichte auf den Symbolfrequenzen kann jeweils als eine obere und untere Schranke der erreichbaren

BER interpretiert werden. Um die unterschiedlichen Rauschleistungsdichten pro Sendesymbol zu berücksichtigen, kann die BER pro Einzelsymbol $P_{b,i}$ durch Einsetzen der effektiven Rauschleistungsdichte $\hat{N}_{0,i}$ mithilfe von (4.24) ausgewertet werden.

Durch Mittelung der Einzelsymbol-BER wird eine gesamte BER berechnet:

$$P_{b,\text{avg}} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M P_{b,i}. \quad (4.32)$$

Da sich der Einfluss der Rauschleistungsdichten auf die einzelnen Sendesymbole bei der Symbolentscheidung nicht grundsätzlich entkoppelt betrachten lässt, kann das Ergebnis nur als Approximation dienen.

4.4.3.4 Vernachlässigen der Verbundwahrscheinlichkeiten eines Symbolfehlers

Eine genauere Approximation der Bitfehlerrate kann durch die Auswertung der Symbolfehlerwahrscheinlichkeit erreicht werden, indem Mischterme vernachlässigt werden. Hierzu wird die sogenannte *Union bound* (UB) verwendet:

Gegeben sei ein Wahrscheinlichkeitsraum (Ω, \mathcal{A}, P) mit beliebigen Ereignissen A_i . Dabei bezeichnet P das Wahrscheinlichkeitsmaß, Ω die Ergebnismenge und \mathcal{A} die σ -Algebra. Für die Vereinigungsmenge $\bigcup_{i=1}^n A_i$ der Ereignisse A_1, \dots, A_n mit $A_i \in \mathcal{A}$ gilt nach [35]

$$P\left(\bigcup_{i=1}^n A_i\right) \leq \sum_{i=1}^n P(A_i). \quad (4.33)$$

Gleichheit gilt dabei, wenn die Ereignisse paarweise disjunkt sind [42]. Die Wahrscheinlichkeit des Vereinigungsereignisses ist somit stets kleiner oder gleich der Summe der Einzelwahrscheinlichkeiten.

Die UB wird häufig zur Abschätzung von Bitfehlerwahrscheinlichkeiten bei der ML-Detektion verwendet und stellt insbesondere bei hohen SNR-Werten eine gute Approximation dar [81].

Für ein M-FSK-System ergibt sich die Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch Vernachlässigen der Verbundwahrscheinlichkeiten eines Symbolfehlers gemäß der UB zu

$$P_b \leq \frac{1}{2} \frac{1}{M-1} \sum_{n=1}^M \sum_{i=1, i \neq n}^M \frac{\hat{N}_{0,n}}{\hat{N}_{0,n} + \hat{N}_{0,i}} e^{-\frac{\log_2(M) E_b}{\hat{N}_{0,n} + \hat{N}_{0,i}}} . \quad (4.34)$$

Die Abschätzung auf der rechten Seite wird im Weiteren mit $P_{b,UB}$ bezeichnet. Eine ausführliche Herleitung von (4.34) ist im Anhang A.5 angegeben.

Insbesondere gilt für den Fall der konstanten Rauschleistungsdichte $\hat{N}_{0,i} = \hat{N}_0$ durch Einsetzen von $M = 2$

$$P_b = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{2\hat{N}_0}} . \quad (4.35)$$

Das Ergebnis ist aufgrund der fehlenden Verbundwahrscheinlichkeiten identisch mit (4.24) bei entsprechendem Einsetzen der Parameter.

4.4.4 Vergleich der BER-Approximation

Um die unterschiedlichen Verfahren zur Approximation der BER zu vergleichen, werden nachfolgend stationäre farbige Rauschprozesse betrachtet. Hierbei lässt sich der Einfluss unterschiedlicher Rauschleistungsdichten des PLC-Kanals auf den Symbolfrequenzen annähern und unter reproduzierbaren Bedingungen vergleichen.

Ausgewertet wird die Approximationen der BER im Vergleich zur erzielten BER eines simulierten Systems. Als Rauschprozesse werden ein Markov-Prozess sowie ein Rauschprozess als Ausgang eines Filters mit endlicher Impulsantwort (engl. *finite impulse response filter*, FIR-Filter) betrachtet.

Zur besseren Unterscheidbarkeit werden zur Bezeichnung der approximierten Bitfehlerraten und Verfahren die folgenden Abkürzungen verwendet:

- Verfahren aus Abschnitt 4.4.3.1: *Mittleres LDS* mit BER $P_{b,\bar{\lambda}}$
- Verfahren aus Abschnitt 4.4.3.2: *Höchstes LDS* mit BER $P_{b,\lambda_{\max}}$

- Verfahren aus Abschnitt 4.4.3.3: *Mittlere BER* mit BER $P_{b,avg}$
- Verfahren aus Abschnitt 4.4.3.4: *Union Bound* mit BER $P_{b,UB}$

4.4.4.1 Farbiges Rauschen gemäß Markov-Prozess

Farbiges Rauschen wird häufig durch einen Markov-Prozess beschrieben. Dieser ergibt sich als Ausgangssignal des zeitdiskreten LTI-Systems

$$y(n) = ay(n-1) + w(n), \quad \text{mit } a < 0 < 1, \quad (4.36)$$

wobei das Eingangssignal $w(n)$ gaußverteilt weißes Rauschen darstellt [45]. Der Parameter a gibt dabei an, wie stark ein Ausgangswert zum vorherigen korreliert ist. Durch a wird folglich die spektrale Form der Rauschleistungsdichte bestimmt.

Das Ergebnis der BER-Approximation für eine 32-FSK-Modulation ist in Abbildung 4.7 veranschaulicht. Dabei wurde jeweils der Parameter $a = 0,3$ und $a = 0,9$ gewählt. Dabei zeigt sich, dass für die schwächere Korrelation $a = 0,3$ die Abschätzungen wesentlich näher beieinander liegen im Vergleich zu $a = 0,9$. Deutliche Unterschiede der Verfahren werden bei stärkerer spektraler Formung für $a = 0,9$ offensichtlich. Das Verfahren *Höchstes LDS* schätzt in beiden Fällen erwartungsgemäß die BER zu groß ein. Im Gegensatz dazu wird durch das Verfahren *Mittleres LDS* die tatsächliche BER zu optimistisch angenommen. Das Verfahren *Mittlere BER* führt bei geringer Korrelation zu einer akzeptablen Näherung, versagt jedoch bei stärkerer spektraler Formung im Fall $a = 0,9$. In beiden Fällen kann der vorgeschlagene Union-Bound-Ansatz die simulierten BER in guter Weise approximieren.

4.4.4.2 Zufällige FIR-Filterkoeffizienten

Im Folgenden werden zufällige spektrale Formen der Rauschleistungsdichte durch ein FIR-Filter mit 10 Koeffizienten erzeugt. Die Koeffizienten werden aus einem gleichverteilten Intervall $[-5, 5]$ ausgewählt. Als Eingangssignal wird wie im vorherigen Abschnitt ein gaußverteilter weißer Rauschprozess angenommen, der durch das FIR-Filter geformt wird. In der Simulation werden jeweils $N_K = 50$ zufällige Kanalreali-

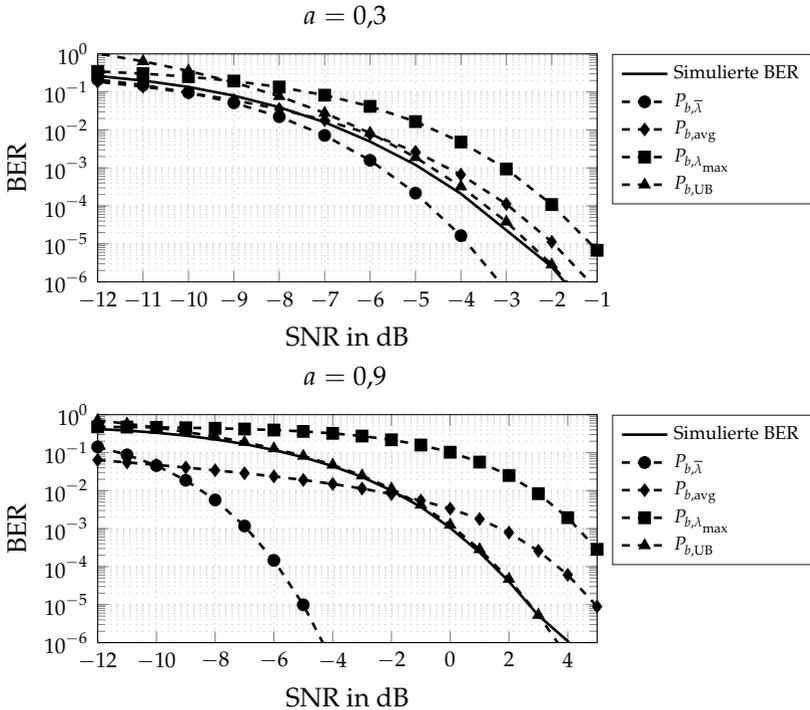


Abbildung 4.7 Vergleich der simulierten BER und Approximation für ein 32-FSK-System bei einem Markov-Prozess zur Rauschsignalerzeugung

sierungen betrachtet. Als Auswertung wird der mittlere relative Fehler zwischen geschätzter und simulierter BER betrachtet:

$$\Delta \bar{P}_b = \frac{1}{N_K} \sum_{n=0}^{N_K-1} \frac{P_{b,n}^{\text{sim.}} - P_{b,n}^{\text{approx.}}}{P_{b,n}^{\text{sim.}}} \quad (4.37)$$

Das Ergebnis der Auswertung ist für eine 4-FSK-Modulation und 32-FSK-Modulation in Abbildung 4.8 dargestellt. Ein positiver Wert $\Delta \bar{P}_b$ bedeutet dabei, dass die BER im Mittel zu klein geschätzt wird. Dies ist wie im Falle des Markov-Prozesses für das Verfahren *Mittleres LDS* der Fall, wodurch das Verfahren zur Abschätzung ungeeignet ist. Die Verfahren *Mittlere BER* und *Höchstes LDS* schätzen dagegen mit wach-

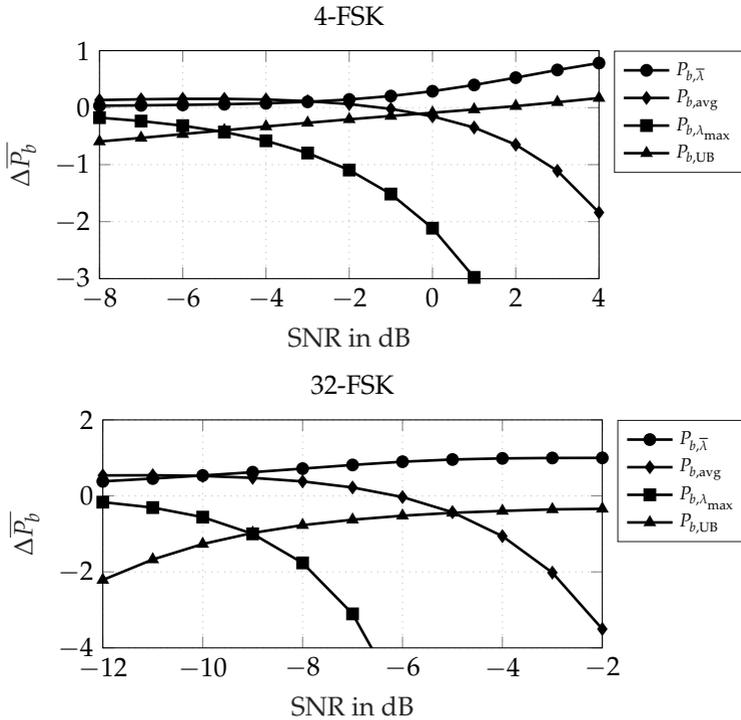


Abbildung 4.8 Approximation der Bitfehlerrate bei zufälligen FIR-Koeffizienten

sendem SNR die BER zu groß ein, wodurch der Vorteil eines geringeren SNRs in einem adaptiven System ungenutzt bleibt.

Zusammenfassend wird für den adaptiven M-FSK-Entwurf im Weiteren das Verfahren *Union Bound* zur Approximation der BER verwendet.

4.4.5 Bestimmung des Symbolalphabets

Die Berechnungsvorschriften aus den Abschnitten 4.4.3.1 bis 4.4.3.4 ermöglichen die Bestimmung der Symbolanzahl M , basierend auf einer BER-Vorgabe.

Da die Bandbreite und Sendeenergie begrenzt sind, wird das spektral effizienteste Verfahren gesucht, unter der Nebenbedingung, dass eine gegebene BER-Vorgabe eingehalten wird, d. h.

$$\mathbf{M}_{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{M}} \eta(\mathbf{M}), \quad P_b \leq \text{BER}_{\text{Ziel}}, \quad (4.38)$$

wobei $\mathbf{M} = [M, \tilde{\mathbf{M}}]$ die Kombination aus Symbolanzahl M und dem Vektor an geblockten Frequenzen $\tilde{\mathbf{M}}$ umfasst. Aufgrund der Bandbreitenbeschränkung entspricht die Lösung des Problems gleichzeitig der Maximierung der Datenrate.

Als Anpassungsstrategien stehen die Verfahren zur Variation der Symbolanzahl und das Blocken von Frequenzen aus den Abschnitten 4.4.1 und 4.4.2 zur Verfügung. Eine direkte Vorgehensweise zur Bestimmung der optimalen Symbolkonfiguration ist die spektrale Effizienz für sämtliche Kombinationen zu berechnen und das beste Verfahren auszuwählen. Ein solches Vorgehen ist jedoch sehr aufwendig. Im Folgenden wird ein effizienteres Verfahren vorgestellt, das die optimale Konfiguration durch systematisches Vorgehen findet. Zunächst wird der Fall eines stationären Kanals betrachtet, anschließend wird das Verfahren für zyklstationäre Kanäle verallgemeinert.

4.4.5.1 Bestimmung der optimalen Symbolkonfiguration

Die Berechnung der spektral effizientesten Symbolkonfiguration kann in einem iterativen Verfahren ermittelt werden. Dabei wird der Zusammenhang genutzt, dass eine Erhöhung der Symbolanzahl sowie das Blocken von Frequenzen stets zu einer Verschlechterung der spektralen Effizienz führen.

Das Ablaufdiagramm des Algorithmus ist in Abbildung 4.9 dargestellt. Der Algorithmus wird mit der spektral effizientesten Symbolanzahl $M = 4$ initialisiert. Die Anzahl an Bits pro Symbol wird in der Variablen i gespeichert. Über den Parameter M_{max} wird die maximal zulässige Symbolanzahl festgelegt.

Über die Unterfunktion *Blocke Frequenzen* wird geprüft, ob die Vorgabe BER_{Ziel} mit der aktuellen Symbolanzahl M eingehalten werden kann. Das Ablaufdiagramm der Unterfunktion ist in Abbildung 4.10 dargestellt. Falls die BER-Vorgabe nicht eingehalten werden kann, werden

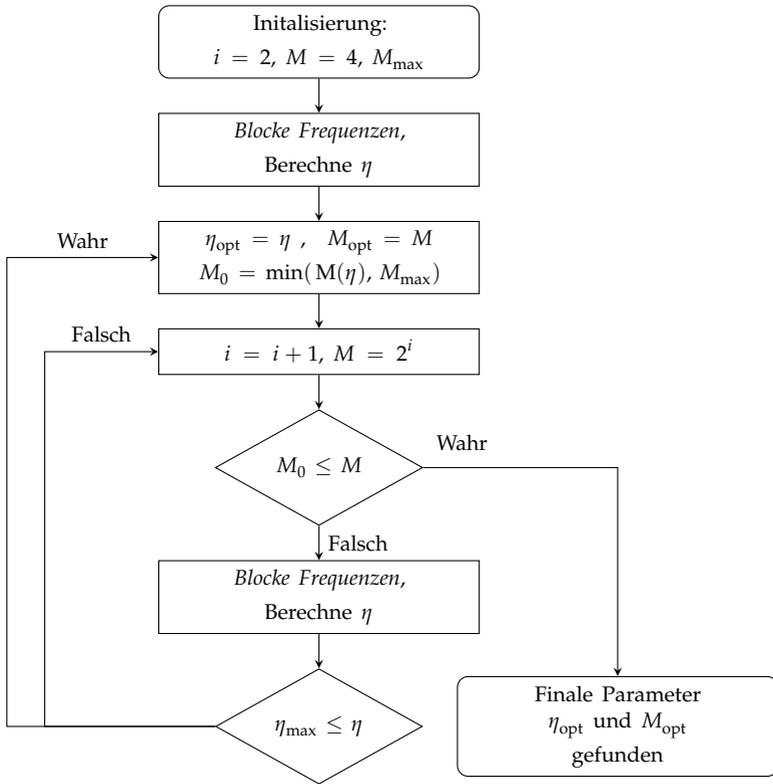


Abbildung 4.9 Ablaufdiagramm zur Berechnung der optimalen Symbolkonfiguration

sukzessive Sendesymbole in Zweierpotenzschritten aus dem Symbolalphabet entfernt. Dabei werden die Symbole mit der größten effektiven Rauschleistungsdichte $\hat{N}_{0,i}$ auf der zugehörigen Sendefrequenz ausgeschlossen. Die Rauschleistungsdichten der M Sendefrequenzen werden in dem Vektor $\hat{\mathbf{N}}_0$ und die geblockten Frequenzen in dem Vektor $\hat{\mathbf{M}}$ gespeichert. Die Berechnung der BER erfolgt durch Einsetzen der Rauschleistungsdichten der ungeblockten Symbole in die Abschätzung $P_{b,UB}$ aus Abschnitt 4.4.3.4. Bei hohen Rauschleistungsdichten kann es vorkommen, dass die BER-Vorgabe für ein gegebenes M trotz Blocken

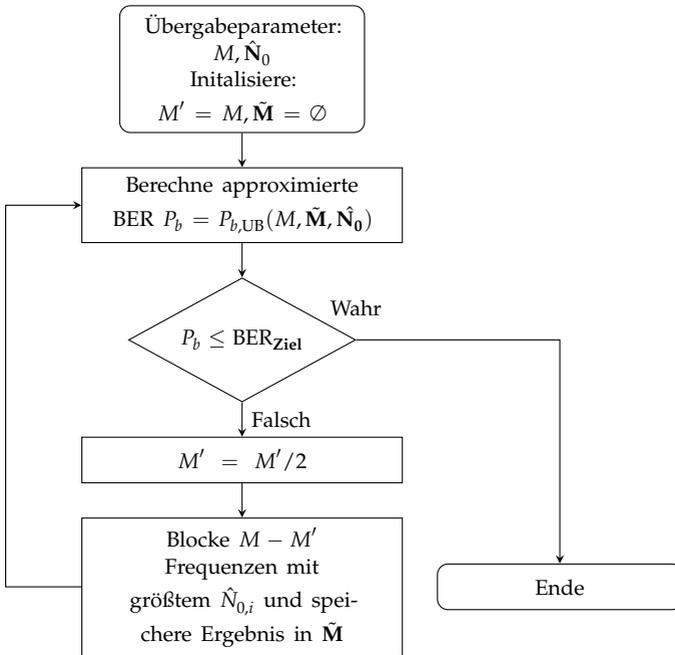


Abbildung 4.10 Ablaufdiagramm der Funktion *Blöcke Frequenzen*

von Frequenzen nicht erreicht werden kann. In diesem Fall wird die spektrale Effizienz auf 0 gesetzt.

Nach dem Blocken der Frequenzen wird die spektrale Effizienz neu berechnet und in η_{opt} zwischengespeichert. Ebenso wird die dazugehörige Symbolanzahl $M_{\text{opt}} = M$ gespeichert. Im Weiteren wird nun geprüft, ob durch eine Erhöhung der Symbolanzahl M eine geringere spektrale Effizienz erreicht werden kann. Dazu wird zunächst die inverse Funktion von (4.22) für $k = 1$ berechnet. Diese ergibt sich zu

$$M(\eta) = e^{-W_{-1}(-\ln(2)\eta)}, \quad (4.39)$$

wobei der Funktionsast W_{-1} der sogenannten Lambert-W-Funktion² verwendet wird, da die minimale Symbolanzahl 4 ist. Die spektrale Effizienz nach dem Blocken wird in (4.39) eingesetzt und die fiktive Symbolanzahl $M_0 \in \mathbb{R}$ bestimmt. Ist diese kleiner als $M = 2^{i+1}$, wurde bereits die optimale Konfiguration gefunden. Falls nicht, wird das Verfahren mit der nächstgrößeren Symbolanzahl erneut durchgeführt. Aufgrund der monotonen Funktion (4.39) findet der Algorithmus die beste Konfiguration, ohne dass sämtliche Symbolkonfigurationen bestimmt werden müssen.

4.4.5.2 Symbolkonfiguration im zyklstationären Kanal

Der Algorithmus zur Bestimmung der Symbolkonfiguration wird nachfolgend auf das zyklstationäre Kanalmodell aus Abschnitt 3.4.1 erweitert. Für die einzelnen Zeitsegmente der Netzperiode (vgl. Abschnitt 4.3) mit Index $q \in \{1, \dots, Q\}$ wird unabhängig voneinander eine BER $P_{b,q}$ berechnet. Die BER-Vorgabe wird dahingehend erweitert, dass die BER in allen Zeitschlitzen eingehalten werden muss, d. h.

$$P_{b,q} \leq \text{BER}_{\text{Ziel}}, \quad \forall q. \quad (4.40)$$

Somit wird sichergestellt, dass die BER-Vorgabe über die gesamte Dauer der Netzperiode nicht überschritten wird.

Die Berechnung der spektralen Effizienz wird ebenfalls auf alle Zeitsegmente erweitert. Da alle Segmente die gleiche Symboldauer besitzen, wird die mittlere spektrale Effizienz berechnet. Diese ergibt sich zu

$$\bar{\eta} = \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \frac{\log_2(M'_q)}{M}, \quad (4.41)$$

wobei M'_q die Symbolanzahl nach dem Blocken in Segment q bezeichnet (vgl. Abschnitt 4.4.2).

² Die Lambert-W-Funktion ist die Umkehrfunktion von $f(x) = x e^x$. Da f nicht injektiv ist, wird auf dem Intervall $[-\frac{1}{e}, 0)$ der obere Funktionsast der Lambert-W-Funktion mit W_0 und der untere Funktionsast mit W_{-1} bezeichnet.

Bei Betrachtung des zyklstationären Kanals zeigt sich der grundsätzliche Kompromiss, der zwischen Zeit- und Frequenzauflösung der Netzperiode gefunden werden muss. Ein großes M führt zu einer feinen spektralen Auflösung, wodurch frequenzselektive Störungen umgangen werden können. Allerdings wird durch die lange Symboldauer die Rasterung in Zeitrichtung gröber, wodurch schlechter auf periodisch impulsive Störungen von kurzer Dauer adaptiert werden kann. Gleiches gilt für ein kleines M im umgekehrten Sinne. Durch das vorgeschlagene adaptive Verfahren wird erreicht, dass sich das Modulationsverfahren an die Zeit- und Frequenzeigenschaften des Störszenarios anpasst.

5 Adaptives orthogonales Frequenzmultiplexverfahren

Das Mehrträgerverfahren OFDM hat aufgrund der hohen spektralen Effizienz und der einfachen Kanalverzerrung bei Mehrwegeausbreitung große Verbreitung in PLC-Anwendungen gefunden. OFDM wird insbesondere in den aktuellen NB-PLC-Standards PRIME und G3-PLC verwendet (vgl. Abschnitt 2.5).

Gemäß dem Stand der Technik verwenden die aktuellen NB-PLC-Standards eine zeitlich konstante Zuweisung von Bitrate und Leistung pro Unterträger. Aufgrund der zyklstationären Eigenschaften des PLC-Kanals (vgl. Kapitel 3.3) werden jedoch zunehmend Verfahren mit adaptiver Unterträgerbelegung untersucht, die sich besser an die periodisch zeitvarianten Kanaleigenschaften anpassen können [10, 11, 93].

Teile des adaptiven OFDM-Verfahrens, das in diesem Kapitel beschrieben wird, wurden bereits in [114] veröffentlicht. Als Erweiterung zu dieser Arbeit werden in diesem Kapitel die theoretischen Grundlagen adaptiver OFDM-Systeme betrachtet. Im letzten Teil dieses Kapitels werden außerdem die notwendigen Anpassungen des adaptiven Verfahrens vorgestellt, um den regulatorischen Rahmenbedingungen der NB-PLC-Norm EN 50065-1 zu entsprechen (vgl. Abschnitt 2.1). Hierzu werden Übertragungskanäle mit Beschränkung der Leistungsdichte und der Amplitude des Sendesignals betrachtet.

5.1 Grundlagen OFDM-Modulation

Im Folgenden wird ein OFDM-System mit N Unterträgern betrachtet. Das OFDM-Signal kann nach [42] als Mehrträgersignal mit rechteckför-

migem Sendefilter beschrieben werden. Bei Betrachtung in Basisbandlage gilt mit der Symboldauer T_s für das OFDM-Signal:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n(i) \cdot e^{j2\pi f_n t}, \quad \text{für } iT_s \leq t < (i+1)T_s, \quad (5.1)$$

wobei f_n die n -te Unterträgerfrequenz und $d_n(i)$ das i -te Sendesymbol des n -ten Unterträgers bezeichnen. Die Signale der Unterträger müssen dabei orthogonal zueinander gewählt werden. Mit der Abtastfrequenz $f_s = N/T_s = 1/T_a$ ergibt sich aus der Orthogonalitätsbedingung (vgl. Abschnitt 4.1.2) der Frequenzabstand der Unterträger zu $\Delta f = f_{n+1} - f_n = f_s/N$.

Die Sendesymbole $d_n(i)$ können als komplexe Zahlen interpretiert werden, d. h.

$$d_n(i) = A_n(i)e^{j\varphi_n(i)}, \quad \text{mit } A_n(i), \varphi_n(i) \in \mathbb{R}, \quad (5.2)$$

wobei $A_n(i)$ und $\varphi_n(i)$ Betrag und Phase der Unterträgersymbole angeben. Mit der Abtastfrequenz f_s und den Unterträgerfrequenzen $f_n = n/T_s$ ergibt sich das frequenzdiskrete Spektrum eines OFDM-Symbols zu

$$X_k(i) = \sum_{n=0}^{N-1} \delta(k\Delta f - f_n) \cdot A_n(i)e^{j\varphi_n(i)}, \quad (5.3)$$

wobei $\delta(\cdot)$ den Dirac-Impuls bezeichnet. Wird das Signal (5.1) zeitdiskret betrachtet, so folgt

$$\begin{aligned} x(t = \nu T_a) &= \sum_{n=0}^{N-1} d_n(i) \cdot e^{j2\pi \frac{n}{T_s} \nu T_a} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} d_n(i) \cdot e^{j2\pi \frac{n}{N} \nu} \\ &= \text{IDFT}\{N \cdot X_n(i)\}, \quad \text{für } iN \leq \nu \leq (i+1)N - 1. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Das OFDM-Zeitsignal kann leicht über eine inverse diskrete Fourier-Transformation (IDFT) aus den Sendesymbolen $d_n(i)$ berechnet werden.

Ein Vorteil der orthogonalen Unterträger ist, dass die Modulationsart der Sendesymbole, d. h. das zugrunde liegende Konstellationsdiagramm, eines Unterträgers unabhängig von den anderen Unterträgern eingestellt werden kann. Dies stellt einen grundsätzlichen Unterschied für den Entwurf des nachfolgenden adaptiven Verfahrens im Vergleich zum M-FSK-Verfahren aus Kapitel 4 dar.

5.2 Adaptives OFDM-Systemmodell

In Abbildung 5.1 ist das Blockschaltbild des adaptiven OFDM-Systems veranschaulicht. Im Sender werden die Eingangsdaten über das Symbolmapping auf die Sendesymbole abgebildet. Die Sendesymbole sind den einzelnen Unterträgern des OFDM-Systems zugeordnet.

Grundlage für das Symbolmapping ist die Symbolkarte, die sich aus der adaptiven Belegung der Unterträger ergibt. Gemäß dem zyklostationären Kanalmodell aus Abschnitt 3.4.1 wird die Netzperiode in Zeit- und Frequenzrichtung segmentiert. Die Symbolkarte enthält die Information, welche Unterträgerbelegung zu welchem Zeitpunkt innerhalb der Netzperiode verwendet wird. Die Sendesymbole werden anschließend dem OFDM-Modulator übergeben. Dort werden die Sendesymbole durch Berechnen der IDFT in die zu sendende Signalform umgewandelt.

Nach der OFDM-Modulation und dem Einfügen des zyklischen Präfix (engl. *cyclic prefix*, CP) durchläuft das Sendesignal den PLC-Kanal. Dort wird es entsprechend dem im Abschnitt 3.4.1 eingeführten PLC-Kanalmodell gefiltert. Im Kanalmodell werden sowohl die Übertragungsfunktion $H(f)$ als auch das additive Rauschen $n(t)$ berücksichtigt. Das Signal des Nulldurchgangsdetektors wird als Referenz für die Synchronisation der Symbolkarte mit der Netzperiode verwendet.

Basierend auf der Schätzung der effektiven Rauschleistungsdichte pro Zeit- und Frequenzsegment wird die Symbolkarte am Sender und Empfänger durch einen sogenannten Bitloading-Algorithmus eingestellt. In Empfangsrichtung wird in umgekehrter Reihenfolge vorgegangen: Zunächst wird vor der OFDM-Demodulation das CP entfernt. Anschließend durchläuft das Empfangssignal den OFDM-Demodulator, wobei die diskrete Fourier-Transformation (DFT) zur Transformation des Zeitsignals in das Spektrum zur Symboldarstellung berechnet wird. Gemäß

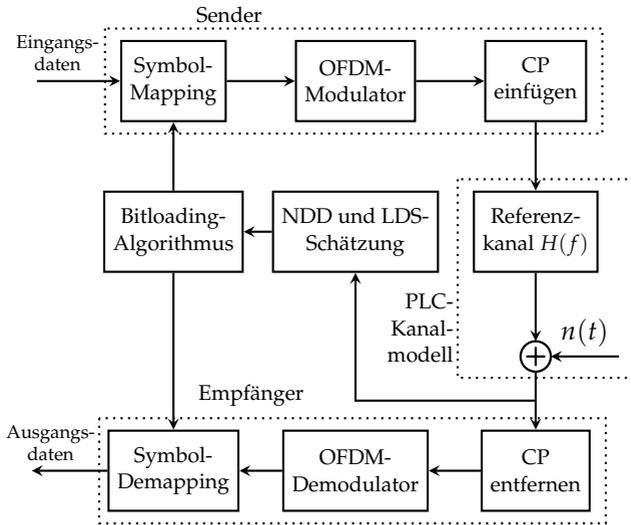


Abbildung 5.1 Systemmodell des adaptiven OFDM-Verfahrens

der Symbolkarte werden die OFDM-Symbole anschließend den Ausgangsdaten zugeordnet.

Wie bereits beim Entwurf des adaptiven M-FSK-Systems wird angenommen, dass ein perfekter Rückkanal existiert, über den die Informationen des Symbolmappings übertragen werden. Da im Weiteren die Leistungsfähigkeit des adaptiven Verfahrens gegenüber einer statischen Unterträgerbelegung evaluiert wird, wird außerdem eine perfekte Symbol- und Frequenzsynchronisation zwischen Sender und Empfänger vorausgesetzt.

5.3 Systemparameter

Um das adaptive OFDM-System mit dem Stand der Technik vergleichen zu können, werden die OFDM-Parameter des PRIME Standards v1.3.6 aus Tabelle 2.6.1 übernommen. Da sich das adaptive Verfahren auf die Art der Unterträgermodulation auswirkt, ist insbesondere die Bitrate vor der Kanalcodierung von Interesse. Die im G3-PLC- und PRIME-

Standard verwendete Kanalcodierung ist daher nicht Gegenstand des adaptiven Systems.

Für hochratige Übertragungen wird aufgrund der hohen Leistungseffizienz zusätzlich zum Standard der Technik neben PSK auch eine Quadraturamplitudenmodulation (QAM-Modulation) betrachtet. Die maximale Unterträgerlegung wird dabei auf eine 64-QAM, die $b_{\max} = 6$ bit pro Unterträger belegt, beschränkt.

Gemäß dem zyklstationären Kanalmodell aus Abschnitt 3.4.1 entspricht die Anzahl der Segmente in Frequenzrichtung der Unterträgeranzahl $K = 97$. Die Übertragung erfolgt stets synchron zum Netznulldurchgang. Mit dem Symbolintervall $T_s = 2,24$ ms ergibt sich die Anzahl der genutzten Segmente in Zeitrichtung zu

$$M = \left\lfloor \frac{T_{AC}}{T_s} \right\rfloor = 8. \quad (5.5)$$

Von den möglichen 256 Unterträgern des OFDM-Systems stehen für die Übertragung die Unterträger mit dem Frequenzindex von 86 bis 182 zur Verfügung. Aufgrund der Abtastrate von 250 kHz und eines maximalen Frequenzbereichs bis 89 kHz kann die gesamte Signalverarbeitung im reellen Basisband erfolgen.

Zur Schätzung der Rauschleistungsdichte und Kompensation der Kanalübertragungsfunktion werden die Verfahren aus den Abschnitten 3.4.2 und 3.4.3 angewendet. Um die Koeffizienten der Kanalübertragungsfunktion zu schätzen, werden kammförmig Pilottöne auf jedem 8-ten Unterträger angeordnet. Die Belegung ermöglicht dabei eine höhere Leistung der Pilottöne für die Schätzung, da insgesamt nur 13 der 97 möglichen Unterträger belegt werden. Die Pilotsymbole, die die maximale Sendeamplitude minimieren, können dabei vorab numerisch ermittelt werden. Basierend auf den 13 Stützstellen der Schätzung durch die Pilotträger, werden die Koeffizienten der Kanalübertragungsfunktion der übrigen Unterträger interpoliert. Dies kann durch Einfügen von Nullen und einer anschließenden Tiefpassfilterung, wie in [12] beschrieben, erreicht werden.

5.4 Entwurf der ratenadaptiven Modulation

Die Idee der adaptiven Modulation besteht darin, die Bitrate und Leistung der Unterträger eines Mehrträgerverfahrens wie OFDM unter bestimmten Randbedingungen optimal zu wählen. Üblicherweise wird zwischen den folgenden Optimierungszielen unterschieden [33]:

- Die Maximierung der Datenrate unter Beschränkung der Gesamtleistung, wobei die entsprechenden Verfahren als *rate-adaptive* bezeichnet werden.
- Die Minimierung der Sendeleistung, um eine minimale Datenrate zu erzielen, wobei das Optimierungsziel als *margin-adaptive* bezeichnet wird.

Die Lösung des Optimierungsproblems wird als Bitloading-Algorithmus bezeichnet. Da in NB-PLC-Anwendungen die zur Verfügung stehende Sendeleistung beschränkt ist und Daten nur sporadisch bei geringer Datenrate übertragen werden, werden in dieser Arbeit ausschließlich ratenadaptive Algorithmen betrachtet.

In der Vergangenheit wurden bereits Bitloading-Verfahren für PLC untersucht, die die zyklstationären Kanaleigenschaften ausnutzen. In [89] wird ein adaptives Bitloading-Verfahren für NB-PLC, basierend auf der Analyse des zyklstationären Rauschens, vorgeschlagen. Die Auswertung des Verfahrens erfolgt dabei mit simuliertem Rauschen. In [102] wird ein adaptives Bitloading-Verfahren für BB-PLC-Anwendungen beschrieben. Die Untersuchung basiert auf der Annahme eines LPTV-Kanals und additiven weißen gaußschen Rauschens, da die Leistungsdichte des Kanalrauschens mit größer werdender Frequenz abnimmt. Eine Untersuchung des Bitloadings im CENELEC A-Band, basierend auf Messdaten und G3-PLC OFDM-Parametern, wird in [70] beschrieben.

Allen bisherigen Untersuchungen ist gemeinsam, dass eine signifikante Verbesserung der Bitfehlerrate und Datenrate gegenüber einer statischen Modulation erzielt werden konnte. Bisher existieren allerdings nur wenige quantitative Aussagen für NB-PLC-Anwendungen, basierend auf Messdaten. In dieser Arbeit werden daher die Eigenschaften von Bitloading im Vergleich zum Stand der Technik auf Grundlage einer umfangreichen Messdatenbasis ausgewertet.

Zunächst werden die theoretischen Grundlagen beschrieben, die für den Entwurf der ratenadaptiven Modulation verwendet werden. Hierbei wird zunächst die sogenannte Waterfilling-Methode betrachtet. In Erweiterung zu der in der Literatur üblichen Waterfilling-Methode für QAM-Modulation wird der Waterfilling-Ansatz ebenfalls für PSK-Modulation hergeleitet. Anschließend wird ein für die praktische Implementierung relevanter Greedy-Algorithmus vorgestellt, der eine optimale Zuweisung der diskreten Anzahl von Bits pro Unterträger erreicht.

5.4.1 Grundlagen der Unterträgermodulation

Zu den in der Literatur am häufigsten beschriebenen Bitloading-Verfahren gehören Waterfilling-Methoden. Überlichweise wird ein Waterfilling-Algorithmus in der Literatur unter Annahme einer QAM-Modulation beschrieben. Wie in Abschnitt 2.5 erläutert, wird in den aktuellen PLC-Standards PRIME und G3-PLC ausschließlich M-PSK-Modulation eingesetzt. Aufgrund der großen Bedeutung für NB-PLC werden M-PSK und M-QAM als Modulationsverfahren für das adaptive Bitloading berücksichtigt. Eine hilfreiche Definition für den Entwurf des adaptiven Verfahrens ist dabei die sogenannte SNR-Gap. Als Grundlage für die Beschreibung der Waterfilling-Methode wird im Folgenden die SNR-Gap für den M-PSK- sowie den M-QAM-Fall definiert.

5.4.1.1 SNR-Gap für M-PSK

Bei der M-PSK-Modulation werden M Symbole im Konstellationsdiagramm äquidistant auf einem Kreis angeordnet. Aus der Anzahl von M verschiedenen Symbolen ergeben sich $b = \log_2(M)$ Bits, die pro Symbol übertragen werden.

Die Symbolenergie E_s ist durch die kreisförmige Anordnung für alle Symbole gleich. Der minimale Abstand zweier Symbole im Konstellationsdiagramm ergibt sich aus trigonometrischer Berechnung mit dem Radius $\sqrt{E_s}$ zu

$$d_{\min} = 2\sqrt{E_s} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right). \quad (5.6)$$

Für großes Signal-Rausch-Verhältnis kann ein Symbolfehler durch Fehlentscheidung auf einen benachbarten Punkt im Konstellationsdiagramm

angenähert werden. Nach [81] ergibt sich mit dieser Näherung die Symbolfehlerrate P_s für große Werte von M im AWGN-Fall zu

$$P_{s,M\text{-PSK}} = 2Q \left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right), \quad (5.7)$$

wobei $Q(\cdot)$ die Q-Funktion

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{\tau^2}{2}} d\tau \quad (5.8)$$

bezeichnet.

Wie oben beschrieben, dominieren für ein hohes E_b/N_0 benachbarte Punkte im Konstellationsdiagramm die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit. Falls ein Gray-Code verwendet wird, führt ein Symbolfehler dann zu einem einzigen Bitfehler. Unter diesen Annahmen kann die Bitfehlerwahrscheinlichkeit nach [81] wie folgt berechnet werden:

$$P_b \approx \frac{P_s}{b}. \quad (5.9)$$

Für den Spezialfall $M = 2$, d. h. BPSK, ist die Approximation (5.7) unzureichend, da nur eine Symbolfehlerscheidung möglich ist. Nach [81] ergibt sich die Bitfehlerwahrscheinlichkeit zu

$$P_{b,\text{BPSK}} = Q \left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \right). \quad (5.10)$$

Für den ratenadaptiven Entwurf des Modulationsverfahrens ist die Definition der sogenannten PSK-SNR-Gap hilfreich:

$$\Gamma_{\text{PSK}} = \frac{1}{2\pi^2} \left(Q^{-1} \left(\frac{P_s}{2} \right) \right)^2. \quad (5.11)$$

Die PSK-SNR-Gap beschreibt anschaulich den Abstand zwischen der theoretischen Kanalkapazität¹ und der Übertragungsrate der uncodier-

¹ Die Kanalkapazität eines bandbegrenzten AWGN-Kanals ist $C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$, wobei S die Signalleistung, N die Rauschleistung und B die Systembandbreite bezeichnen [81].

ten M-PSK-Modulation. Aus (5.11) ist ersichtlich, dass die PSK-SNR-Gap nur von der Symbolfehlerrate abhängt.

In [28] wird die Approximation $\sin(x) \approx x$ für kleine Argumente von $\sin(\cdot)$ verwendet, um (5.7) und (5.9) nach b aufzulösen. Es gilt

$$b_{\text{M-PSK}} = \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{E_s}{N_0 \Gamma_{\text{PSK}}} \right). \quad (5.12)$$

Insbesondere für Optimierungsverfahren des ratenadaptiven Entwurfs ist eine Darstellung nach (5.12) hilfreich, da sich die Bitrate der PSK-Modulation als Funktion der Symbolenergie und Symbolfehlerrate ausdrücken lässt.

5.4.1.2 SNR-Gap für M-QAM

Bei QAM werden die Symbole im Allgemeinen quadratisch im Konstellationsdiagramm angeordnet. Für den Spezialfall einer geraden Anzahl b und einer quadratischen Anordnung der Symbole kann die minimale Distanz im Konstellationsdiagramm nach [81] wie folgt angegeben werden:

$$d_{\min} = \sqrt{\frac{6E_s}{M-1}}, \quad (5.13)$$

wobei E_s für die durchschnittliche Symbolenergie steht. Die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit berechnet sich nach [81] dann zu

$$P_{s,\text{M-QAM}} = 1 - \left(1 - \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} Q \left(\sqrt{\frac{3E_s}{(M-1)N_0}} \right) \right)^2. \quad (5.14)$$

Symbolfehlerwahrscheinlichkeiten für rechteckige Konstellationsdiagramme werden in [8] angegeben. Für ein rechteckförmiges Konstellationsdiagramm der 8-QAM ergibt sich die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit zu

$$P_{s,8\text{-QAM}} = \frac{5}{6} Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{3N_0}} \right). \quad (5.15)$$

Mit den gleichen Annahmen wie zur Herleitung von (5.7) wird in [81] eine obere Schranke der Symbolfehlerrate (5.14) für M-QAM angegeben:

$$P_{s,M\text{-QAM}} \leq 4Q \left(\sqrt{\frac{3E_s}{(2^b - 1)N_0}} \right). \quad (5.16)$$

Durch Einsetzen von (5.9) auf der linken Seite und Auflösen nach b ergibt sich nach [9] der Ausdruck

$$b_{M\text{-QAM}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0 \Gamma_{\text{QAM}}} \right), \quad (5.17)$$

wobei die QAM-SNR-Gap für M-QAM wie folgt definiert ist:

$$\Gamma_{\text{QAM}} = \frac{1}{3} \left(Q^{-1} \left(\frac{P_s}{4} \right) \right)^2. \quad (5.18)$$

5.4.2 Entwurfsprinzip des Bitloading-Verfahrens

Wie in Abschnitt 5.2 beschrieben, kann bei Verwendung eines OFDM-Verfahrens sowohl die Symbolenergie als auch die Anzahl an Bits, die einem Unterträger zugeordnet sind, in weiten Grenzen eingestellt werden. Um den bestmöglichen Durchsatz bei einer gegebenen Symbolfehlerrate zu erzielen, werden ratenadaptive Bitloading-Verfahren verwendet. Ziel ist, das Optimierungsproblem

$$b_{\text{ges}} = \max \sum_{k=1}^K b_k \quad (5.19)$$

unter der Nebenbedingung

$$E_{\text{max}} = \sum_{k=1}^K E_k \quad (5.20)$$

zu lösen, wobei E_i die Symbolenergie und b_i die Anzahl der Bits pro Symbol des i -ten Unterträgers bezeichnen.

5.4.3 Waterfilling für M-QAM

Eine bekannte Lösung des Problems (5.19) für QAM ist ein Optimierungsverfahren mit Lagrange-Multiplikatoren. Nach [50] ergibt sich die Lösung für die Energielevel E_k durch die Verwendung der Lagrange-Multiplikatoren zu

$$E_k = \frac{E_{\max}}{K} + (\bar{N}_0 - N_{0,k}) \cdot \Gamma_{\text{QAM}}, \quad \text{mit } \bar{N}_0 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K N_{0,k}, \quad (5.21)$$

wobei $N_{0,k}$ die Rauschleistungsdichte des k -ten Unterträgers bezeichnet, welche als flach angenommen wird. Aufgrund der Eigenschaft $E_k + N_{0,k} \cdot \Gamma_{\text{QAM}} = \text{konst.}$ wird die Lösung auch als Waterfilling-Methode bezeichnet. Falls die Unterträgerauschleistungsdichte $N_{0,k}$ größer als die mittlere Rauschleistungsdichte \bar{N}_0 ist, können bei der Berechnung negative Energien auftreten. In diesem Fall wird den betroffenen Unterträgern die Energie 0 zugeordnet. Die optimalen Unterträgerbitraten ergeben sich mit (5.17) zu

$$b_{k,\text{QAM}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_k}{N_{0,k} \Gamma_{\text{QAM}}} \right). \quad (5.22)$$

5.4.4 Waterfilling für M-PSK-Modulation

Die aus der Literatur bekannte Waterfilling-Methode nach (5.21) lässt sich nicht direkt auf eine PSK-Unterträgermodulation übertragen. Stattdessen muss die Lösung der Lagrange-Funktion

$$L(E_k, \lambda) = \sum_{k=1}^K b_{k,\text{M-PSK}} + \lambda \left(\sum_{k=1}^K E_k - E_{\max} \right) \quad (5.23)$$

durch Einsetzen von (5.12) und (5.11) in (5.19) neu berechnet werden. Durch Lösen ergibt sich die optimale Energieverteilung zu

$$E_k = \frac{E_{\max}}{K}. \quad (5.24)$$

Die Schritte der Herleitung sind in Anhang A.6 detailliert beschrieben. Im Gegensatz zu (5.21) ist die Energie für jeden Unterträger konstant

und nicht vom Rauschen $N_{0,k}$ oder der PSK-SNR-Gap Γ_{PSK} abhängig. Die optimale Bitratenverteilung ergibt sich zu

$$b_{k,\text{PSK}} = \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{E_k}{N_{0,k} \Gamma_{\text{PSK}}} \right). \quad (5.25)$$

5.4.5 Waterfilling in Abhängigkeit der Bitfehlerwahrscheinlichkeit

In der Praxis ist es häufig wünschenswert, anstelle der Symbolfehlerwahrscheinlichkeit eine minimale Bitfehlerwahrscheinlichkeit vorzugeben. Durch Einsetzen von (5.9) in die PSK-SNR-Gap (5.11) ergibt sich die Rate der PSK-Modulation (5.25) zu

$$\begin{aligned} b_{k,\text{PSK}} &= \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{2\pi^2 E_{\max}}{KN_{0,k} Q^{-1} \left(\frac{b_{k,\text{PSK}} P_b}{2} \right)^2} \right) \\ &= \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{2\pi^2 \cdot E_{\max}}{KN_{0,k}} \right) - \log_2 \left(\left| Q^{-1} \left(\frac{b_{k,\text{PSK}} P_b}{2} \right) \right| \right). \end{aligned} \quad (5.26)$$

Analog ergibt sich durch Einsetzen von (5.9) in die QAM-SNR-Gap (5.18) die Rate der QAM (5.22) zu

$$\begin{aligned} b_{k,\text{QAM}} &= \log_2 \left(\frac{E_{\max} + \Gamma_{\text{QAM}} \overline{N_0} K}{KN_{0,k} \Gamma_{\text{QAM}}} \right) \\ &= \log_2 \left(\frac{3E_{\max}}{\left(Q^{-1} \left(\frac{b_{k,\text{QAM}} P_b}{4} \right) \right)^2 + \overline{N_0} K} \right) - \log_2 (KN_{0,k}). \end{aligned} \quad (5.27)$$

Diese Gleichungen sind nicht geschlossen lösbar. Aufgrund des streng monotonen Verlaufs des Logarithmus und der Q-Funktion lässt sich innerhalb eines Intervalls von b ein Fixpunktverfahren entwickeln. Eine

Näherungslösung kann dabei iterativ bestimmt werden. Die Berechnungsvorschriften lauten

$$b_{k,\text{PSK}}^{(n)} = \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{2\pi^2 E_{\max}}{NN_{0,k}} \right) - \log_2 \left(\left| Q^{-1} \left(\frac{b_{k,\text{PSK}}^{(n-1)} P_b}{2} \right) \right| \right). \quad (5.28)$$

bzw.

$$b_{k,\text{QAM}}^{(n)} = \log_2 \left(\frac{3E_{\max}}{\left(Q^{-1} \left(\frac{b_{k,\text{QAM}}^{(n-1)} P_b}{4} \right) \right)^2 + \bar{N}_0 K} \right) - \log_2(KN_{0,k}). \quad (5.29)$$

In der Praxis hat sich gezeigt, dass drei bis fünf Iterationen ausreichend sind, um ein hinreichend genaues Ergebnis zu erzielen. Zulässige Bitraten müssen im Intervall $[b_{\min}, b_{\max}] = [0, 6]$ gefunden werden. Als Startwert wird $b^{(0)} = b_{\max}/2 = 3$ gewählt. Wird in einem Iterationsschritt die Bitrate eines Unterträgers negativ, so wird diese zu Null gesetzt. Außerdem werden die Anzahl der aktiven Unterträger K und die mittlere Rauschleistungsdichte \bar{N}_0 aktualisiert.

Bitraten, die größer als b_{\max} sind, werden zu 6 abgerundet und die Energie wird neu berechnet. Die frei gewordene Energie wird mit E^- bezeichnet und für die nachfolgende Ratendiskretisierung verwendet.

5.4.6 Ratendiskretisierung

Ein Nachteil der Waterfilling-Methode ist, dass die berechneten Bitraten wertkontinuierlich sind. Daher ist ein zusätzlicher Diskretisierungsschritt notwendig, um diskrete Werte zur Parametrierung der PSK- bzw. QAM-Modulation zu erhalten.

Das nachfolgende Diskretisierungsverfahren orientiert sich an [52]. Zunächst werden die Inkrementalenergie $\Delta E_k^+(b_k)$ und die Dekrementalenergie $\Delta E_k^-(b_k)$, bezogen auf jeden Unterträger k , definiert:

$$\Delta E_k^+ = E(b_k^+, N_{0,k}) - E(b_k, N_{0,k}), \quad (5.30)$$

$$\Delta E_k^- = E(b_k, N_{0,k}) - E(b_k^-, N_{0,k}). \quad (5.31)$$

Dabei sind $b_k^+ = \lceil b_k \rceil$ und $b_k^- = \lfloor b_k \rfloor$. Die Symbolenergie $E(b, N_0)$ wird durch Umformen von (5.10), (5.15), (5.7) und (5.14) berechnet. Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst.

Der Pseudocode des Verfahrens ist in Algorithmus 1 dargestellt. Der Algorithmus besteht aus einer Schleife, die so lange wiederholt wird, bis alle Unterträger verarbeitet sind. Die Bitrate des Unterträgers mit der höchsten Inkrementalenergie ΔE_j^+ wird abgerundet. Anschließend wird dessen Energie durch Abziehen von ΔE_j^- angepasst. Die frei gewordene Energie wird zu E^- addiert.

Die Energie E^- kann genutzt werden, um die Bitrate eines anderen Unterträgers zu erhöhen. Falls eine minimale Inkrementalenergie über alle Unterträger existiert, die kleiner als E^- ist, wird dessen Bitrate aufgerundet. Entsprechend wird der gleiche Anteil von E^- abgezogen.

Durch das Abrunden der Bitraten mit den größten Inkrementalenergien und das Aufrunden der Bitraten mit den kleinsten Inkrementalenergien wird sichergestellt, dass möglichst kleine Energiebeträge zwischen den Unterträgern ausgetauscht werden. Im Allgemeinen gilt für die verbleibende Energie nach der Diskretisierung $E^- > 0$. Die restliche Energie wird anschließend auf alle Träger gleichmäßig aufgeteilt.

5.4.7 Greedy-Algorithmus

Ein Nachteil der Waterfilling-Methode ist, dass abweichend vom theoretischen optimalen Ergebnis eine Ratendiskretisierung durchgeführt werden muss. Um das Diskretisierungsproblem zu umgehen, wurden in der Vergangenheit Methoden mit diskretem Wertebereich entwickelt, die zu einer optimalen Lösung von (5.19) führen. Eine Vielzahl der Methoden lässt sich dabei der Klasse der sogenannten Greedy-Algorithmen zuordnen.

Nachfolgend wird ein Greedy-Algorithmus, basierend auf der Methode für BB-PLC in [102], vorgestellt. Die Idee des Verfahrens ist, die Rate desjenigen Unterträgers zu erhöhen, der die kleinste zusätzliche Energie benötigt, um ein weiteres Bit zu übertragen. Dieser Prozess wird wiederholt, bis die gesamte zur Verfügung stehende Energie verteilt

Algorithmus 1 M-PSK Ratendiskretisierung

```

1: procedure RATENDISKRETISIERUNG( $b_k, N_{0,k}$ )
2:   Initialisierung
3:    $\mathcal{U} \leftarrow \{1, \dots, K\}$  ▷ Unterträgerindizes
4:    $E^- \leftarrow 0$  ▷ Freie Energie
5:   for all  $k \in \mathcal{U}$  do ▷ In- und Dekrementalenergie berechnen
6:      $b_k^+ \leftarrow \lceil b_k \rceil$ 
7:      $b_k^- \leftarrow \lfloor b_k \rfloor$ 
8:      $\Delta E_k^+ \leftarrow E(b_k^+, N_{0,k}) - E(b_k, N_{0,k})$  ▷ Siehe Tabelle 5.1 für  $E(\cdot)$ 
9:      $\Delta E_k^- \leftarrow E(b_k, N_{0,k}) - E(b_k^-, N_{0,k})$ 
10:  end for
11:  while  $\mathcal{U} \neq \emptyset$  do ▷ Verarbeite alle Unterträger
12:     $i \leftarrow \arg \max_{k \in \mathcal{U}} \{ \Delta E_k^+ \mid k \in \mathcal{U} \}$ 
13:     $E_i \leftarrow E_i - \Delta E_i^-$  ▷ Neue Unterträgerenergie
14:     $E^- \leftarrow E^- + \Delta E_i^-$ 
15:     $b_i \leftarrow b_i^-$  ▷ Neue Bitrate
16:     $\mathcal{U} \leftarrow \mathcal{U} \setminus \{i\}$  ▷ Relatives Komplement
17:    while  $\exists k (k \in \mathcal{U} \wedge \min \Delta E_k^+ < E^-)$  do ▷ Freie Energie
    verteilen
18:       $i \leftarrow \arg \min_{k \in \mathcal{U}} \{ \Delta E_k^+ \mid k \in \mathcal{U} \}$ 
19:       $E_i \leftarrow E_i + \Delta E_i^+$ 
20:       $E^- \leftarrow E^- - \Delta E_i^+$ 
21:       $b_i \leftarrow b_i^+$ 
22:       $\mathcal{U} \leftarrow \mathcal{U} \setminus \{i\}$ 
23:    end while
24:  end while
25: end procedure

```

Tabelle 5.1 Näherungen der Symbolenergie für M-PSK und M-QAM

Name	b	Symbolenergie $E(b, N_0)$
–	0	0
BPSK	1	$\frac{N_0}{2} \cdot Q^{-1}(P_b)^2$
8-QAM	3	$3N_0 \cdot Q^{-1}\left(\frac{18P_b}{5}\right)^2$
M-PSK	$\in \{2, 3, 4, 5, 6\}$	$\frac{N_0}{2} \cdot \left(\frac{Q^{-1}\left(\frac{P_b b}{2}\right)}{\sin\left(\pi/2^b\right)}\right)^2$
M-QAM	$\in \{2, 4, 5, 6\}$	$\frac{(2^b - 1)N_0}{3} \cdot Q^{-1}\left(\sqrt{\frac{(1 - \sqrt{1 - P_b b}) \cdot \sqrt{2^b}}{2(\sqrt{2^b} - 1)}}\right)^2$

ist. Die Energie, die benötigt wird, um ein weiteres Bit, d. h. $b_k + 1$, auf dem k -ten Unterträger zu übertragen, wird als Differenzenenergie w_k bezeichnet. Es gilt

$$w_k(b_k) = \begin{cases} E(b_k + 1, N_{0,k}) - E(b_k, N_{0,k}), & b_k < b_{\max} \\ \infty, & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.32)$$

Die Differenzenenergie kann mit den Näherungen der Symbolenergie aus Tabelle 5.1 berechnet werden.

Das Ablaufdiagramm des Greedy-Algorithmus ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Nach der Initialisierung der Unterträgerbitraten b_k und Unterträgerenergien E_k wird $w_k(b_k = 0)$ für alle Unterträger berechnet. Die Berechnung entspricht der Differenzenenergie, um genau ein Bit pro Unterträger zu übertragen. In der folgenden Schleife wird der Index des Unterträgers mit der kleinsten Differenzenenergie $w_k(b_k)$ gesucht, d. h.

$$i = \arg \min_k w_k(b_k). \quad (5.33)$$

Die maximale Energie, die auf alle Unterträger verteilt werden kann, wird mit E_{\max} bezeichnet. Solange die Summe der Differenzenenergie

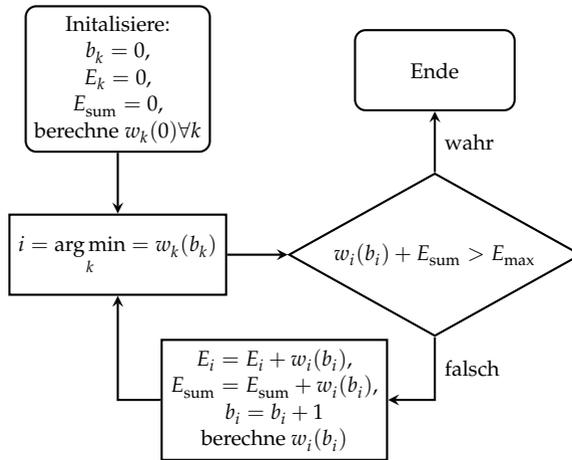


Abbildung 5.2 Ablaufdiagramm des Greedy-Algorithmus

$w_i(b_i)$ im aktuellen Iterationsschritt und die bisher insgesamt zugewiesene Energie E_{sum} kleiner als E_{max} ist, wird b_i um ein Bit inkrementiert. Die dazugehörigen Energien E_i und E_{sum} werden entsprechend aktualisiert. Die Schleife wird dann mit der Neuberechnung von $w_i(b_i)$ fortgesetzt. Die Konvergenz des Verfahrens gegen das Optimum wird in [3] und [23] gezeigt.

Da eine zeitlich konstante Bitfehlerwahrscheinlichkeit vorausgesetzt wird, wird das Bitloading-Verfahren unabhängig für jedes der insgesamt $M = 8$ OFDM-Symbole innerhalb einer Netzperiode durchgeführt (vgl. Abschnitt 3.4.1).

5.5 Begrenzung der Signalleistung

In den vorausgegangenen Betrachtungen wurden noch keine Einschränkungen bezüglich der zulässigen Signalleistung gefordert. In der Praxis ist die maximale Signalleistung jedoch stets begrenzt. Die Beschränkung kann sowohl technische Gründe haben wie beispielsweise die Leistungsfähigkeit der analogen Endstufen, als auch durch gesetzliche Bestimmungen vorgegeben sein.

Für einen Einsatz des Bitloading-Verfahrens im CENELEC-Band muss sichergestellt werden, dass die im Abschnitt 2.2.1 aufgeführten Leistungsgrenzwerte der Norm EN 50065-1 eingehalten werden. Im Folgenden werden die dazu notwendigen Anpassungen des adaptiven OFDM-Verfahrens vorgestellt.

Die erste Bedingung der Norm EN 50065-1 entspricht einer Beschränkung der spektralen Leistungsdichte. Die nach der Messvorschrift mit einem Spektrumanalysator zu bestimmende Leistungsdichte wird für die weitere Betrachtung nach oben abgeschätzt. Hierzu wird angenommen, dass die Mittenfrequenz des Spitzenwertdetektors mit der Messbandbreite $B_{SA} = 200$ Hz genau der Unterträgerfrequenz des leistungsstärksten Unterträgers entspricht. Dieser Unterträger wird nachfolgend mit dem Index i bezeichnet. Das Betragsquadrat des Spektrums des i -ten Unterträgers bei der Frequenz f_i ist

$$|S_{UT,i}(f)|^2 = \left| A_{i,\max} \operatorname{sinc} \left(\frac{f - f_i}{\Delta f} \right) \right|^2, \quad (5.34)$$

wobei $A_{i,\max}$ die Amplitude des Unterträgers bezeichnet. Mit der Annahme eines idealen Bandpasses mit der Bandbreite B_{SA} ergibt sich für das Spektrum des Detektorsignals

$$|S_{D,i}(f)|^2 = \left| A_{i,\max} \operatorname{sinc} \left(\frac{f - f_i}{\Delta f} \right) \operatorname{rect}_{B_{SA}}(f - f_i) \right|^2, \quad (5.35)$$

wobei $\operatorname{rect}_B(\cdot)$ die symmetrische Rechteckfunktion der Breite B bezeichnet. Für die Einhüllende des Detektorsignals im Zeitbereich ergibt sich mit der Abschätzung $\operatorname{sinc}(\cdot) \leq 1$:

$$|s_D(t)| \leq \left| A_{i,\max} \operatorname{sinc} \left(\frac{t}{B_{SA}} \right) e^{j2\pi f_i t} \right|. \quad (5.36)$$

Der Amplitudenwert $A_{i,\max}$ kann also im Detektor nicht überschritten werden. Entsprechend den Normvorgaben wird $A_{i,\max}$ zu $120 \text{ dB}\mu\text{V} = 1 \text{ V}$ gesetzt. Für die maximale Unterträgerenergie folgt

$$E_{UT,\max} = \frac{P_{UT,\max}}{\Delta f} = \frac{1 \text{ V}^2}{2} \cdot \frac{1}{\Delta f}, \quad (5.37)$$

wobei $P_{\text{UT,max}}$ der maximalen Signalleistung einer Sinusschwingung mit der Amplitude 1 V entspricht.

Da für den Unterträgerabstand $\Delta f > B_{\text{SA}}$ gilt, wird nicht die gesamte Leistung des Unterträgers im Spitzenwertdetektor erfasst. Ein realer Spitzenwertdetektor wird also eine niedrigere Amplitude messen und die Auswertung der maximalen Unterträgerenergie nach (5.37) dient als eine obere Schranke.

Durch die Beschränkung der Unterträgerenergie ergeben sich folgende Modifikationen der Bitloading-Algorithmen:

- Der Greedy-Algorithmus aus Abschnitt 5.4.7 muss um die Bedingung $E_i + w_i > E_{\text{UT,max}}$ erweitert werden. Diese wird im Testblock vor der Bedingung $w_i + E_{\text{tot}} > E_{\text{max}}$ eingefügt. Falls die Ungleichung wahr ist, wird $w_i = \infty$ gesetzt und das nächste minimale w_i gesucht. Falls die Ungleichung falsch ist, wird der Algorithmus unverändert fortgesetzt.
- Beim Waterfilling-Algorithmus werden zur Durchführung der Ratendiskretisierung aus Abschnitt 5.4.6 alle Bitraten der Unterträger so weit verringert, bis die zugewiesene Energie kleiner als $E_{\text{UT,max}}$ ist.

5.6 Begrenzung der Signalamplitude

Die zweite Bedingung der Norm EN 50065-1 (vgl. Abschnitt 2.2.1) entspricht einer Begrenzung der zulässigen Signalamplitude. Entsprechend den Normvorgaben kann durch Limitieren der Amplitude (engl. *clipping*) auf $A_{\text{ges,max}} = 5 \text{ V}$ des Sendesignals ein Überschreiten verhindert werden.

Für das Ausgangssignal $x_c(t)$ in Basisbanddarstellung folgt durch Anwenden des Signalbegrenzungsfilters

$$x_c(t) = \begin{cases} x(t), & |x(t)| \leq A_{\text{ges,max}} \\ A_{\text{ges,max}} e^{j \arg(x(t))}, & |x(t)| > A_{\text{ges,max}} \end{cases}. \quad (5.38)$$

Durch die Signalbegrenzung entsteht ein Verlust der Amplitudeninformation, wohingegen die Phaseninformation $\arg(x(t))$ des Sendesignals $x(t)$ erhalten bleibt.

Ein OFDM-Signal weist eine stark variierende Amplitude mit zufälligem Charakter auf. Entsprechend führt eine Signalbegrenzung des OFDM-Signals stets zu unerwünschten Verzerrungen. Neben der Beeinträchtigung des Nutzsignals ist ein weiterer Effekt die Erhöhung der Außerbandstörung, da durch die Nichtlinearität des Begrenzungsfilters die Orthogonalität der Unterträger aufgehoben wird. Im Folgenden werden die Auswirkungen auf das Nutzsignal durch das Clipping genauer betrachtet.

5.6.1 Approximation des Crestfaktors

Zur Charakterisierung einer Signalform wird häufig der sogenannte Crestfaktor verwendet

$$\lambda_{\text{CF}} = \frac{\max\{x(t)\}}{\sigma}, \quad (5.39)$$

wobei $\sigma^2 = E\{|x(t)|^2\}$ der mittleren OFDM-Sendeleistung vor der Signalbegrenzung entspricht. Das Quadrat des Crestfaktors wird auch als *Peak-to-average power ratio* (PAPR) bezeichnet [71]:

$$\mathcal{P} = \lambda_{\text{CF}}^2 = \frac{\max\{x(t)\}^2}{\sigma^2}. \quad (5.40)$$

Für den Schaltungsentwurf bedeutet ein hoher Crestfaktor, dass aktive Bauteile über einen großen Dynamikumfang verfügen müssen, um die Signalform unverzerrt übertragen zu können. Des Weiteren ist die maximal zulässige Signalamplitude wie beschrieben durch EMV-Vorschriften begrenzt. Im Folgenden wird die Verteilungsfunktion des Crestfaktors für OFDM gemäß den Spezifikationen aus Abschnitt 5.3 betrachtet.

Die Verteilungsfunktion des Crestfaktors bei OFDM mit K Unterträgern kann nach [69] wie folgt approximiert werden:

$$F(\lambda_{\text{CF}}) = \left(1 - e^{-\frac{1}{2}\lambda_{\text{CF}}^2}\right)^{\alpha K}, \quad (5.41)$$

wobei die Annahme zugrunde liegt, dass die Amplitudenverteilung des OFDM-Signals für große K einem gaußverteilten Rauschprozess entspricht.

Im Falle einer Überabtastung des OFDM-Signals wird die stochastische Abhängigkeit der Abtastwerte durch den Faktor α berücksichtigt. Für den Spezialfall fehlender Überabtastung gilt $\alpha = 1$. Der Faktor α muss nach [69] empirisch ermittelt werden.

Nach [69] wird von einem komplexen Basisbandsignal mit Rayleighverteilten Amplituden ausgegangen (vgl. Anhang A.7). Gemäß den Annahmen aus Abschnitt 5.3 wird für das adaptive OFDM-System aufgrund der niedrigen Frequenzen von einem reellen Basisbandsignal ausgegangen. Nachfolgend wird daher die Approximation des Crestfaktors für ein reelles Sendesignal hergeleitet.

Für die Dichtefunktion des Betrags einer gaußverteilten Zufallsvariable $Y = |X|$ mit $X \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ gilt, dass Y einer sogenannten Halb-Normalverteilung folgt. Die Wahrscheinlichkeitsdichte der Halb-Normalverteilung ist wie folgt definiert

$$f_Y(y) = \frac{\sqrt{2}}{\sigma\sqrt{\pi}} e^{-\frac{y^2}{2\sigma^2}}, \quad y \geq 0. \quad (5.42)$$

Entsprechend gilt die Halb-Normalverteilung für den Betrag der Abtastwerte des reellen OFDM-Zeitsignals $x(t)$.

Zunächst wird angenommen, dass keine Überabtastung des OFDM-Signals im Zeitbereich vorliegt. Bei K stochastisch unabhängigen Abtastwerten des OFDM-Symbols gilt für die Wahrscheinlichkeit, dass der Betrag des Signals $x(nT)$ für jeden Abtastzeitpunkt nT mit $n \in \{1, \dots, K\}$ kleiner als z ist

$$P\left(\max_n (|x(nT)|) \leq z\right) = \prod_{n=1}^K P(x(nT) \leq z) = F_x(z)^K, \quad (5.43)$$

wobei $F_x(z)$ der Verteilungsfunktion der Halb-Normalverteilung gemäß (5.42) entspricht:

$$F_x(z) = \int_0^z f_x(\tau) \, d\tau = \operatorname{erf}\left(\frac{z}{\sigma\sqrt{2}}\right). \quad (5.44)$$

Die gaußsche Fehlerfunktion wird dabei mit $\operatorname{erf}(\cdot)$ bezeichnet, d. h.

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-\tau^2} \, d\tau. \quad (5.45)$$

Durch Einsetzen von (5.39) in (5.42) folgt für die Verteilungsfunktion des Crestfaktors des reellwertigen OFDM-Signals

$$F_{\text{CF}}(\lambda_{\text{CF}}) = \text{erf} \left(\frac{\lambda_{\text{CF}}}{\sqrt{2}} \right)^K. \quad (5.46)$$

5.6.1.1 Auswertung der Crestfaktor-Approximation

Da nach Spezifikation des OFDM-Systems aus Abschnitt 5.3 nur 97 der 512 möglichen Unterträger belegt sind, können die 512 Abtastwerte eines OFDM-Symbols nicht mehr als unkorreliert angenommen werden. Analog zur Beschreibung des komplexwertigen OFDM-Signals (5.41) wird daher ein Exponent α als Korrekturfaktor eingeführt. Die approximierte Verteilungsfunktion ergibt sich zu

$$\tilde{F}_{\text{CF}}(\lambda_{\text{CF}}) = \text{erf} \left(\frac{\lambda_{\text{CF}}}{\sqrt{2}} \right)^{\alpha K}. \quad (5.47)$$

Durch Parametervariation kann der Wert $\alpha = 4,1$ des Exponenten bestimmt werden, mit dem sich eine gute Übereinstimmung mit der tatsächlichen Verteilung ergibt.

In Abbildung 5.3 sind die simulierte Verteilungsfunktion des Crestfaktors und die Approximation nach (5.47) dargestellt. Zur logarithmischen Darstellung wurde die Umrechnung $\lambda_{\text{CF,dB}} = 20 \log_{10}(\lambda_{\text{CF}})$ verwendet. Die Abbildung zeigt, dass die Approximation der Verteilungsfunktion gut mit der simulierten Kurve über den gesamten dargestellten Bereich übereinstimmt.

Durch Auswerten des Verlaufs von $\tilde{F}_{\text{CF}}(\lambda_{\text{CF}})$ können Aussagen über die Wahrscheinlichkeit des Crestfaktors getroffen werden. So beträgt beispielsweise die Wahrscheinlichkeit, dass der Crestfaktor größer als 8 dB ist, bereits $P(\lambda_{\text{CF,dB}} > 8\text{dB}) > 99,1\%$. Der große Crestfaktor ist dabei problematisch, da die Verzerrungen durch die anschließende Signalbegrenzung zu einer Erhöhung der BER führen.

Die Verzerrung wirkt sich umso schädlicher aus, je größer der Crestfaktor im Vergleich zur Begrenzungsschwelle ist. Der Bereich lässt sich aus Abbildung 5.3 als Abflachen der Kurve erkennen. Soll Clipping vermieden werden, darf eine Signalbegrenzung erst in der Größenordnung von $4,47 \cdot \sigma$ (entspricht $\lambda_{\text{CF,dB}} = 13\text{ dB}$) wirksam sein. Von regulatorischen

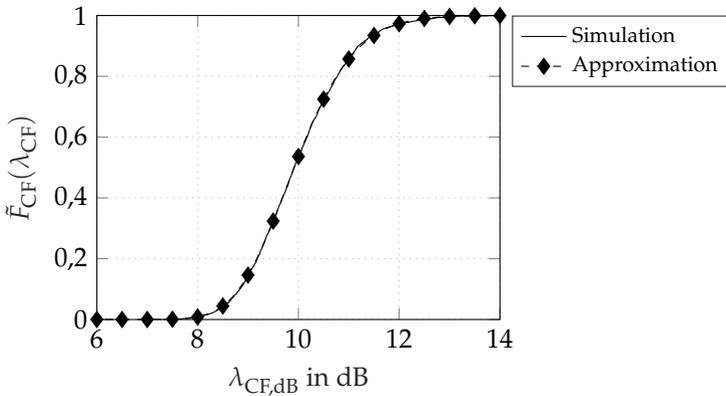


Abbildung 5.3 Simulation und Approximation der Verteilungsfunktion des Crestfaktors bei statischer 64-QAM Trägerbelegung der OFDM

Problemen abgesehen, müsste die Spitzenleistung der Sendeendstufen dazu auf das 20-fache der mittleren OFDM-Sendeleistung ausgelegt sein. Es ist daher wünschenswert, den Crestfaktor zu minimieren. Im Folgenden wird eine entsprechend optimale Signalbegrenzungsschwelle bestimmt.

5.6.2 Bestimmung des Clipping-Pegels

Für die weitere Untersuchung wird der Clipping-Pegel nach [72] wie folgt definiert:

$$x_c = \frac{A_{\text{ges,max}}}{\sigma}, \quad (5.48)$$

wobei $A_{\text{ges,max}}$ der Schwelle des Signalbegrenzungsfilters (5.38) entspricht. Für die gesamte zur Verfügung stehende Sendeenergie eines OFDM-Symbols (5.20) folgt durch Einsetzen von x_c

$$E_{\text{max}} = \frac{\sigma^2}{\Delta f} = \frac{A_{\text{ges,max}}^2}{x_c^2 \Delta f}. \quad (5.49)$$

Die Sendeleistung des Bitloading-Verfahrens wird entsprechend durch Auswahl des Clipping-Pegels x_c definiert. Zur Auswahl sind zwei gegensätzliche Effekte zu berücksichtigen: Eine Erhöhung der Sendeleistung führt zu einer Reduzierung der BER, die durch das Kanalrauschen verursacht wird. Diesem Effekt entgegengesetzt, steigt die Wahrscheinlichkeit von Bitfehlern, die aus Verzerrungen durch Clipping resultieren. Aufgrund der nichtlinearen Signalbegrenzung lassen sich die genannten Bitfehlerursachen nicht unabhängig voneinander betrachten.

Da Clipping-Fehler durch das Bitloading-Verfahren nicht berücksichtigt werden, hat die Wahl des Clipping-Pegels (5.48) einen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit des Verfahrens. Ein geeignetes x_c kann durch Minimieren der Bitfehlerwahrscheinlichkeit gefunden werden:

$$\hat{x}_c = \arg \min_{x_c} P_b(x_c). \quad (5.50)$$

Nachfolgend wird die optimale Lösung näherungsweise durch Minimieren der Bitfehlerrate mittels Variation von x_c bestimmt. Die Optimierung wird dabei unter realistischen Kanalbedingungen, wie in Abschnitt 3.4.1.2 definiert, durchgeführt.

5.6.2.1 Adaptives OFDM

Zunächst wird die Lösung \hat{x}_c unter Verwendung des Bitloading-Verfahrens nach Abschnitt 5.4.7 bestimmt. In Abbildung 5.4 sind die Bitfehlerraten in Abhängigkeit vom Clipping-Pegel in den unterschiedlichen Referenzszenarien nach Abschnitt 3.4.1.2 dargestellt.

Für die Darstellung wurde der Clipping-Pegel x_c im Bereich von 0 bis 12 mit einer Schrittweite von 0,2 variiert. Die Vorgabe der Bitfehlerrate des Bitloading-Verfahrens beträgt 10^{-3} . Gut zu erkennen ist, dass in dem Bereich $0 < x_c < 4$ die Bitfehlerraten stark abfallen und dann weitestgehend auf gleichem Niveau bleiben. Für kleine Werte von x_c entstehen vorwiegend Bitfehler durch das häufige Auftreten von Clipping. Für größere Werte von x_c spielt Clipping dagegen eine untergeordnete Rolle und die Bitfehlerrate wird hauptsächlich durch die Kanaleigenschaften bestimmt. Das Bitloading-Verfahren führt für $4 < x_c$ schließlich zu einem Abflachen der Kurven, da durch die adaptive Eigenschaft verhin-

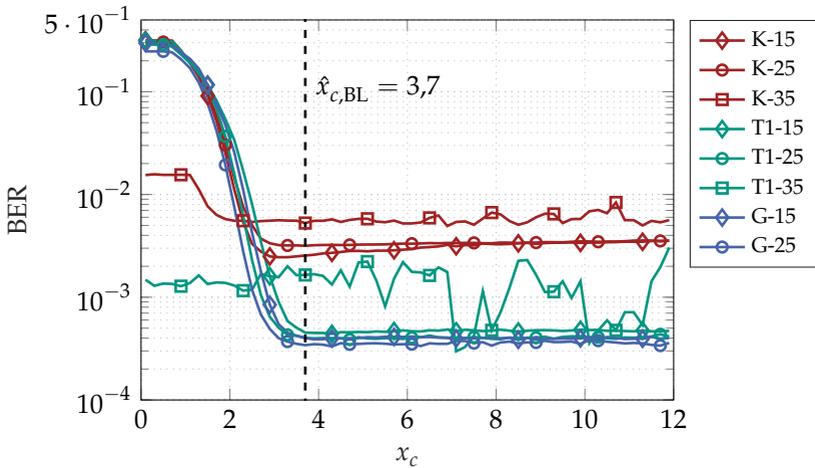


Abbildung 5.4 Einfluss des Clipping-Pegels x_c auf die Bitfehlerrate bei Verwendung von Bitloading unter verschiedenen Kanalbedingungen

dert wird, dass die Bitfehlerrate durch das Kanalrauschen für ein größer werdendes x_c wieder ansteigt.

Unter ungünstigen Kanalbedingungen, wie beispielsweise in den Referenzszenarien K-35 und T1-35, ist das Abflachen der Kurven zu Beginn geringer ausgeprägt. Aufgrund des starken Kanalrauschens können Bitfehler durch das Clipping gegenüber den Kanaleigenschaften vernachlässigt werden. Dies führt dazu, dass das Bitloading-Verfahren bereits für kleine Werte von x_c die Bitfehlerrate reduziert.

Um eine möglichst große Sendeleistung zu erhalten, sollte x_c , unter Berücksichtigung der erreichbaren kleinsten Bitfehlerrate, so klein wie möglich gewählt werden. Zur Parametrierung des Bitloading-Verfahrens wird der Clipping-Pegel daher an die Schwelle des Abflachens der Kurven aus Abbildung 5.4 gelegt. Durch Ablesen wird der Wert $\hat{x}_{c,BL} = 3,7$ bestimmt.

5.6.2.2 Statisches OFDM

Analog zur Optimierung des Clipping-Pegels unter Verwendung von Bitloading wird nachfolgend die minimale BER bei statischer Unterträ-

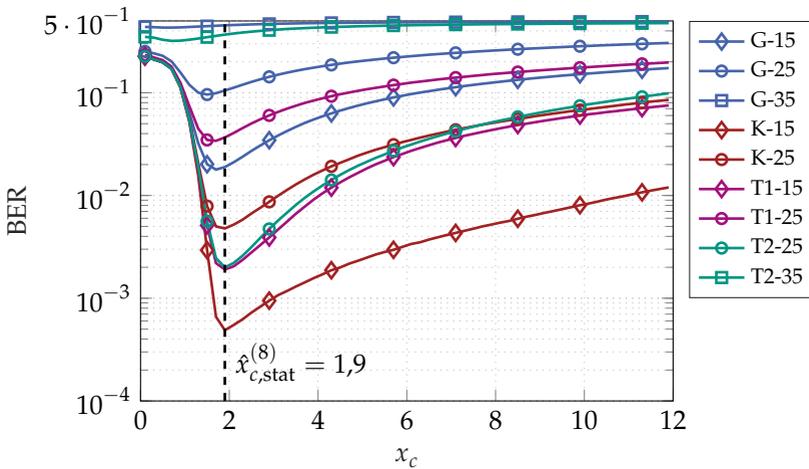


Abbildung 5.5 Einfluss des Clipping-Pegels x_c auf die Bitfehlerrate bei Verwendung von statischer 8-QAM Trägerbelegung unter verschiedenen Kanalbedingungen

gerbelegung bestimmt. Der Verlauf der BER hängt neben dem Rauschenzenario zusätzlich von der Wertigkeit M und der Art der Modulation ab (bspw. M-PSK oder M-QAM).

Bei ansonsten gleicher Parametrierung der statischen OFDM, wie in Abschnitt 5.6.2.1 beschrieben, ist das Ergebnis der BER in Abhängigkeit von x_c beispielhaft für 8-QAM in Abbildung 5.5 gezeigt. Als Gemeinsamkeit der dargestellten Bitfehlerraten ist zu erkennen, dass die BER zunächst für ein größer werdendes x_c abfallen (negativer Gradient) und nach Erreichen eines Tiefpunktes kontinuierlich steigen (positiver Gradient). Der Bereich mit negativen Gradienten ist, wie im Falle von Bitloading, dem häufigen Auftreten von Clipping zuzuordnen. Im Gegensatz zum Bitloading zeigt sich nach Erreichen des Tiefpunktes ein positiver Gradient der BER, da die BER nun durch das Kanalrauschen dominiert wird und sich durch die abnehmende Signalleistung verschlechtert.

Die Position des Tiefpunktes der BER auf der x_c -Achse variiert in Abhängigkeit vom Referenzkanal. Bei größer werdender Kanaldämpfung hat das Kanalrauschen einen stärkeren Einfluss und das Minimum verschiebt sich nach links. Dies ist beispielsweise im Vergleich eines 350-

Tabelle 5.2 Clipping-Pegel $\hat{x}_{c,\text{stat}}^{(M)}$ für minimale BER bei statischer OFDM-Trägerbelegung in Abhängigkeit von M und verschiedenen Referenzkanälen

Kanal	BPSK	QPSK	8-QAM	16-QAM	32-QAM	64-QAM
G-15	1,3	1,1	1,7	1,7	1,9	2,1
G-25	0,9	0,9	1,5	1,5	1,7	1,9
G-35	0,1	0,1	0,7	0,9	0,7	0,9
K-15	1,3	1,3	1,9	1,9	2,3	2,5
K-25	1,1	1,1	1,9	1,9	2,1	2,3
K-35	0,5	0,5	0,9	1,1	1,1	1,1
T2-15	–	–	–	2,3	2,3	2,7
T2-25	1,7	1,3	1,9	1,9	2,1	2,3
T2-35	0,3	0,3	0,7	0,9	0,9	0,9
T1-15	1,7	1,3	1,9	1,9	2,1	2,3
T1-25	1,1	1,1	1,7	1,7	1,9	2,1
T1-35	0,3	0,3	0,7	0,9	0,9	1,1

m -Kanals mit einem 150- m -Referenzkanal zu erkennen. In Tabelle 5.2 sind die Minimalstellen $\hat{x}_{c,\text{stat}}^{(M)}$ der BER für QAM und $M = 2, 4, \dots, 64$ zusammengefasst.

Neben der Kanaldämpfung hat das Modulationsverfahren einen Einfluss auf den Kurvenverlauf. Es zeigt sich, dass die Minimalstelle bei höherwertigen Modulationsarten auf der x_c -Achse nach rechts verschoben wird. Der schädliche Einfluss des Clippings überwiegt daher überproportional den Einfluss des Kanalrauschens für ein größer werdendes M . Dies zeigt die Schwierigkeit, ohne Kenntnis des Rauschniveaus am Empfänger bei einer Beschränkung der Sendeamplitude die optimale Sendeleistung am Sender einzustellen.

Für den weitergehenden Vergleich der statischen Modulation und des Bitloading-Verfahrens wird für jedes M ein konstantes $\hat{x}_{c,\text{stat}}^{(M)}$ un-

Tabelle 5.3 Optimierter Clipping-Pegel in Abhängigkeit von M

	BPSK	QPSK	8-QAM	16-QAM	32-QAM	64-QAM
$\hat{x}_{c,stat}^{(M)}$	1,3	1,3	1,9	2,3	2,3	2,3

abhängig vom konkreten Rauschscenario, festgelegt. Da aus Tabelle 5.2 ersichtlich ist, dass kein gemeinsames Optimum existiert, wird ein Wert gewählt, der für mindestens einen Referenzkanal optimal ist. Die festgelegten Werte $\hat{x}_{c,stat}^{(M)}$ sind in Tabelle 5.3 gezeigt.

Durch die Wahl eines konstanten $\hat{x}_{c,stat}^{(M)}$ ergibt sich für die betrachteten Referenzkanäle im Allgemeinen eine Abweichung zum optimalen Wert. Der relative Fehler der BER ergibt sich zu

$$\delta_{\text{BER}(x_c)}^{(M)} = \frac{\text{BER}\left(\hat{x}_{c,stat}^{(M)}\right) - \text{BER}\left(\hat{x}_{c,stat}^{(M)}\right)}{\text{BER}\left(\hat{x}_{c,stat}^{(M)}\right)}. \quad (5.51)$$

Die Auswertung des relativen Fehlers in Abhängigkeit von den Referenzkanälen ist in Tabelle 5.4 zusammengefasst.

Die Auswertung zeigt, dass der relative Fehler in Abhängigkeit vom Referenzkanal teilweise stark variiert. Der Fehler ist insbesondere bei den günstigen Kanalbedingungen T1-15 und T2-15 am größten, da der Verlauf der BER dort ein ausgeprägtes Minimum besitzt (vgl. Abbildung 5.5). Der maximale relative Fehler wird für BPSK mit einem Wert von 46 % ermittelt. Dies macht deutlich, dass eine optimale Einstellung der Sendeamplitude bei statischer Trägerbelegung der OFDM ohne Kenntnis des Rauschscenarios am Empfänger a-priori nicht möglich ist. Für einen Vergleich zwischen statischer Trägerbelegung und dem Bitloading-Verfahren ist es somit sinnvoll, den Clipping-Pegel der statischen Modulation entsprechend dem Störszenario anzupassen.

Tabelle 5.4 Relativer BER-Fehler $\delta_{\text{BER}(x_e)}^{(M)}$ in Abhängigkeit von den Referenzkanälen

Kanal	BPSK	QPSK	8-QAM	16-QAM	32-QAM	64-QAM
G-15	<0,01	0,02	0,06	0,18	0,08	0,03
G-25	0,08	0,10	0,09	0,16	0,07	0,05
G-35	0,05	0,04	0,05	0,05	0,04	0,03
K-15	<0,01	<0,01	<0,01	0,12	<0,01	0,08
K-25	0,04	0,04	<0,01	0,15	0,06	<0,01
K-35	0,13	0,11	0,12	0,13	0,09	0,07
T2-15	–	–	–	<0,01	<0,01	0,30
T2-25	0,08	<0,01	<0,01	0,16	0,04	<0,01
T2-35	0,14	0,11	0,13	0,12	0,09	0,07
T1-15	0,46	<0,01	<0,01	0,13	0,04	<0,01
T1-25	0,01	0,05	0,07	0,19	0,08	0,03
T1-35	0,09	0,07	0,08	0,07	0,05	0,04

6 Evaluation der adaptiven Übertragungsmethoden

In diesem Kapitel werden die adaptiven Modulationsverfahren aus den Kapiteln 4 und 5 unter realistischen Kanalbedingungen simuliert und verglichen. Hierzu wird das zyklstationäre Kanalmodell aus Abschnitt 3.4.1 verwendet.

Um die Leistungsfähigkeit der adaptiven Verfahren mit dem Stand der Technik zu vergleichen, wird der PRIME-Standard aus Kapitel 2 als Referenz verwendet. Um eine Vergleichbarkeit zu erreichen, werden die Verfahren unter identischen Bedingungen des Übertragungskanals ausgewertet.

Zunächst werden die Simulationsumgebung und die Kanaleigenschaften zur Evaluation der Verfahren vorgestellt. Anschließend erfolgt der Vergleich der adaptiven Verfahren und die Auswertung der jeweiligen Vor- und Nachteile, basierend auf den Simulationsergebnissen.

6.1 Simulationsumgebung und Systemparameter

Die Evaluation der Übertragungsverfahren erfolgt in einer flexibel parametrierbaren Simulationsumgebung. Hierzu wurde das adaptive M-FSK- und das OFDM-Verfahren in Matlab implementiert. Die Simulationsumgebung des PRIME-Standards wurde gemäß Abschnitt 2.7.2 in GNU Radio implementiert.

Als Datenbasis der Kanaleigenschaften kommen die Referenzkanäle aus Abschnitt 3.4.1.1 zum Einsatz. Die Langzeitsimulationen der einzelnen Verfahren beziehen sich auf den Referenzkanal *250 m mittel*. Der Kanal wurde ausgewählt, da er von den Dämpfungswerten im mittleren

Bereich der Referenzkanäle liegt. Zur Simulation des Kanalrauschens werden die Daten der Messorte S1, S2 und S3 gemäß der Messkampagne aus Abschnitt 3.2.6 verwendet. Die Systembandbreite der Verfahren entspricht dem Frequenzbereich des PRIME-Standards im CENELEC A-Band von 42 kHz bis 89 kHz (vgl. Tabelle 2.2).

Aus einer Rauschmessung werden jeweils 450 Netzperioden pro Messdatei für die Simulation verwendet. Die ersten 100 Netzperioden dienen bei den adaptiven Verfahren zur Schätzung der effektiven Rauschleistungsdichte sowie zur Schätzung der Kanalübertragungsfunktion. Die verbleibenden 350 Netzperioden werden zur Simulation der Übertragung und zur Berechnung der Bitfehlerrate verwendet.

Zur Synchronisation der Übertragung mit dem Beginn der Netzperiode verwenden die adaptiven Verfahren das Signal des Netznulldurchgangsdetektors, welches gleichzeitig zur Rauschmessung aufgezeichnet wurde. Innerhalb einer Netzperiodendauer wird stets eine ganzzahlige Anzahl von Sendesymbolen übertragen. Die verbleibende Restdauer des letzten Sendesymbols der aktuellen Netzperiode bis zum Beginn des nächsten Netznulldurchgangs bleibt unbelegt und wird zur Kompensation des Netznulldurchgangsjitters genutzt.

Als Bewertungskriterium der Verfahren werden jeweils die BER sowie die Bitübertragungsrate für jede Messdatei ausgewertet. Als Zielvorgabe der adaptiven Verfahren wird eine BER von mindestens 10^{-3} gefordert.

Um den BER-Gewinn des adaptiven Verfahrens im Vergleich zur statischen Modulation zu berechnen, wird der mittlere BER-Gewinn über sämtliche Einzelmessungen pro Messort ausgewertet. Es gilt

$$\begin{aligned} \overline{G_{\text{BER}}} &= 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=1}^{M_{\text{Ort}}} \text{BER}_{\text{stat.}}(i)}{\sum_{i=1}^{M_{\text{Ort}}} \text{BER}_{\text{adapt.}}(i)} \right) \\ &= 10 \log_{10} \left(\frac{\overline{\text{BER}_{\text{stat.}}}}{\overline{\text{BER}_{\text{adapt.}}}} \right), \quad \text{mit } M_{\text{Ort}} = 553, \end{aligned} \quad (6.1)$$

wobei $\text{BER}_{\text{stat.}}(i)$ und $\text{BER}_{\text{adapt.}}(i)$ die BER der i -ten Messung des statischen bzw. des adaptiven Verfahrens bezeichnen.

Analog zur Auswertung des BER-Gewinns lässt sich die relative Differenz der Bitrate zwischen adaptiver und stationärer Modulation auswerten. Der Bitratengewinn berechnet sich zu

$$\begin{aligned} \overline{G_{\text{Rate}}} &= \frac{\sum_{i=1}^{M_{\text{Ort}}} \left(\text{Rate}_{\text{adapt.}}(i) - \text{Rate}_{\text{stat.}}(i) \right)}{\sum_{i=1}^{M_{\text{Ort}}} \text{Rate}_{\text{stat.}}(i)} \\ &= \frac{\overline{\text{Rate}_{\text{adapt.}}} - \overline{\text{Rate}_{\text{stat.}}}}{\overline{\text{Rate}_{\text{stat.}}}}, \end{aligned} \quad (6.2)$$

wobei $\text{Rate}_{\text{stat.}}(i)$ und $\text{Rate}_{\text{adapt.}}(i)$ die Bitrate der i -ten Messung des statischen bzw. adaptiven Verfahrens bezeichnen.

6.2 PRIME-Standard

Um die adaptiven Verfahren mit dem Stand der Technik zu vergleichen, wird zunächst die Implementierung des PRIME-Standards v1.4 gemäß Kapitel 2 betrachtet. Die Ergebnisse der Simulation dienen als Bezug, um die BER und die Bitrate der verschiedenen Verfahren in Relation zu setzen. Die OFDM-Parameter des Standards sind in Tabelle 2.2 angegeben. Als Übertragungskanal wird der erste Kanal ausgewählt ($N_{\text{CH}} = 1$), sodass eine Übertragung ausschließlich im CENELEC A-Band erfolgt.

Um ein Überschreiten der zulässigen Signalamplitude zu verhindern, wird ein Signalbegrenzungsfiler nach Abschnitt 5.6 auf das Ausgangssignal angewendet. Als Clipping-Pegel werden die Werte aus Tabelle 5.3 gemäß der Analyse zur statischen OFDM-Trägerbelegung übernommen (vgl. Abschnitt 5.6.2).

Als Modulationsverfahren des PRIME-Standards werden in der Payload DBPSK, DQPSK und D8PSK verwendet. Zur Analyse der robusten Modulationsverfahren wird DBPSK, die zusätzliche Verwendung des Faltungscodierers (CC-DBPSK) sowie DBPSK bei Verwendung des Faltungscodierers und Wiederholungscodierers (R-DBPSK) betrachtet. Die zu den jeweiligen Modulationsverfahren korrespondierenden Datenraten der Payload können der Tabelle 2.5 entnommen werden.

In Abbildung 6.1 ist der Verlauf der Bitfehlerrate an den verschiedenen Messorten über der Zeit aufgetragen. Die Auswertungen beziehen

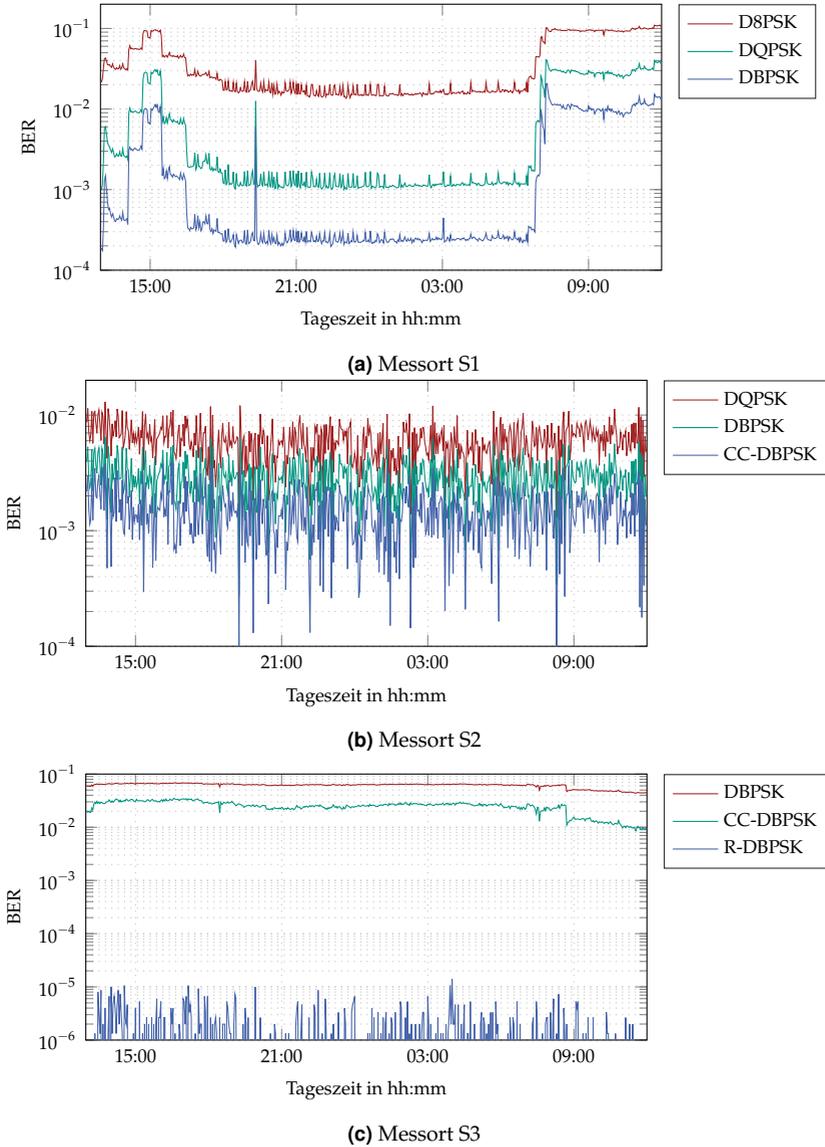


Abbildung 6.1 Langzeitverlauf der Bitfehlerrate bei Verwendung des PRIME-Standards an den Messorten S1, S2 und S3

Tabelle 6.1 Vergleich der durchschnittlichen BER bei Verwendung des PRIME-Standards

Ort	D8PSK	DQPSK	DBPSK	CC-DBPSK	R-DBPSK
S1	$4,0 \cdot 10^{-2}$	$8,9 \cdot 10^{-3}$	$3,0 \cdot 10^{-3}$	–	–
S2	–	$6,2 \cdot 10^{-3}$	$2,9 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	–
S3	–	–	$6,1 \cdot 10^{-2}$	$2,5 \cdot 10^{-2}$	$1,2 \cdot 10^{-6}$

sich im Folgenden stets auf den Payload-Anteil der Übertragung. Die durchschnittlichen Bitfehlerraten über den gesamten Messzeitraum sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst.

Für das System wird nach Abschnitt 6.1 eine maximale BER von 10^{-3} gefordert. Der Verlauf der Bitfehlerraten steht in Übereinstimmung mit den Ergebnissen der zyklstationären Rauschanalyse aus Abschnitt 3.3.5.8. An Messort S1 kann die Vorgabe nur von DBPSK und mit Einschränkungen von DQPSK innerhalb der Abend- und Nachtzeit erreicht werden. Mit der erhöhten Rauschleistungsdichte ab 7:00 Uhr kann die Vorgabe ohne zusätzliche Kanalcodierung nicht mehr eingehalten werden. Die Größe der Schwankung der BER während des Beobachtungszeitraums hängt von der verwendeten Modulationsart ab. Der größte Sprung ist bei DBPSK um 7:00 Uhr zu erkennen und erreicht einen Faktor von 100. Derartige tageszeitabhängige Schwankungen der Rauschleistung sind typisch für Niederspannungsnetze. Für die Kommunikation zwischen Endgeräten im Stromnetz bedeuten die Schwankungen, dass Verbindungen unter Umständen zu bestimmten Tageszeiten nicht funktionieren.

An Messort S2 ist aufgrund der zahlreichen impulsiven Störungen (vgl. Abbildung 3.23) die Schwankung der BER stark ausgeprägt. Bei Verwendung der Modulationsarten DBPSK und DQPSK kann die BER-Vorgabe im Mittel nicht erreicht werden. Bei Verwendung von CC-DBPSK wird die BER-Vorgabe sporadisch unterschritten. In der Praxis wäre eine derartige Verbindung aufgrund der starken Schwankungen ungeeignet.

Messort S3 weist im Vergleich die höchste Rauschleistungsdichte auf. Mit dem Modulationsverfahren DBPSK sowie mit zusätzlich aktivem Faltungscodierer wird die BER-Vorgabe um mindestens den Faktor 10

überschritten. Eine zuverlässige Übertragung ist daher nicht möglich. Erst bei Verwendung des Robust-Mode, d. h. bei gleichzeitiger Verwendung des Faltungscodierers und Wiederholungscodierers, verbessert sich die BER auf einen Wert kleiner 10^{-5} . Das Beispiel verdeutlicht die hohe praktische Relevanz des Robust-Modus aufgrund der größten Verbesserung gegenüber allen weiteren Modulationsverfahren des PRIME-Standards.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass die Simulationsergebnisse die theoretischen Betrachtungen aus Abschnitt 2.7.2 sowie Erfahrungen aus der Praxis gut veranschaulichen. Insbesondere wird die hohe praktische Relevanz der robusten Modulationsverfahren deutlich. Aufgrund der allgemein hohen Rauschleistung und starken zeitlichen Varianz kann häufig eine zuverlässige Kommunikation nur unter Verwendung der Modulationsarten CC-DBPSK bzw. R-DBPSK erreicht werden.

6.3 Adaptives M-FSK-Verfahren

Nachfolgend wird das adaptive M-FSK-Verfahren aus Kapitel 4 ausgewertet. Die adaptive Bestimmung des Symbolalphabets erfolgt gemäß dem Algorithmus aus Abschnitt 4.4.5. Die Systemparameter entsprechen den Ausführungen aus Abschnitt 4.3 und sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst.

Zunächst wird das Kurzzeitverhalten des Algorithmus anhand einer Einzelmessung exemplarisch analysiert. Anschließend folgt die Auswertung des adaptiven Verfahrens im Verlauf der gesamten Messkampagne.

6.3.1 Kurzzeitanalyse

Um die Funktionsweise des adaptiven M-FSK-Verfahrens zu illustrieren, wird im Folgenden das Kurzzeitverhalten innerhalb einer Netzperiode betrachtet. Exemplarisch wird eine Übertragung unter Verwendung des Referenzkanals *350 m schlecht* (vgl. Abschnitt 3.4.1.1) und des Rauschens an Messort S3 um 13:00 Uhr simuliert. Die Kanaleigenschaften sind so gewählt, dass bei einer OFDM-Parametrierung gemäß dem PRIME-

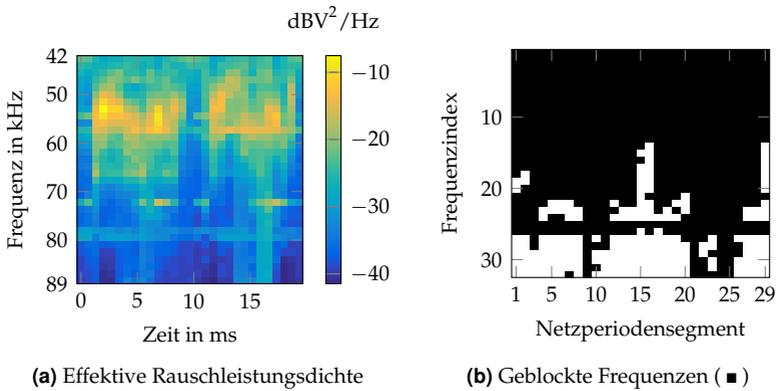


Abbildung 6.2 Kurzzeitverhalten der adaptiven M-FSK-Modulation

Standard aufgrund des geringen SNR die BER-Vorgabe auf keinem der OFDM-Unterträger erreicht werden kann.

Das Beispiel dient gleichzeitig zur Veranschaulichung der höheren Robustheit der M-FSK-Modulation gegenüber einem OFDM-basierten Verfahren unter schwierigen Kanalbedingungen. Eine ausführliche Analyse der Robustheit der adaptiven Verfahren erfolgt in Abschnitt 6.5.

Zunächst wird von einer perfekten Kanalschätzung ausgegangen, d. h., die Kanalübertragungsfunktion wird am Empfänger als bekannt vorausgesetzt. Das Ergebnis des adaptiven Verfahrens ist in Abbildung 6.2 dargestellt. Als Symbolanzahl wird der Wert $M = 32$ bestimmt. Entsprechend Tabelle 4.1 ergeben sich 29 Sendesymbole pro Netzperiodendauer. Die Schätzung der effektiven Rauschleistungsdichte ist in Abbildung 6.2(a) dargestellt. Insgesamt ergeben sich durch die Sendesymbolauswahl 32×29 Schätzwerte.

Die Auswahl der verwendeten Symbolfrequenzen ist in Abbildung 6.2(b) illustriert. Gut zu erkennen ist die Variation der Symbolanzahl von 0, 2, 4, 8 und 16 über der Zeit. Die Auswahl der Symbolfrequenzen entspricht den Regionen mit niedriger Rauschleistungsdichte. Dabei werden sowohl in Zeit- als auch Frequenzrichtung vollständige Bereiche aufgrund der hohen Rauschleistungsdichte ausgespart.

Die Schätzung des Leistungsdichtespektrums des Rauschsignals und des M-FSK-Signals am Empfänger ist in Abbildung 6.3 dargestellt. Die

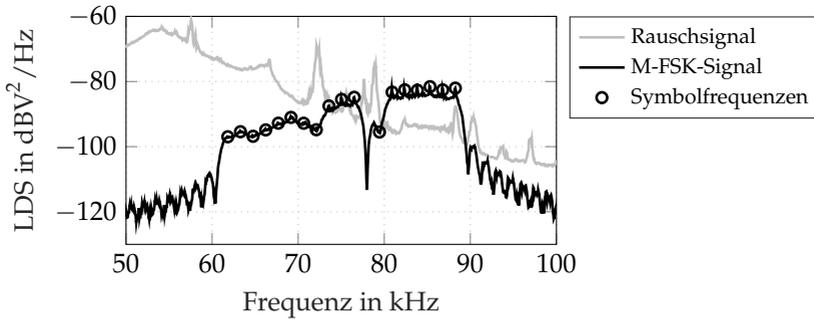


Abbildung 6.3 Vergleich der Leistungsdichtespektren des Rauschsignals und des MFSK-Signals am Empfänger

belegten Frequenzen über die Dauer einer Netzperiode sind mit Kreisen markiert. Insgesamt werden 18 von 32 möglichen Symbolfrequenzen genutzt. Die Höhe des Leistungsdichtespektrums einer Frequenz steht dabei in direktem Verhältnis zur Häufigkeit der Auswahl innerhalb einer Netzperiode nach Abbildung 6.2(b). Am häufigsten werden die Symbole mit dem größten Frequenzindex ausgewählt, da dort das Rauschleistungsdichtespektrum am niedrigsten ist. Eine Ausnahme ist bei dem Symbol mit der Frequenz 79,56 kHz zu erkennen. Aufgrund der benachbarten schmalbandigen Störer wird die Frequenz nach Abbildung 6.2(b) lediglich in 2 von 29 möglichen Zeitsegmenten verwendet.

6.3.1.1 Einfluss der Kanalschätzung

Gemäß Abschnitt 3.4.3 führt das Kanalrauschen zu einer fehlerhaften Schätzung der Kanalübertragungsfunktion, die in einer fehlerhaften Entzerrung resultiert. Im Folgenden wird der Einfluss der Kanalverzerrung auf das adaptive Verfahren betrachtet.

Zur Schätzung der Kanalübertragungsfunktion wird für das obige Beispiel eine Präambel aus $20 \cdot 32 = 640$ Pilotsymbolen verwendet. Aus der zeitvarianten Schätzung der Kanalübertragungsfunktion (3.52) wird durch Auswertung des Medians ein stationärer Wert geschätzt, d. h.

$$\hat{H}_k = \text{median} \left(\hat{H}_k^{(m)} \right). \quad (6.3)$$

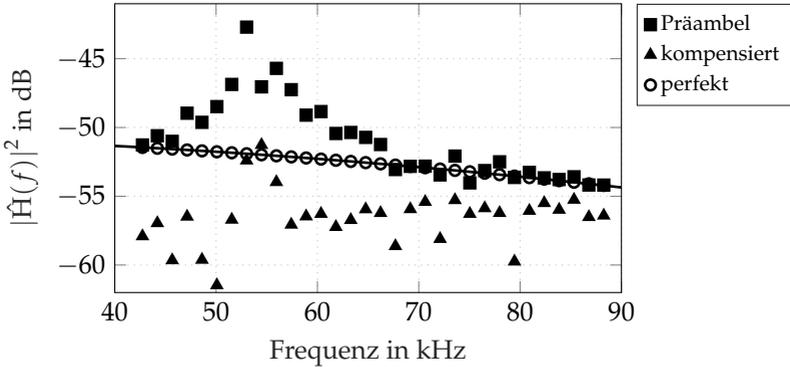


Abbildung 6.4 Vergleich der Schätzung der Kanalübertragungsfunktion am Empfänger

Das Ergebnis der Schätzung und die tatsächliche Kanalübertragungsfunktion sind in Abbildung 6.4 dargestellt. Aufgrund des geringen SNR ist der Einfluss des Rauschens auf die Schätzung deutlich sichtbar. Insbesondere im Bereich zwischen 50 kHz bis 60 kHz treten Abweichungen von mehr als 6 dB auf. Durch eine Verlängerung der Präambeldauer lässt sich die Schätzgenauigkeit verbessern.

Eine weitere Möglichkeit zur Bestimmung der Kanalübertragungsfunktion ist, die Schätzung der Rauschleistungsdichte zu berücksichtigen. Die Störleistung führt in der Regel dazu, dass die Kanaldämpfung zu klein geschätzt wird. Ein einfaches Kompensationsverfahren besteht darin, die geschätzte Rauschleistung vom Empfangssignal des Korrelators $Y_k^{(m)}$ abzuziehen, d. h.

$$\left| Y_k^{(m), \text{comp.}} \right| = \begin{cases} |Y_k^{(m)}| - |\hat{N}_{0,k}^{(m)}|, & |Y_k^{(m)}| \geq |\hat{N}_{0,k}^{(m)}| \\ |Y_k^{(m)}|, & \text{sonst} \end{cases}. \quad (6.4)$$

Durch das Einsetzen der Präambel $X_k^{(m)}$ folgt gemäß (3.52)

$$\hat{H}_k^{(m), \text{comp.}} = \frac{Y_k^{(m), \text{comp.}}}{X_k^{(m)}}. \quad (6.5)$$

Tabelle 6.2 Vergleich der Kanalschätzungsmethoden

Kanal- schätzung	Simulierte BER	BER 95%-Konfidenz- intervall	Bitrate in kbit/s	η in bit/s/Hz
Präambel	$3,59 \cdot 10^{-3}$	$[2,90 \cdot 10^{-3}, 4,40 \cdot 10^{-3}]$	3,75	0,080
kompensiert	$1,10 \cdot 10^{-4}$	$[1,33 \cdot 10^{-5}, 3,97 \cdot 10^{-4}]$	2,63	0,056
perfekt	$8,05 \cdot 10^{-5}$	$[9,75 \cdot 10^{-6}, 2,91 \cdot 10^{-4}]$	3,60	0,077

Eine Reduktion auf eine zeitinvariante kompensierte Kanalübertragungsfunktion ergibt sich durch Verwendung des Medians zu:

$$\hat{H}_k^{\text{comp.}} = \text{median} \left(\hat{H}_k^{(m), \text{comp.}} \right). \quad (6.6)$$

In Abbildung 6.4 ist das Ergebnis der kompensierten Kanalschätzung im Vergleich zur tatsächlichen Kanalübertragungsfunktion dargestellt. Dabei zeigt sich, dass die Kanaldämpfung ohne Kompensation der Rauschleistung in der Regel zu klein geschätzt wird.

Vorteil der kompensierten Kanalschätzung ist, dass die Robustheit des adaptiven Verfahrens erhöht wird. Die höhere Robustheit geht dabei zulasten der Datenrate.

Eine quantitative Auswertung der BER und der Bitrate in Abhängigkeit vom Schätzverfahren ist in Tabelle 6.2 zusammengefasst. Das unkompensierte präambelbasierte Verfahren verfehlt die BER-Vorgabe von 10^{-3} aufgrund der zu optimistisch geschätzten Kanalübertragungsfunktion. Gleichzeitig ist die Datenrate am größten. Im Vergleich führt eine kompensierte Kanalschätzung zu einer deutlichen Verbesserung der BER bei gleicher Länge der Präambel. Das beste Ergebnis mit der geringsten BER und der höchsten Bitrate wird bei perfekter Kanalschätzung erzielt, welche in der Praxis nur näherungsweise erreicht werden kann.

6.3.2 Langzeitanalyse

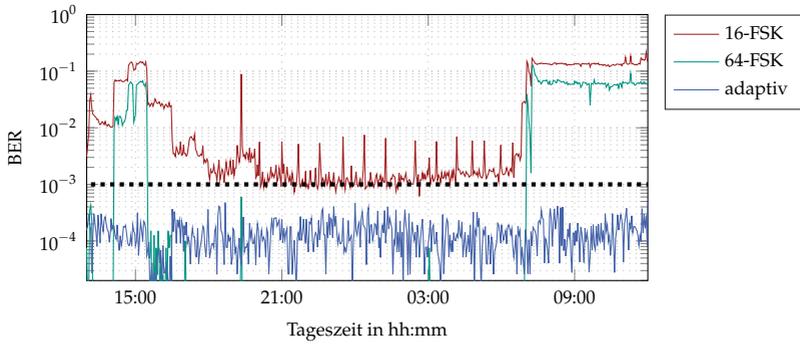
Nachfolgend wird das Langzeitverhalten der Simulation des adaptiven M-FSK-Verfahrens analysiert. Für die Übertragungssimulation werden der Referenzkanal *250 m mittel* und das Rauschen an allen drei Messorten betrachtet. Um die Ergebnisse der Simulation mit den weiteren Verfahren vergleichen zu können, wird die Kanalschätzung als perfekt angenommen.

6.3.2.1 Bitfehlerrate

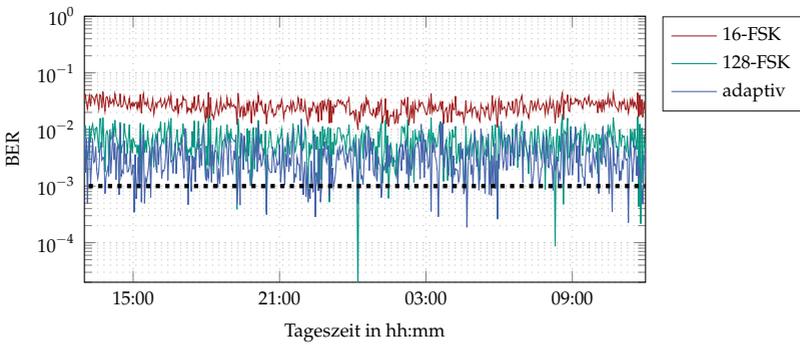
Der Verlauf der mittleren Bitfehlerrate über der Zeit ist in Abbildung 6.5 veranschaulicht. Als Vergleich ist zusätzlich die Bitfehlerrate bei statischer M-FSK-Modulation bei gleicher Parametrierung eingezeichnet. Die Symbolzahl M der statischen Modulation ist so gewählt, dass sich der geringste Abstand der mittleren Bitrate zwischen adaptiver und statischer Modulation ergibt.

Gut zu erkennen ist, dass die BER-Vorgabe an den Messorten S1 und S3 eingehalten wird. Bei Messort S2 ergibt sich eine um den Faktor 3,5 höhere BER. Die Abweichungen lassen sich mit den Ergebnissen der zyklstationären Analyse aus Kapitel 3.3 erklären. Die Zyklstationarität des Rauschens ist bei S2 wesentlich geringer im Vergleich zu den Messorten S1 und S3. Insgesamt schätzt das Verfahren bei S2 die Rauschleistungsdichte zu gering ein, da aperiodische impulsive Störer von der Schätzung nicht zuverlässig erfasst werden (vgl. Abschnitt 3.3.5.5). Dennoch erreicht das adaptive Verfahren eine geringere BER im Vergleich zu einer statischen 16-FSK-Modulation, die eine ähnliche Bitrate erzielt. Ebenso ist das adaptive Verfahren einer statischen 128-FSK, welche eine deutlich niedrigere Bitrate erreicht, überlegen.

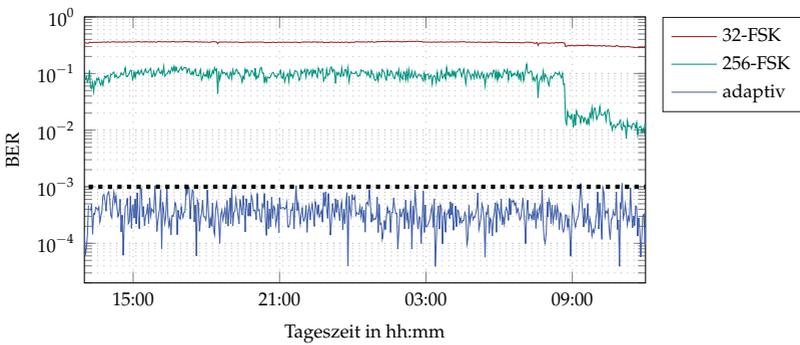
Messort S1 zeigt, dass das Verfahren in der Lage ist, Schwankungen im Langzeitverlauf der Rauschleistungsdichte auszugleichen. Die BER eines vergleichbaren statischen 16-FSK-Verfahrens zeigt deutliche Schwankungen um mehr als den Faktor 100 innerhalb des Beobachtungszeitraums. Um die Robustheit zu erhöhen, müsste auf ein 32- oder 64-FSK-Verfahren gewechselt werden, wodurch sich die Bitrate jedoch um 37,5 % bzw. 62,5 % reduzieren würde. Wie nachfolgend zu sehen ist,



(a) Messort S1



(b) Messort S2



(c) Messort S3

Abbildung 6.5 Langzeitverlauf der Bitfehlerrate an den Messorten S1, S2 und S3

Tabelle 6.3 Vergleich des mittleren BER-Gewinns

Ort	$\overline{\text{BER}}_{\text{adapt.}}$	$\overline{G}_{\text{BER}}$						
		4-FSK	8-FSK	16-FSK	32-FSK	64-FSK	128-FSK	256-FSK
S1	$1,4 \cdot 10^{-4}$	31,4 dB	28,4 dB	24,5 dB	22,0 dB	20,5 dB	14,2 dB	-5,0 dB
S2	$3,5 \cdot 10^{-3}$	16,6 dB	12,8 dB	8,7 dB	5,8 dB	4,8 dB	2,8 dB	-5,5 dB
S3	$3,7 \cdot 10^{-4}$	30,8 dB	30,0 dB	30,6 dB	29,7 dB	29,1 dB	27,7 dB	23,6 dB

ist die Schwankung der Bitrate durch das adaptive Verfahren geringer als beim Wechsel der statischen Modulation.

Messort S3 weist gemäß Abschnitt 3.3.5.1 die höchste Rauschleistungsdichte auf, bei gleichzeitig ausgeprägter Zyklstationarität. Hier zeigt das adaptive Verfahren den größten Gewinn gegenüber einer statischen Modulation. Im Gegensatz zum adaptiven Verfahren kann hier die BER-Vorgabe mit keinem der zur Verfügung stehenden statischen Verfahren erreicht werden.

Zusammenfassend ist die Auswertung des BER-Gewinns $\overline{G}_{\text{BER}}$ in Tabelle 6.3 angegeben. Insgesamt wird bis zu einem 128-FSK-Verfahren an allen Messorten ein deutlicher BER-Gewinn erzielt. Der größte Gewinn wird bei S3 erreicht. Hier beträgt der Gewinn gegenüber der statischen FSK-Modulation mindestens 23,6 dB. Der kleinste BER-Gewinn wird an Messort S2 erzielt. Dennoch zeigt sich auch hier das adaptive Verfahren als vorteilhaft. Lediglich das 256-FSK-Verfahren erreicht bei S1 und S2 eine um ca. 5 dB geringe BER, was jedoch mit einer deutlich reduzierten Bitrate verbunden ist.

6.3.2.2 Bitraten

Im Folgenden werden die erreichbaren Bitraten ausgewertet. Der zeitliche Verlauf an den Messorten S1 bis S3 ist in Abbildung 6.6 dargestellt.

Die höchste mittlere Bitrate wird bei S2 erzielt. Aufgrund der aperiodischen impulsiven Störer weist S2 gleichzeitig die höchste Varianz der Bitrate auf. Die erreichbare Bitrate kommt der Rate einer statischen 16-FSK-Modulation am nächsten.

An Messort S1 ist die zeitliche Variation der Rauschleistungsdichte als Schwankung der Bitrate sichtbar. Die BER bleibt hierbei nahezu unver-

Tabelle 6.4 Vergleich des mittleren Bitratengewinns

Ort	$\overline{\text{Rate}}_{\text{adapt}}$ in kbit/s	$\overline{G}_{\text{Rate}}$						
		4-FSK	8-FSK	16-FSK	32-FSK	64-FSK	128-FSK	256-FSK
S1	11,0	-53 %	-38 %	-6,6 %	49 %	149 %	326 %	646 %
S2	11,5	-50 %	-34 %	-1,7 %	57 %	162 %	345 %	685 %
S3	7,36	-68 %	-58 %	-37 %	0,3 %	67 %	186 %	401 %

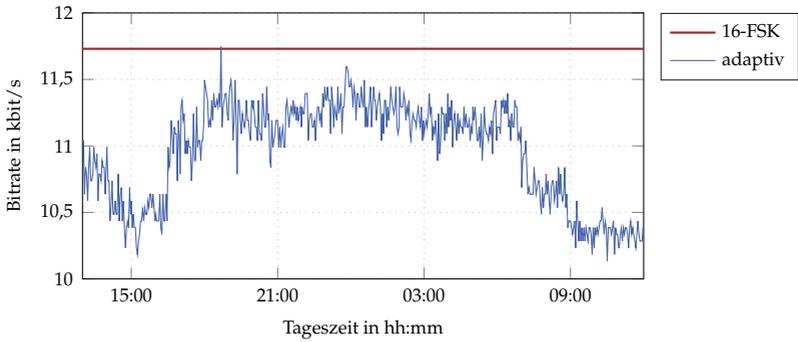
ändert. Eine Zunahme der Rauschleistungsdichte wird somit durch das adaptive Verfahren durch ein Absenken der Bitrate kompensiert. So verringert sich beispielsweise ab 7:00 Uhr die Bitrate, um die Auswirkungen einer höheren Rauschleistungsdichte auszugleichen. Die erreichbare Bitrate ist geringer als bei S2 und befindet sich knapp unterhalb derjenigen einer statischen 16-FSK-Modulation.

An Messort S3 wird die kleinste mittlere Bitrate erreicht bei gleichzeitig geringster Varianz. Die niedrige Bitrate wird durch die vergleichsweise hohe Rauschleistungsdichte hervorgerufen. Die erreichte Bitrate an S3 entspricht näherungsweise der Rate einer statischen 32-FSK-Modulation.

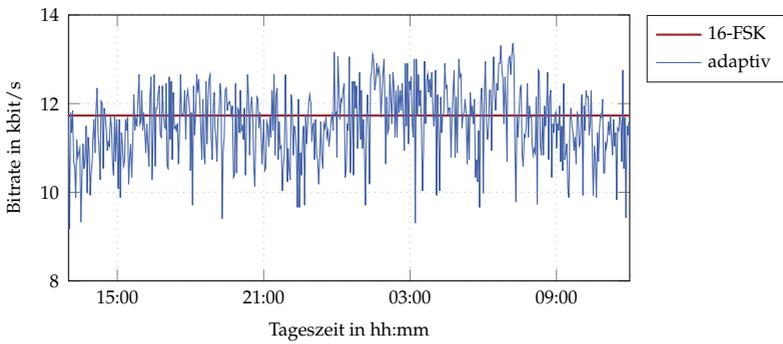
Eine Übersicht über den Bitratengewinn $\overline{G}_{\text{Rate}}$ im Vergleich zur statischen FSK-Modulation ist in Tabelle 6.4 angegeben. Gemäß der Tabelle wird an allen Messorten ein Bitratengewinn gegenüber einer stationären Modulation ab 32-FSK erreicht. Die Betrachtung der Bitfehlerrate aus Tabelle 6.3 zeigt, dass bei einer statischen 32-FSK die BER-Vorgabe über den gesamten Messzeitraum nicht eingehalten werden kann. An allen Messorten erweist sich das adaptive Verfahren daher als vorteilhaft.

An Messort S1 kann die BER-Vorgabe innerhalb der Nachtzeit mit einer stationären Modulation ab 32-FSK erreicht werden. Außerhalb der Nachtzeit kann die Vorgabe erst bei Verwendung von 256-FSK eingehalten werden. Der Bitratengewinn des adaptiven Verfahrens beträgt dabei 49 % gegenüber einer 32-FSK und 646 % gegenüber einer 256-FSK.

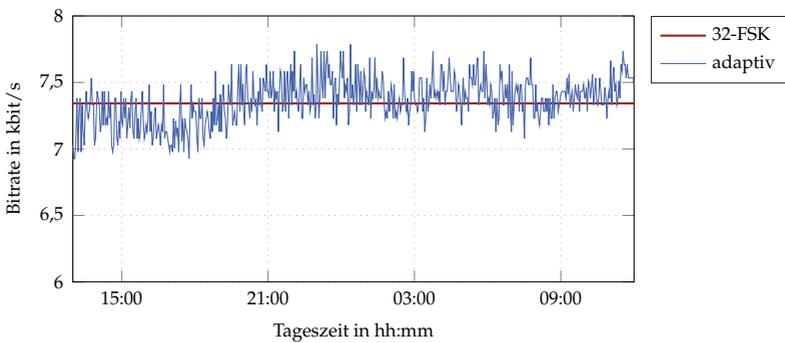
Der Vergleich mit Tabelle 6.3 zeigt, dass die BER-Vorgabe an S2 bei einer 128-FSK erreicht werden kann. Hierbei beträgt der Bitratengewinn des adaptiven Verfahrens mehr als das Dreifache.



(a) Messort S1



(b) Messort S2



(c) Messort S3

Abbildung 6.6 Langzeitverlauf der Bitrate an den Messorten S1, S2 und S3

Für Messort S3 kann die BER-Vorgabe mit keinem der stationären Verfahren bis $M = 256$ erreicht werden. Im Vergleich zur 256-FSK beträgt der Bitratengewinn das Vierfache.

6.4 Adaptives OFDM-Verfahren

Nachfolgend werden die Ergebnisse des adaptiven OFDM-Verfahrens aus Kapitel 5 ausgewertet. Als Bitloading-Methode wird der Greedy-Algorithmus aus Abschnitt 5.4.7 verwendet.

Aufgrund der höheren spektralen Effizienz wird für die OFDM-Unterträgerbelegung QAM, im Unterschied zu PSK beim PRIME-Standard, eingesetzt. Die weiteren Systemparameter entsprechen dem PHY-Layer des PRIME-Standards v1.3.6 aus Abschnitt 5.3.

Zur Schätzung der Kanalübertragungsfunktion gemäß Abschnitt 3.4.3 werden fünf OFDM-Pilotsymbole vor jeder Übertragung gesendet. Der Clipping-Pegel wird entsprechend der Analyse aus Abschnitt 5.6.2.1 auf den Wert 3,7 eingestellt. Neben dem adaptiven Verfahren wird zusätzlich eine statische Trägerbelegung betrachtet. Zum Vergleich des adaptiven Verfahrens mit einer statischen Unterträgerbelegung werden die Clipping-Pegel aus Abschnitt 5.6.2.2 verwendet. Gemäß Tabelle 5.3 führen die entsprechenden Werte nur zu geringen Abweichungen vom optimalen Wert für den verwendeten Referenzkanal *250 m mittel*.

Es erfolgt stets eine Synchronisation mit dem Netz nulldurchgang. Mit Beginn des Nulldurchgangs werden acht OFDM-Symbole innerhalb einer Netzperiode übertragen. Aufgrund der Übertragungslücken bis zum Beginn des nächsten Nulldurchgangs ist bei gleicher Modulationsart die Datenrate des adaptiven Verfahrens ca. 10 % niedriger im Vergleich zur lückenlosen Übertragung.

Beim Vergleich der BER des adaptiven Verfahrens mit dem PRIME-Standard muss beachtet werden, dass aufgrund der differentiellen Codierung bei DBPSK und DQPSK die BER um das Zweifache und bei D8PSK um das Dreifache größer im Vergleich zur uncodierten Modulation ist.

Ein weiterer Unterschied gegenüber dem PRIME-Standard ist, dass das adaptive OFDM-Verfahren auch eine höhere maximale Datenrate ermöglicht. Als Unterträgerbelegungen können zusätzlich 16-QAM, 32-QAM und 64-QAM verwendet werden. Die maximale Datenrate des

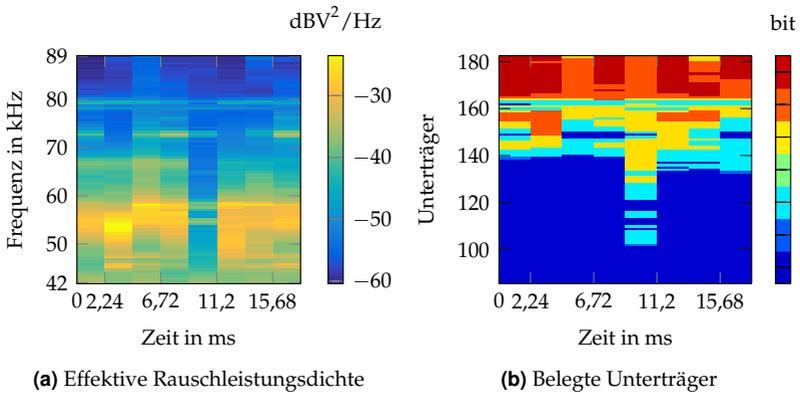


Abbildung 6.7 Kurzzzeitverhalten der adaptiven OFDM-Modulation

adaptiven Verfahrens wird bei einer 64-QAM-Unterträgerbelegung erreicht und beträgt 232,8 kbit/s. Im Vergleich dazu beträgt die maximale Datenrate bei PRIME und einer D8PSK-Belegung 122,9 kbit/s.

6.4.1 Kurzzzeitanalyse

Um die Funktionsweise des adaptiven OFDM-Verfahrens zu illustrieren, wird exemplarisch das Kurzzzeitverhalten innerhalb einer Netzperiodendauer betrachtet. Als Kanalrauschen wird die Messung an Messort S3 um 13:00 Uhr verwendet und als Referenzkanal wird der Kanal 250 *m mittel* angenommen. Die Schätzung der resultierenden effektiven Rauschleistungsdichte am Empfänger gemäß Abschnitt 3.4.3 ist in Abbildung 6.7(a) dargestellt.

Das Ergebnis der Unterträgerbelegung durch das adaptive Verfahren ist in Abbildung 6.7(b) illustriert. Gut zu erkennen ist, dass das Verfahren Regionen der Zeit-Frequenz-Ebene mit hoher Rauschleistungsdichte von der Belegung ausspart. Dagegen erhöht sich die Anzahl der Bits pro Unterträger in Regionen mit niedriger Rauschleistungsdichte. Tendenziell wird die höchste Unterträgerbelegung im oberen Frequenzbereich erreicht. Rund die Hälfte der zur Verfügung stehenden Bandbreite bleibt dagegen unbelegt.

Tabelle 6.5 Ergebnis der Kurzzeitanalyse

$\text{BER}_{\text{adapt.}}$	$\text{Rate}_{\text{adapt.}}$ in kbit/s	BER 95%-Konfidenzintervall
$3,67 \cdot 10^{-4}$	75,8	$[3,18 \cdot 10^{-4}, 4,23 \cdot 10^{-4}]$

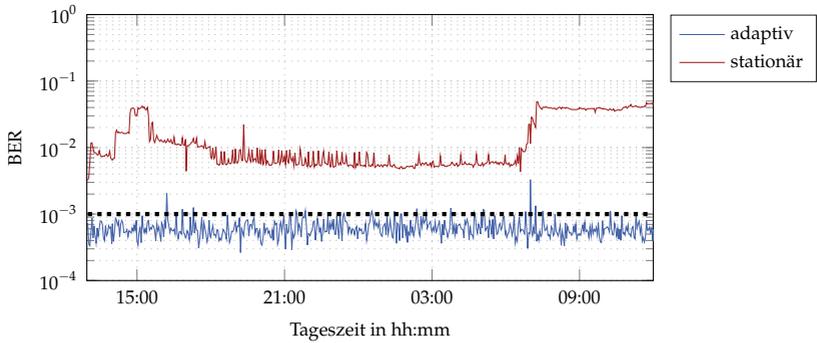
Bei Betrachtung der Quantisierung in Abbildung 6.7(b) lassen sich weitere Eigenschaften des Algorithmus erkennen. Der Übergang von 8-QAM auf 16-QAM weist die kleinste Inkrementalenergie nach Tabelle 5.1 auf. Eine Unterträgermodulation mit 8-QAM tritt im Ergebnis daher vergleichsweise selten auf. Die Belegung mit BPSK sowie der Übergang von BPSK auf QPSK haben die gleiche Inkrementalenergie. Das Verfahren erhöht daher bevorzugt einen BPSK-Unterträger auf QPSK, statt einen bisher unbelegten Träger mit BPSK zu modulieren. Entsprechend wenige BPSK-Unterträger sind in der Belegung zu erkennen.

Die erzielte BER und die Datenrate sind in Tabelle 6.5 aufgeführt. Beim Vergleich mit den Ergebnissen der PRIME-Simulation aus Tabelle 6.1 zeigt sich, dass die BER-Vorgabe bei Verwendung von PRIME nur bei R-DBPSK eingehalten werden kann. Die dazugehörige Datenrate der PRIME-Modulation beträgt im Vergleich nur 5,3 kbit/s. Bei Verwendung des adaptiven Verfahrens wird somit eine 14-fach höhere Datenrate erzielt.

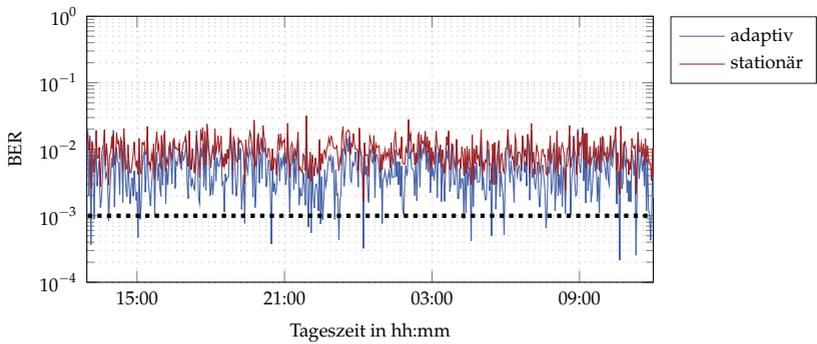
6.4.2 Langzeitanalyse

Nachfolgend werden die Ergebnisse der Langzeitsimulation des adaptiven OFDM-Verfahrens betrachtet und mit einer statischen Unterträgerbelegung bei sonst gleicher Parametrierung verglichen. Um einen Vergleich der beiden Verfahren zu ermöglichen, wird zuerst das adaptive Verfahren ausgewertet. Anschließend wird die durchschnittliche Anzahl von Bits pro Unterträger abgerundet und der Wert der statischen Unterträgerbelegung zugewiesen. Der Verlauf der erzielten BER ist in Abbildung 6.8 veranschaulicht. Der zugehörige Verlauf der Bitrate ist in Abbildung 6.9 dargestellt.

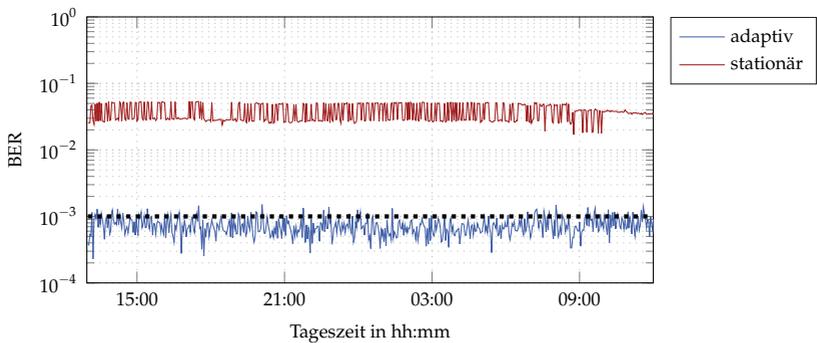
Wie zuvor bei der Analyse der PRIME-Modulation und des adaptiven M-FSK-Verfahrens lassen sich die typischen Eigenschaften der



(a) Messort S1

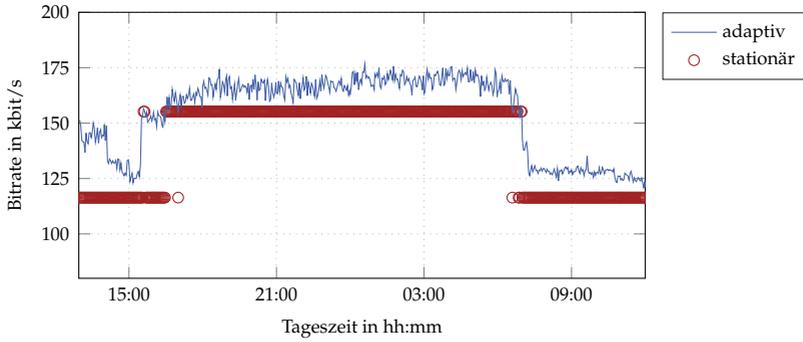


(b) Messort S2

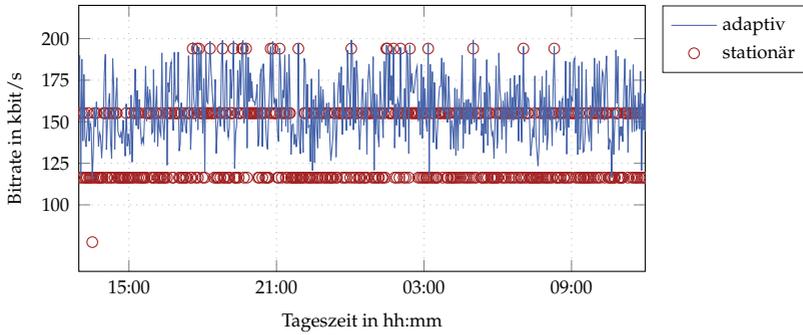


(c) Messort S3

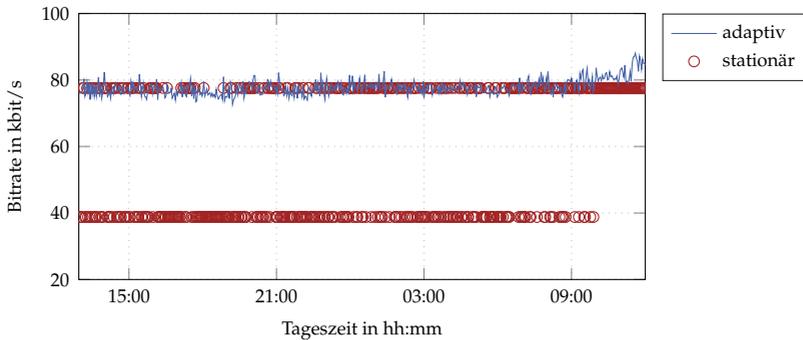
Abbildung 6.8 Langzeitverlauf der Bitfehlerrate an den Messorten S1, S2 und S3



(a) Messort S1



(b) Messort S2



(c) Messort S3

Abbildung 6.9 Langzeitverlauf der Bitrate an den Messorten S1, S2 und S3

Tabelle 6.6 Vergleich des mittleren BER- und Bitratengewinns

Ort	$\overline{\text{BER}}_{\text{adapt.}}$	$\overline{\text{BER}}_{\text{stat.}}$	$\overline{G}_{\text{BER}}$	$\overline{\text{Rate}}_{\text{adapt.}}$ in kbit/s	$\overline{\text{Rate}}_{\text{stat.}}$ in kbit/s	$\overline{G}_{\text{Rate}}$
S1	$6,2 \cdot 10^{-4}$	$1,5 \cdot 10^{-2}$	14,0 dB	154,5	140,7	9,8 %
S2	$5,7 \cdot 10^{-3}$	$9,9 \cdot 10^{-3}$	2,4 dB	158,4	137,9	14,8 %
S3	$7,3 \cdot 10^{-4}$	$3,7 \cdot 10^{-2}$	17,1 dB	77,9	58,4	33,3 %

Rauschszenerarien an den Messorten in den Ergebnissen erkennen. An den Messorten S1 und S3 wird die BER-Vorgabe aufgrund der starken Zyklstationarität des Rauschens durch das adaptive Verfahren erreicht. Die mittleren Gewinne der BER und der Bitrate (6.1) und (6.2) sind in der Tabelle 6.6 angegeben.

Der BER-Gewinn des adaptiven Verfahrens gegenüber der statischen Modulation beträgt an den Messorten S1 und S3 über 14 dB. Gleichzeitig ist die Bitrate um bis zu 33 % größer.

Aufgrund des zeitvarianten Rauschens ist an Messort S1 bei Betrachtung der stationären Trägerbelegung eine Variation der BER erkennbar. Der Verlauf über der Zeit ist dabei ähnlich zu den Ergebnissen der PRIME-Simulation und des adaptiven M-FSK-Verfahrens. Wird im Vergleich dazu der Verlauf der BER des adaptiven Verfahrens betrachtet, so ist keine wesentliche Schwankung im zeitlichen Verlauf erkennbar. Dies zeigt, dass die Variation der Rauschleistungsdichte durch das adaptive Verfahren ausgeglichen werden kann. Aufgrund der niedrigeren Rauschleistungsdichte während der Nachtzeit erhöht sich die durchschnittliche Unterträgerbelegung von 8-QAM auf 16-QAM. Die erzielte Datenrate ist dabei größer als die maximale Datenrate des PRIME-Standards.

Wie bereits in der Auswertung des adaptiven M-FSK-Verfahrens zu erkennen ist, kann auch bei Verwendung des adaptiven OFDM-Verfahrens die BER-Vorgabe aufgrund der starken aperiodischen Störer an Messort S2 nicht eingehalten werden. Der Verlauf zeigt dabei starke Schwankungen, die ebenso bei Betrachtung der Bitrate zu erkennen sind. Analog zum adaptiven M-FSK-Verfahren wird an Messort S2 mit 158,4 kbit/s die höchste Bitrate erzielt. Falls keine oder nur wenige starke impulsive Störer während der Schätzung der Rauschleistungsdichte auftreten, kann

die Schätzung zu optimistisch sein und die BER-Vorgabe wird durch impulsive Störer während der Übertragung nicht erreicht. Umgekehrt kann auch die BER-Vorgabe unterschritten werden, falls aperiodische Störungen vermehrt während der Schätzdauer auftreten.

Messort S3 zeigt aufgrund der höchsten Rauschleistungsdichte die geringste Übertragungsrate. Die durchschnittliche Übertragungsrate von 77,9 kbit/s entspricht zufällig der statischen QPSK-Unterträgerbelegung¹. Die Unterträgerbelegung des statischen Verfahrens schwankt dadurch häufig im zeitlichen Verlauf zwischen BPSK und QPSK. In beiden statischen Belegungen wird jedoch nur eine BER zwischen 0,05 und 0,03 erzielt. Im Vergleich beträgt die BER an Messort S3 bei DBPSK der PRIME-Modulation ca. 0,06. In der Praxis ist eine zuverlässige Kommunikation über diese Verbindung ohne weitere Maßnahmen nicht zu erwarten. Durch den Einsatz des adaptiven Verfahrens bzw. bei PRIME durch die Verwendung des Robust-Modes kann die BER-Vorgabe eingehalten werden. Das adaptive Verfahren erreicht dabei eine um $77,9/5,3 \approx 14$ -fach höhere Bitrate gegenüber dem Robust-Mode des PRIME-Standards.

6.5 Amplitudenbeschränkter Kanal

Beim Vergleich der Langzeitanalysen des adaptiven M-FSK- und OFDM-Verfahrens zeigt sich, dass das OFDM-Verfahren aufgrund der höheren spektralen Effizienz eine 10-fach höhere Bitrate erreicht. Dennoch kann der Einsatz des M-FSK-Verfahrens aufgrund der besseren Leistungseffizienz bei Kanälen mit hoher Dämpfung sinnvoll sein. Um die grundsätzlichen Eigenschaften beider Verfahren unter schwierigen Kanalbedingungen zu analysieren, wird nachfolgend der Referenzkanal *350 m schlecht* ausgewertet.

Die Kurzzeitanalysen in den Abschnitten 6.3.1 und 6.4.1 zeigen, dass meist nur ein Teil des zur Verfügung stehenden Zeit- und Frequenzbereichs mit Sendeenergie belegt ist. Bei hohen Kanaldämpfungen tendie-

¹ Eine QPSK-Belegung der 97 Unterträger entspricht bei 8 OFDM-Symbolen pro Netzperiode einer Bitrate von $97 \cdot 2 \text{ bit} \cdot 8 \cdot 50 \text{ Hz} = 77,6 \text{ kbit/s}$.

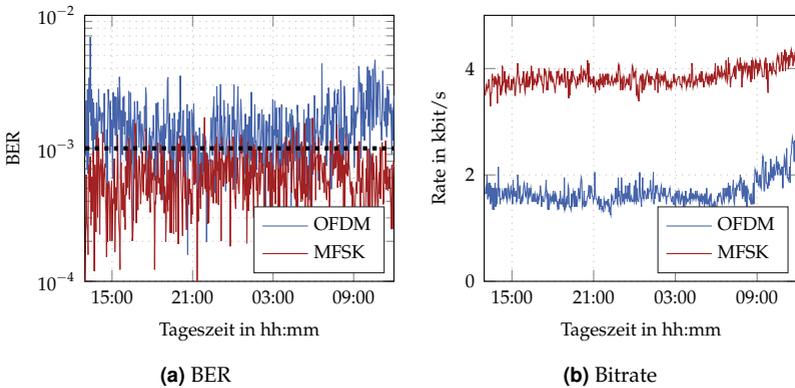


Abbildung 6.10 Vergleich des adaptiven M-FSK- und des adaptiven OFDM-Verfahrens für Messort S3 und Referenzkanal 350 m schlecht

ren beide Verfahren dazu, nur einige wenige ausgewählte Frequenz- und Zeitsegmente zur Übertragung zu verwenden. Die zur Verfügung stehende Sendeenergie wird somit ungleichmäßig im Zeit-Frequenz-Bereich verteilt. Dabei können die adaptiven Verfahren auch schmalbandige Signale im Sinne der Norm EN50065-1 erzeugen, welche eine höhere zulässige Leistungsdichte besitzen. Aufgrund der unterschiedlichen Grenzwerte für die Amplitude und die Leistungsdichte von breit- und schmalbandige Signalen wird für die nachfolgende Analyse der Spezialfall eines Kanals bei ausschließlicher Beschränkung der maximalen Sendeamplitude angenommen.

In der Übertragungssimulation wird die Limitierung der Unterträgeramplitude des OFDM-Verfahrens aufgehoben. Die Signalamplitude des MFSK-Verfahrens wird auf 5 V gesetzt. In beiden Verfahren wird eine perfekte Schätzung der Kanalimpulsantwort angenommen. Die Auswertung der BER und der Bitrate erfolgt für alle Messorte. Da Messort S3 im Vergleich die höchste Rauschleistungsdichte aufweist, ist das Ergebnis für S3 exemplarisch in Abbildung 6.10 dargestellt.

Der Verlauf der BER zeigt, dass die Vorgabe von 10^{-3} vom adaptiven OFDM-Verfahren im Gegensatz zum M-FSK-Verfahren häufig nicht mehr eingehalten werden kann. Bei Betrachtung der Bitrate zeigt sich ein doppelt so großer Wert für das M-FSK-Verfahren im Vergleich zu

Tabelle 6.7 Vergleich der mittleren BER und Bitrate

Ort	$\overline{\text{BER}}_{\text{MFSK}}$	$\overline{\text{BER}}_{\text{OFDM}}$	$\overline{\text{Rate}}_{\text{MFSK}}$ in kbit/s	$\overline{\text{Rate}}_{\text{OFDM}}$ in kbit/s
S1	$6,9 \cdot 10^{-5}$	$7,1 \cdot 10^{-4}$	6,2	5,0
S2	$5,7 \cdot 10^{-3}$	$5,0 \cdot 10^{-3}$	5,8	7,5
S3	$6,4 \cdot 10^{-4}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	3,8	1,7

OFDM. Die durchschnittliche Bitfehlerrate sowie die durchschnittliche Datenrate sind in Tabelle 6.7 angegeben.

Die Tabelle zeigt ein ähnliches Ergebnis für die Messort S1 und S3. An Messort S1 kann die BER-Vorgabe vom adaptiven OFDM-Verfahren eingehalten werden, jedoch erreicht das M-FSK-Verfahren eine um den Faktor 10 kleinere BER. An Messort S2 kann aufgrund der impulsiven Störer, wie in den Analysen zuvor, die BER-Vorgabe nicht eingehalten werden.

Das Beispiel veranschaulicht den Vorteil der höheren Leistungseffizienz der M-FSK-Modulation gegenüber einem M-PSK-Verfahren (vgl. Abschnitt 2.7.3). Im Allgemeinen ist das OFDM-Verfahren dem M-FSK-Verfahren aufgrund der höheren spektralen Effizienz überlegen. Unter sehr ungünstigen Kanalbedingungen, die nur eine selektive Auswahl der Unterträgerbelegung im Zeit- und Frequenzbereich des OFDM-Verfahrens erlauben, stellt adaptives M-FSK das robustere Verfahren dar.

6.6 Signalisierungsaufwand und Realisierbarkeit

Abschließend soll der zusätzliche Signalisierungsaufwand (Overhead) der adaptiven Verfahren zur Übertragung der gewählten Parameter betrachtet werden.

Beide Verfahren setzen voraus, dass Information über die Parametrierung ausgetauscht werden. Der uncodierte Aufwand beträgt bei

adaptivem OFDM entsprechend der 97 Unterträger, 8 Zeitschlitze pro Netzperiode und 7 Modulationsverfahren $97 \cdot 8 \cdot \lceil \text{ld}(7) \rceil = 2328$ bit.

Für adaptives M-FSK ist der Aufwand abhängig von der Frequenzanzahl M und der Anzahl von Zeitsegmenten Q (vgl. (4.21)). Gemäß der Tabelle 4.1 bewegt sich der Wert zwischen 768 bit und 928 bit. Der Overhead von M-FSK ist im Vergleich zu OFDM somit nur halb so groß.

Meist bleiben die zyklstationären Kanaleigenschaften über mehrere Stunden hinweg unverändert. Dies zeigt sich beispielsweise in dem Verlauf der Messergebnisse in Abbildung 6.9(c). Die adaptive Berechnung der Übertragungsparameter kann daher vergleichsweise langsam erfolgen und die Einstellung der Modulation kann über längere Zeiträume unverändert bleiben. Diese Annahme wurde bereits in der vorangegangenen Auswertung für die Dauer einer Rauschmessung getroffen.

Zusätzlich lässt sich der Overhead durch Ausnutzen von langsam veränderlichen Modulationsparameter in Frequenzrichtung reduzieren. Eine Möglichkeit, die in [10] beschrieben wird, ist das Zusammenfassen von Unterträgern zu Clustern, die die gleiche Modulation besitzen. Bei vergleichbarer Leistungsfähigkeit wurde für das OFDM-Verfahren eine Reduktion von 60 % erreicht. Zu beachten ist, dass in der Praxis zusätzlich robuste Codierungs- und Fehlerkorrekturverfahren eingesetzt werden müssen, um Folgefehler durch falsche Parametrierung auszuschließen. Durch diese Verfahren wird der Overhead zusätzlich erhöht.

Ein weiterer Aspekt der Realisierbarkeit der neuartigen Verfahren ist der Implementierungsaufwand. Es werden einige grundlegende Aspekte beschrieben, wobei die konkrete Umsetzung über die Problemstellung dieser Arbeit hinausgeht: Zur Umsetzung bietet sich eine Aufteilung der Signalverarbeitung in Hardware und Software an. Die die Modulation betreffenden Anteile eignen sich bei programmierbarer Parametrierung zur Implementierung in digitaler Hardware. Die algorithmischen Abläufe zur Bestimmung der Parameterauswahl können dagegen in Software zur Ausführung auf Mikroprozessoren realisiert werden. Aufgrund der geringen Abtastrate kann der Systemtakt der digitalen Hardware im Vergleich zur Abtastrate um ein Vielfaches höher gewählt werden. Entsprechend kann ein Hardware-Entwurf mit vergleichsweise geringem Verbrauch von Logikressourcen erfolgen.

7 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde der Einsatz adaptiver Modulationsverfahren für die Datenübertragung in Niederspannungsnetzen untersucht. Der Beitrag der vorliegenden Arbeit zum technischen Fortschritt lässt sich in die Analyse der Kanaleigenschaften sowie in die Entwicklung adaptiver Modulationsverfahren einteilen.

7.1 Kanalcharakterisierung

Im ersten Teil dieser Arbeit wurden die zyklstationären Eigenschaften des Übertragungskanals analysiert. Hierzu wurde ein SDR-basiertes Messsystem entwickelt. Der modulare Aufbau des Messsystems ermöglicht die synchrone und verteilte Messung des Rauschens, der Zugangsimpedanz und der Kanalübertragungsfunktion. Zur zyklstationären Analyse des Rauschens wurde ein Verfahren erarbeitet, das eine Analyse des NB-PLC-Frequenzbereichs bis 500 kHz bei einer spektralen Auflösung von 50 Hz mit geringem Rechenaufwand ermöglicht. Die statistische Auswertung einer 23-stündigen Messkampagne zeigt, dass die zyklstationären Eigenschaften innerhalb des gesamten analysierten Frequenzbereichs auftreten. Die häufigsten zyklischen Frequenzen betragen Vielfache von 100 Hz. Ein Großteil der zyklischen Frequenzen ist dabei kleiner als 1 kHz. Die Ergebnisse der Kanalcharakterisierung bilden die Grundlage für die Entwicklung des zyklstationären Kanalmodells.

7.2 Adaptive Modulationsverfahren

Um die zyklstationären Kanaleigenschaften zu nutzen, wurde, basierend auf den Ergebnissen der Kanalcharakterisierung, ein adaptives M-FSK- und OFDM-Verfahren vorgestellt. Beide Verfahren ermöglichen

eine Adaption des Modulationsverfahrens in Zeit- und Frequenzrichtung innerhalb einer Netzperiodendauer.

Um die Leistungsfähigkeit der adaptiven Verfahren mit dem Stand der Technik zu vergleichen, wurde die Bitübertragungsschicht des PRIME-Standards in GNU Radio implementiert. Die Bitfehlerrate wurde unter verschiedenen realitätsnahen Kanalbedingungen simuliert. Die Ergebnisse bestätigen die Erfahrung der Praxis und verdeutlichen die hohe praktische Relevanz des Robust-Modes. Aufgrund der allgemein hohen Störleistung im CENELEC A-Band kann eine zufriedenstellende Übertragungsqualität häufig nur durch die Verwendung des Robust-Modes erreicht werden.

Um eine leistungseffiziente Modulation unter schwierigen Kanalbedingungen zu realisieren, wurde ein neuartiges adaptives M-FSK-Verfahren entwickelt. Hierzu wurde eine Methode zur Bestimmung der Symbolauswahl, basierend auf den zyklischen Eigenschaften des Übertragungskanals, entworfen.

Aufgrund der hohen Leistungseffizienz wird OFDM in den aktuellen NB-PLC-Standards G3 und PRIME verwendet. In dieser Arbeit wurde auf Grundlage der OFDM-basierten Standards ein adaptives Verfahren entwickelt. Hierzu wurden sowohl eine Methode, basierend auf dem theoretischen Waterfilling-Ansatz, als auch der für die praktische Implementierung relevante Greedy-Algorithmus eingesetzt. Als Modulationsverfahren wurden eine PSK- sowie QAM-Unterträgerbelegung berücksichtigt.

Um den Anforderungen der Leistungs- und Amplitudenbeschränkung im CENELEC A-Band zu entsprechen, wurde eine Erweiterung des Bitloading-Algorithmus vorgestellt. Aufgrund des verhältnismäßig hohen Crestfaktors der OFDM erweisen sich die nichtlinearen Verzerrungen des Signals durch die Amplitudenbeschränkung als problematisch. Um das Verfahren optimal zu parametrieren wurden in Abhängigkeit von verschiedenen Referenzkanälen geeignete Verhältnisse aus Amplitudenbeschränkung und Signalleistung bestimmt.

Die Leistungsfähigkeit der adaptiven Verfahren wurde unter realitätsnahen Kanalbedingungen in einer Simulationsumgebung systematisch evaluiert. Beide adaptiven Verfahren zeigten hinsichtlich ihrer Bitfehlerrate und Bitfehlerwahrscheinlichkeit gegenüber den jeweiligen sta-

tionären Verfahren in allen betrachteten Szenarien eine Verbesserung. Teilweise wurde eine zuverlässige Übertragung erst durch die Verwendung adaptiver Verfahren ermöglicht. Der Bitraten- und BER-Gewinn hängt von der Zyklotionarität des Rauschens ab. Der größte Gewinn ließ sich an den Messorten mit der höchsten Zyklotionarität gemäß der Analyse aus Kapitel 2 feststellen.

Zusätzlich wurde der Spezialfall eines amplitudenbeschränkten Kanals betrachtet. Unter starken Störeinflüssen ist häufig nur ein kleiner Teil des Zeit-Frequenz-Bereichs zur Übertragung geeignet. In diesem Fall ist die Leistungseffizienz des Modulationsverfahrens entscheidender als die spektrale Effizienz. Adaptives M-FSK erweist sich hier aufgrund der konstanten Sendesignalamplitude gegenüber adaptivem OFDM als vorteilhaft.

7.3 Fazit und Ausblick

Die Kanaleigenschaften im Zugangsbereich der Niederspannungsnetze stellen hohe Anforderungen an die Robustheit der einzusetzenden Übertragungsverfahren. Eine wichtige Eigenschaft ist die Zyklotionarität des Übertragungskanals. In der Vergangenheit wurden die zyklotionären Eigenschaften des Kanals intensiv untersucht sowie geeignete Modellierungen entwickelt. Handelsübliche Geräte lassen die Zyklotionarität jedoch bisher unberücksichtigt und bieten nur eingeschränkte Möglichkeiten, die Robustheit des Übertragungsverfahrens an den Kanalzustand anzupassen.

In dieser Arbeit wurde ein adaptives M-FSK- sowie OFDM-Verfahren vorgestellt, das sich an die zyklotionären Eigenschaften des Kanals anpasst. Dieser Ansatz bietet eine deutlich höhere Leistungsfähigkeit gegenüber einer statischen Kanalbelegung. Die neuen Verfahren stellen eine vielversprechende Möglichkeit dar, die Leistungsfähigkeit zukünftiger NB-PLC-Systeme zu verbessern.

Zukünftig lässt sich insbesondere durch die Kombination von adaptivem M-FSK und OFDM in einem Modem ein sehr flexibel einsetzbares System realisieren, das auf unterschiedliche Kanalzustände reagieren kann. Dabei bietet sich M-FSK als Ersatz des Robust-Modes für die robuste Übertragung bei niedriger Datenrate an, wohingegen OFDM für

hochratige Übertragung bei entsprechend günstigen Kanaleigenschaften eingesetzt werden kann. Aufgrund der geringen Signalbandbreite bietet sich als Implementierungsansatz beispielsweise ein SDR-basierter Entwurf an. Ein Großteil der digitalen Signalverarbeitung von flexibel parametrierbarem M-FSK und OFDM kann dabei in Software realisiert werden. Eine weitere Möglichkeit stellt der Einsatz rekonfigurierbarer Hardware dar, um unterschiedliche Übertragungssysteme und Standards auf derselben Hardware-Plattform zu unterstützen.

Die in dieser Arbeit vorgestellten Ergebnisse zeigen, dass das Potenzial PLC-basierter Systeme bisher nicht ausgeschöpft wurde. Die Weiterentwicklung der bisherigen Verfahren wird ein entscheidender Faktor für den zukünftigen Erfolg von PLC mit Hinblick auf den Einsatz in Smart Grids sein.

Anhang

A Anhang

A.1 Generierung der PN-Sequenz für G3-PLC und PRIME

Die 127 bit PN-Sequenz des Scramblers wird in den beiden Standards G3-PLC und PRIME durch ein linear rückgekoppeltes Schieberegister mit dem Generatorpolynom $p_{\text{pn}}(x) = x^7 + x^4 + 1$ und dem Startwert $1111111_{(2)}$ erzeugt [64, 99]. Die vollständige PN-Sequenz lautet:

$$y_{\text{pn}} = [0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 1, 0, \\ 1, 1, 0, 0, 1, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 0, \\ 0, 0, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 0, 1, 1, 1, 0, \\ 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 0, \\ 1, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 1, \\ 1, 0, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, \\ 1, 1, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 1, \\ 1, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 1, 1].$$

A.2 Spezielle Bitfehlerwahrscheinlichkeiten

A.2.1 Differentiell codierte BPSK und QPSK

In [97] wird die Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,\text{DBPSK}}(E_b/N_0)$ für differentiell codierte BPSK wie folgt angegeben:

$$P_{b,\text{DBPSK}}\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = 2P_{b,\text{BPSK}}\left(\frac{E_b}{N_0}\right) - 2P_{b,\text{BPSK}}^2\left(\frac{E_b}{N_0}\right)$$

$$= 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) - 2Q^2\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \quad (\text{A.1})$$

wobei

$$P_{b,\text{BPSK}}\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (\text{A.2})$$

die Bitfehlerwahrscheinlichkeit für uncodierte BPSK und $Q(\cdot)$ die Q-Funktion

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{\tau^2}{2}} d\tau \quad (\text{A.3})$$

beschreibt.

Nach [97] wird die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit $P_{s,\text{DQPSK}}(E_b/N_0)$ für differentiell codierte QPSK wie folgt beschrieben

$$\begin{aligned} P_{s,\text{DQPSK}}\left(\frac{E_b}{N_0}\right) &= 4Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) - 8Q^2\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \\ &\quad + 8Q^3\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) - 4Q^4\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right). \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

In [96] wird gezeigt, dass für die dazugehörige Bitfehlerwahrscheinlichkeit der folgende Zusammenhang gilt:

$$P_{b,\text{DQPSK}}\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = P_{b,\text{DBPSK}}\left(\frac{E_b}{N_0}\right). \quad (\text{A.5})$$

A.2.2 Faltungscodierung mit Soft-Decision-Decoder

In [24] wird eine obere Schranke der Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei einer Faltungscodierung mit dem minimalen Hammingabstand d_{\min} und Verwendung eines Soft-Decision-Decoders angegeben:

$$P_b < \sum_{d=d_{\min}}^{\infty} c_d P_2(d), \quad (\text{A.6})$$

wobei c_d die Summe aller Bitfehler für Fehler mit dem Abstand d beschreibt. $P_2(d)$ bezeichnet die paarweise Fehlerwahrscheinlichkeit und ergibt sich im Falle eines AWGN-Kanals und BPSK-Modulation zu

$$P_{2,\text{BPSK}}(d) = Q\left(\sqrt{2dR_C\frac{E_b}{N_0}}\right), \quad (\text{A.7})$$

wobei R_C die Coderate bezeichnet. Für einen $R_C = 1/2$ Faltungscodes mit den Generatorpolynomen $133_{(8)}$ und $171_{(8)}$ gilt $d_{\min} = 10$ [49]. Die ersten 20 Gewichtungsfaktoren c_d für $d = d_{\min}, d_{\min} + 1, \dots, d_{\min} + 19$ sind in [24] angegeben:

$$c_d = [36, 0, 211, 0, 1404, 0, 11633, 0, 77433, 0, 502690, \\ 0, 3322763, 0, 21292910, 0, 134365911, 0, 843425871, 0].$$

A.2.3 Reed-Solomon-Code

Bei Verwendung eines (n, k) Reed-Solomon-Codes sei die Blocklänge n mit Elementen aus $\text{GF}(2^m)$, wobei $m = \log_2(n + 1)$ gilt. Der minimale Hammingabstand beträgt $d_{\min} = n - k + 1$. Daraus folgt, dass $t = \lfloor (d_{\min} - 1)/2 \rfloor$ Symbolfehler korrigiert werden können [36]. In [81] und [73] wird eine obere Schranke für die Codewort-Fehlerwahrscheinlichkeit angegeben:

$$P_e \leq \sum_{i=t+1}^n \binom{n}{i} P_q^i (1 - P_q)^{n-i}, \quad (\text{A.8})$$

wobei P_q die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit eines m -Bit Codesymbols nach dem Demodulator (und vor der Fehlerkorrektur) bezeichnet. Wird eine Modulation mit M Sendesymbolen verwendet, können $\log_2(M)$ Bits pro Sendesymbol übertragen werden. Die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit der Modulation sei dabei P_M . Bei Verwendung von BPSK-Modulation gilt bspw. $P_M(E_b/N_0) = P_{b,\text{BPSK}}(E_b/N_0)$ (s. (A.2)). Ist das Verhältnis $\log_2(n + 1)/\log_2(M)$ ganzzahlig, ergibt sich nach [36] die Fehlerwahrscheinlichkeit P_q für Symbole der Länge m -Bits aus P_M zu

$$P_q = 1 - (1 - P_M)^m. \quad (\text{A.9})$$

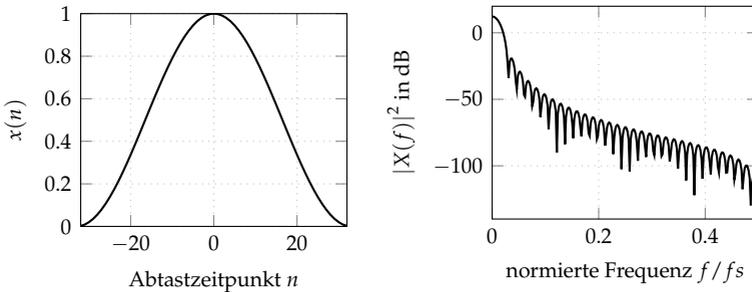


Abbildung A.1 Hann-Fenster im Zeitbereich (links) und Frequenzbereich (rechts)

Die zur der Codewortfehlerwahrscheinlichkeit P_e gehörende Fehlerwahrscheinlichkeit eines Codesymbols ist [81]

$$P_{\text{es}} = \frac{1}{n} \sum_{i=t+1}^n i \binom{n}{i} P_q^i (1 - P_q)^{n-i}. \quad (\text{A.10})$$

Unter der Annahme, dass ein Codesymbolfehler durchschnittlich mit einem Bitfehler korrespondiert, ergibt sich die Approximation der Bitfehlerwahrscheinlichkeit zu

$$P_b \approx \frac{1}{m} P_{\text{es}}. \quad (\text{A.11})$$

A.3 Hann-Fensterfunktion

Nach [76] ist das Hann-Fenster für die Abtastzeitpunkte n definiert als

$$x(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} (1 + \cos(\frac{\pi n}{M})), & -M \leq n \leq M \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

und wird auch als Raised-Cosinus-Fenster bezeichnet. In Abbildung A.1 ist der Verlauf der Fensterfunktion für $M = 64$ im Zeit- und Frequenzbereich dargestellt.

Tabelle A.1 Dämpfungsparameter der Referenzkanäle nach [2]

	a_0	a_1	k
<i>150 m gut</i>	0	$1,65 \cdot 10^{-9} \text{m/s}$	1
<i>250 m mittel</i>	0	$4,5 \cdot 10^{-9} \text{m/s}$	1
<i>350 m mittel</i>	0	$9 \cdot 10^{-9} \text{m/s}$	1

Tabelle A.2 Pfadparameter der Referenzkanäle nach [2]

<i>150 m gut</i>			<i>250 m mittel</i>			<i>350 m mittel</i>		
i	g_i	d_i/m	i	g_i	d_i/m	i	g_i	d_i/m
1	0,26	300	1	3,02	211,5	1	0,00039	40
2	0,05	350	2	4,45	228	2	-0,0045	68
3	-0,03	370	3	-1,78	243	3	-0,0062	86
4	0,25	450	4	-2,13	254	4	0,0281	129
5	-0,35	510	5	5,87	278	5	-0,0169	185
			6	-6,58	306	6	-0,0028	237
			7	3,20	330	7	-0,0056	235
			8	-3,56	360	8	0,0051	230
			9	0,89	390	9	0,0112	450
			10	-2,67	420	10	-0,0141	560
			11	2,67	540	11	0,1125	830
			12	-2,67	740	12	-0,1687	895
						13	0,0675	1000

A.4 Parameter der Referenzkanäle

Die Dämpfungs- und Pfadparameter der Referenzkanäle *150 m gut*, *250 m mittel*, und *350 m mittel* sind in den Tabellen A.1 und A.2 angegeben. Die Werte sind den gleichnamigen Kanälen aus [2] entnommen.

A.5 Approximation der BER bei M-FSK-Modulation gemäß Union-Bound-Ansatz

Im Folgenden wird eine Approximation der BER für M-FSK-Modulation unter Berücksichtigung unterschiedlicher Rauschleistungsdichten auf den Symbolfrequenzen hergeleitet. Ausgangspunkt ist zunächst die Herleitung der analytischen BER im AWGN-Fall, die in [81] beschrieben ist.

Die Ausgänge der Korrelatoren nach Abschnitt 4.1.2 werden als Zufallsvariablen interpretiert und mit R_i bezeichnet. Der Index i bezeichnet dabei die Korrelation zwischen Empfangssignal und i -ter Basisfunktion.

Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wird angenommen, dass das erste aus M möglichen Symbolen gesendet wurde. Unter der Annahme gleichverteilter Sendesymbole kann die gesamte Symbolfehlerwahrscheinlichkeit P_s durch Mittelung über die einzelnen Symbolfehlerwahrscheinlichkeiten $P_{s,i}$ berechnet werden.

Ein Symbolfehler $P_{s,1}$ tritt auf, wenn mindestens ein Korrelatorausgang $R_i \in \{R_2, \dots, R_M\}$ größer als R_1 ist, d. h.

$$P_{s,1} = P\left(\bigcup_{i=2}^M R_i > R_1\right). \quad (\text{A.13})$$

Durch die Abschätzung der Union Bound (siehe Abschnitt 4.4.3.4) gilt

$$P_{s,1} \leq \sum_{i=2}^M P(R_i > R_1). \quad (\text{A.14})$$

Um die Wahrscheinlichkeiten auf der rechten Seite zu bestimmen wird angenommen, dass die Amplituden der Rauschprozesse auf den Korrelatoreingängen normalverteilt und paarweise unkorreliert sind. Die Rauschleistungsdichte auf der i -ten Sendesymbolfrequenz wird nachfolgend mit λ_i bezeichnet.

Es wird zunächst der Fall $P(R_2 > R_1)$ betrachtet: Nach [81] gilt, dass R_1 Rice-verteilt und R_i für $2 \leq i \leq M$ Rayleigh-verteilt ist. Für die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen von R_1 gilt damit

$$p_{R_1}(\tau) = \frac{\tau}{\sigma_1^2} I_0 \left(\frac{\tau \nu_1}{\sigma_1^2} \right) e^{-\frac{(\tau^2 + \nu^2)}{2\sigma_1^2}}, \quad x \geq 0 \quad (\text{A.15})$$

und für R_2 entsprechend

$$p_{R_2}(\tau) = \frac{\tau}{\sigma_2^2} e^{-\frac{\tau^2}{2\sigma_2^2}}, \quad x \geq 0, \quad (\text{A.16})$$

wobei für die Parameter der Dichtefunktionen mit der Symbolenergie E_s folgt: $\sigma_1^2 = 2E_s\lambda_1$, $\sigma_2^2 = 2E_s\lambda_2$ und $\nu = 2E_s$ [81]. Die Definition und der Verlauf der beiden Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen ist in Abschnitt A.7 angegeben.

Da die Berechnung von $P(R_2 > R_1)$ schwierig ist, wird stattdessen das Gegenereignis betrachtet:

$$P(R_2 > R_1) + P(R_2 < R_1) + P(R_2 = R_1) = 1, \quad (\text{A.17})$$

$$P(R_2 > R_1) \leq 1 - P(R_2 < R_1). \quad (\text{A.18})$$

Durch Einführung der Bedingung $R_1 = r_1$ lässt sich die Wahrscheinlichkeit wie folgt berechnen

$$1 - P(R_2 < R_1) = 1 - \int_0^{\infty} P(R_2 < r_1 | R_1 = r_1) p_{R_1}(r_1) dr_1. \quad (\text{A.19})$$

Unter der Annahme der Unkorreliertheit von R_i wird $P(R_2 < r_1 | R_1 = r_1)$ zu $P(R_2 < r_1)$ und damit

$$1 - P(R_2 < R_1) = 1 - \int_0^{\infty} P(R_2 < r_1) p_{R_1}(r_1) dr_1. \quad (\text{A.20})$$

Es folgt durch Einsetzen der Rayleigh-Verteilung für R_2

$$P(R_2 < r_1) = \int_0^{r_1} p_{R_2}(\tau) d\tau \quad (\text{A.21})$$

$$= 1 - e^{-\frac{r_1^2}{2\sigma_2^2}}. \quad (\text{A.22})$$

Durch Einsetzen in (A.20) erhält man durch Umformen

$$\begin{aligned} & 1 - \int_0^\infty P(R_2 < r_1) p_{R_1}(r_1) \\ &= 1 - \int_0^\infty p_{R_1}(r_1) dr_1 + \int_0^\infty e^{-\frac{r_1^2}{2\sigma_2^2}} p_{R_1}(r_1) dr_1 \\ &= \int_0^\infty e^{-\frac{r_1^2}{2\sigma_2^2}} p_{R_1}(r_1) dr_1. \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

Durch Einsetzen der Dichtefunktion für R_1 und ergibt sich durch Vereinfachen

$$\begin{aligned} & \int_0^\infty e^{-\frac{r_1^2}{2\sigma_2^2}} p_{R_1}(r_1) dr_1 \\ &= \int_0^\infty \frac{r_1}{\sigma_1^2} I_0\left(\frac{r_1 \nu}{\sigma_1^2}\right) e^{-\frac{r_1^2 \left(1 + \frac{\sigma_1^2}{\sigma_2^2}\right) + \nu^2}{2\sigma_1^2}} dr_1 \\ &= \frac{1}{1 + \frac{\sigma_1^2}{\sigma_2^2}} e^{-\frac{\nu^2}{2\sigma_1^2} \cdot \frac{\sigma_1^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}, \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

wobei im letzten Schritt eine Umformung aus [81] verwendet wird. Durch Einsetzen der Rauschleistungsdichten λ_i und Symbolenergie E_s für σ_i und ν ergibt sich die endgültige Abschätzung

$$P(R_2 > R_1) \leq \frac{\lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} e^{-\frac{E_s}{\lambda_1 + \lambda_2}}. \quad (\text{A.25})$$

Die Herleitung der Wahrscheinlichkeiten für die restlichen Korrelatorausgänge $R_3 \dots R_M$ verläuft analog, lediglich der Wert der Rauschleis-

tungsdichten ändert sich dabei. Die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit aus (A.14) ergibt sich zu

$$P_{s,1} \leq \sum_{i=2}^M \frac{\lambda_i}{\lambda_1 + \lambda_i} e^{-\frac{E_s}{\lambda_1 + \lambda_i}}. \quad (\text{A.26})$$

Die gesamte Symbolfehlerwahrscheinlichkeit P_s ergibt sich durch Mittelung über alle Symbole

$$P_s \leq \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M \sum_{i=1, i \neq n}^M \frac{\lambda_i}{\lambda_n + \lambda_i} e^{-\frac{E_s}{\lambda_n + \lambda_i}}. \quad (\text{A.27})$$

Der Zusammenhang zwischen Symbol- und Bitfehlerwahrscheinlichkeit P_b ist in [81] angegeben als

$$P_b = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_s, \quad (\text{A.28})$$

wobei k die Anzahl an Bits pro Symbol $k = \log_2(M)$ ist. Damit ergibt sich die Approximation der BER zu

$$P_b \leq \frac{1}{2} \frac{1}{M-1} \sum_{n=1}^M \sum_{i=1, i \neq n}^M \frac{\lambda_n}{\lambda_n + \lambda_i} e^{-\frac{E_s}{\lambda_i + \lambda_n}}. \quad (\text{A.29})$$

A.6 Waterfilling-Algorithmus für PSK-Modulation

Durch Einsetzen von (5.12) und (5.11) in (5.19) ergibt sich

$$b_{\text{ges}} = \max \sum_{k=1}^K \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{E_k}{N_{0,k} \Gamma_{\text{PSK}}} \right), \quad (\text{A.30})$$

Die Lagrange-Funktion für die Nebenbedingung (5.20) lautet

$$L(E_k, \lambda) = \sum_{k=1}^K \frac{1}{2 \ln(2)} \ln \left(\frac{E_k}{N_{0,k} \Gamma_{\text{PSK}}} \right) + \lambda \left(\sum_{k=1}^K E_k - E_{\text{max}} \right). \quad (\text{A.31})$$

Durch Ableiten der Lagrange-Funktion wird der Gradient bestimmt. Es folgt

$$\frac{\partial L}{\partial E_k} = \frac{1}{2 \ln(2) E_k} + \lambda. \quad (\text{A.32})$$

Durch Nullsetzen der Ableitung ergibt sich die notwendige Bedingung zu

$$E_k = -\frac{2 \ln(2)}{\lambda}. \quad (\text{A.33})$$

Durch Einsetzen von (A.33) in die Nebenbedingung ergibt sich die Lösung der Unterträgerenergie zu

$$E_{\max} = \sum_{k=1}^K E_k = K E_k \quad (\text{A.34})$$

\Leftrightarrow

$$E_k = \frac{E_{\max}}{K}. \quad (\text{A.35})$$

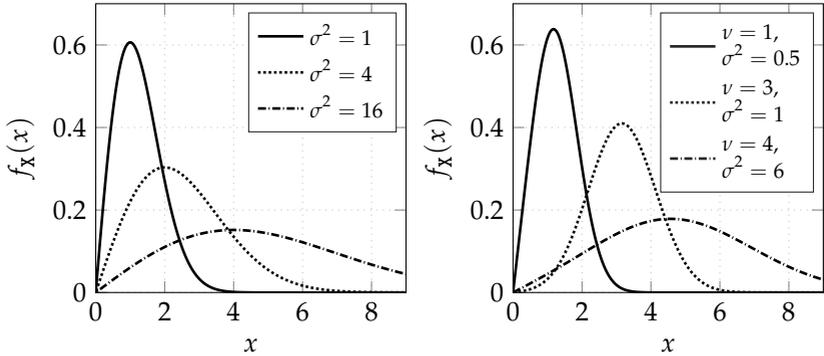
A.7 Spezielle Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen

A.7.1 Rayleigh-Verteilung

Eine Zufallsvariable X heißt Rayleigh-verteilt, wenn für die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion mit Parameter σ gilt:

$$f_X(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}. \quad (\text{A.36})$$

Die Rayleigh-Verteilung kann aus der Normalverteilung abgeleitet werden: Sind zwei Zufallsvariablen $Y_1 \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ und $Y_2 \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ normalverteilt, dann ist der Betrag $X = \sqrt{Y_1^2 + Y_2^2}$ Rayleigh-verteilt [81]. Der Verlauf der Dichtefunktion für verschiedene Parameter σ ist in Abbildung A.2(a) veranschaulicht.



(a) Rayleigh-Verteilung

(b) Rice-Verteilung

Abbildung A.2 Verschiedene Realisierungen der Dichtefunktion

A.7.2 Rice-Verteilung

Eine Zufallsvariable X heißt Rice-verteilt, wenn für die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion mit Parameter σ und ν gilt:

$$f_X(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} I_0\left(\frac{x\nu}{\sigma^2}\right) e^{-\frac{(x^2+\nu^2)}{2\sigma^2}}, & x \geq 0, \\ 0, & x < 0 \end{cases}, \quad (\text{A.37})$$

wobei I_0 die modifizierte Bessel-Funktion 0-ter Ordnung bezeichnet:

$$I_0(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{x^k}{2^k k!} \right)^2 \quad [81]. \quad (\text{A.38})$$

Die Rice-Verteilung kann aus der Normalverteilung abgeleitet werden: Sind zwei Zufallsvariablen $Y_1 \sim \mathcal{N}(m_1, \sigma^2)$ und $Y_2 \sim \mathcal{N}(m_2, \sigma^2)$ normalverteilt, dann ist der Betrag $X = \sqrt{Y_1^2 + Y_2^2}$ Rice-verteilt mit $\nu = \sqrt{m_1^2 + m_2^2}$ [81]. Der Verlauf der Dichtefunktion für verschiedene Parameter σ und ν ist in Abbildung A.2(b) veranschaulicht.

Literaturverzeichnis

- [1] *Abschaltung Mittelwelle*. Abrufbar unter <https://www.deutschlandfunk.de/abschaltung-mittelwelle.2571.de.html> (Stand 28.08.2018). Deutschlandfunk.
- [2] **Babic, M. et al.** *Theoretical postulation of PLC channel models, 2005, Deliverable 'D4' within the OPERA IST Integrated Project No. 507667, Funded by EC.*
- [3] **Baccarelli, E. und Biagi, M.** *Optimal integer bit-loading for multicarrier ADSL systems subject to spectral-compatibility limits.* In: *Signal Processing* 84.4 (2004), S. 729–741.
- [4] **Bauer, M.** *Vergleich von Mehrträger-Übertragungsverfahren und Entwurfskriterien für neuartige Powerline-Kommunikationssysteme zur Realisierung von Smart Grids.* Karlsruhe, 2012.
- [5] *Bundesamt für Sicherheit in der Informationstechnik, Zertifizierte Produkte - Intelligente Messsysteme.* Abrufbar unter https://www.bsi.bund.de/DE/Themen/DigitaleGesellschaft/SmartMeter/SmartMeterGateway/Zertifikate24MsbG/zertifikate24MsbG_node.html (Stand 01.06.2019).
- [6] **Canete, F. J. et al.** *A channel model proposal for indoor power line communications.* In: *IEEE Communications Magazine* 49.12 (2011), S. 166–174.
- [7] **Cano, C. et al.** *State of the Art in Power Line Communications: From the Applications to the Medium.* In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 34.7 (2016), S. 1935–1952.
- [8] **Cho, K. und Yoon, D.** *On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations.* In: *IEEE Transactions on Communications* 50.7 (2002), S. 1074–1080.
- [9] **Cioffi, J. M.** *A multicarrier primer.* Amati Communications Corporation und Stanford University, 1991.
- [10] **Colen, G. R. et al.** *A Spectral Compressive Resource Allocation Technique for PLC Systems.* In: *IEEE Transactions on Communications* 65.2 (2017), S. 816–826.

- [11] **Colen, G. R. et al.** *A temporal compressive resource allocation technique for complexity reduction in PLC transceivers.* In: *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies* 28.2 (2017).
- [12] **Coleri, S. et al.** *Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems.* In: *IEEE Transactions on Broadcasting* 48.3 (2002), S. 223–229.
- [13] **Corripio, F. J. C. et al.** *Analysis of the cyclic short-term variation of indoor power line channels.* In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 24.7 (2006), S. 1327–1338.
- [14] **Cortes, J. et al.** *Analysis of the periodic impulsive noise asynchronous with the mains in indoor PLC channels.* In: *2009 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*. 2009, S. 26–30.
- [15] *Cost-benefit analyses and state of play of smart metering deployment in the EU-27.* Kommissionsdokument SWD(2014) 189. Europäische Kommission, 2014.
- [16] **Digham, F. F. und Alouini, M. S.** *Variable-rate noncoherent M-FSK modulation for power limited systems over Nakagami-fading channels.* In: *IEEE Transactions on Wireless Communications* 3.4 (2004), S. 1295–1304.
- [17] *Distribution automation using distribution line carrier systems - Part 5-1: Lower layer profiles - The spread frequency shift keying (S-FSK) profile.* IEC 61334-5-1:2001. 2001.
- [18] *Distribution automation using distribution line carrier systems - Part 5-2: Lower layer profiles - Frequency shift keying (FSK) profile.* IEC TS 61334-5-2:1998. 1998.
- [19] **Dominicis, C. M. D. et al.** *Characterization of multi-standard Power Line Communication on low-voltage grid.* In: *2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*. 2013, S. 31–36.
- [20] **Dostert, K.** *Frequency-hopping spread-spectrum modulation for digital communications over electrical power lines.* In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 8.4 (1990), S. 700–710.
- [21] **Dostert, K.** *Powerline-Kommunikation : Smart-Home-Gebäudeautomatisierung, Internet aus der Steckdose, EMV-Aspekte.* Poing: Franzis, 2000.
- [22] *Draft Specification for PowerLine Intelligent Metering Evolution R.1.3.6.* Ab-rufbar unter http://www.prime-alliance.org/wp-content/uploads/2013/04/PRIME-Spec_v1.3.6.pdf (Stand 28.08.2018). PRIME Alliance Technical Working Group.

- [23] **Federgruen, A. und Groenevelt, H.** *The Greedy Procedure for Resource Allocation Problems: Necessary and Sufficient Conditions for Optimality.* In: *Operations Research* 34 (1986), S. 909–918.
- [24] **Frenger, P., Orten, P. und Ottosson, T.** *Convolutional codes with optimum distance spectrum.* In: *IEEE Communications Letters* 3.11 (1999), S. 317–319.
- [25] *Frequenzplan gemäß § 54 TKG über die Aufteilung des Frequenzbereichs von 0 kHz bis 3000 GHz auf die Frequenznutzungen sowie über die Festlegungen für diese Frequenznutzungen.* Bundesnetzagentur, 2018.
- [26] **Galli, S. und Lys, T.** *Next generation Narrowband (under 500 kHz) Power Line Communications (PLC) standards.* In: *China Communications* 12.3 (2015), S. 1–8.
- [27] **Galli, S., Scaglione, A. und Wang, Z.** *For the Grid and Through the Grid: The Role of Power Line Communications in the Smart Grid.* In: *Proceedings of the IEEE* 99.6 (2011), S. 998–1027.
- [28] **Garcia-Armada, A.** *SNR gap approximation for M-PSK-Based bit loading.* In: *IEEE Transactions on Wireless Communications* 5.1 (2006), S. 57–60.
- [29] **Gardner, W. A.** *Cyclic Wiener filtering: theory and method.* In: *IEEE Transactions on Communications* 41.1 (1993), S. 151–163.
- [30] **Gardner, W.** *Measurement of spectral correlation.* In: *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on* 34.5 (1986), S. 1111–1123.
- [31] **Gardner, W.** *Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals.* In: *Signal Processing Magazine, IEEE* 8.2 (1991), S. 14–36.
- [32] **Gebhardt, M.** *Emission elektromagnetischer Felder aus Energieverteilnetzen durch hochfrequente Kommunikationssignale.* Forschungsberichte aus den Ingenieurwissenschaften/Informationstechnik. Berlin: Mensch & Buch-Verlag, 2003.
- [33] **Giroto de Oliveira, L. et al.** *Resource Allocation in HS-OFDM-based PLC Systems: A Tutorial.* In: *Journal of Communication and Information Systems* 33.1 (2018).
- [34] *GNU Radio open-source software development toolkit.* Abrufbar unter <https://www.gnuradio.org/> (Stand 28.08.2018). The GNU Radio Foundation, Inc.
- [35] **Goldsmith, A.** *Wireless communications.* Cambridge University Press, 2005.
- [36] **Gulliver, T. A.** *Matching Q-ary Reed-Solomon codes with M-ary modulation.* In: *IEEE Transactions on Communications* 45.11 (1997), S. 1349–1353.

- [37] **Han, B.** *Characterization and emulation of low-voltage power line channels for narrowband and broadband communication*. Karlsruhe, 2017.
- [38] **Hoch, M.** *Comparison of PLC G3 and PRIME*. In: *2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*. 2011, S. 165–169.
- [39] *IEEE Standard for Low-Frequency (less than 500 kHz) Narrowband Power Line Communications for Smart Grid Applications*. In: *IEEE Std 1901.2-2013* (2013), S. 1–269.
- [40] *Information technology equipment – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement*. CENELEC Standard EN 55022:2010. European Committee for Electrotechnical Standardization, 2010.
- [41] **Jondral, F.** *Nachrichtensysteme : Grundlagen, Verfahren, Anwendungen*. 4., überarb. und erweiterte Aufl. Wilburgstetten: Schlembach, 2011.
- [42] **Kammeyer, K.-D.** *Nachrichtenübertragung*. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2011.
- [43] **Kammeyer, K.-D.** *Digitale Signalverarbeitung : Filterung und Spektralanalyse mit MATLAB-Übungen*. 9., korrigierte und ergänzte Auflage. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2018.
- [44] **Katayama, M., Yamazato, T. und Okada, H.** *A mathematical model of noise in narrowband power line communication systems*. In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 24.7 (2006), S. 1267–1276.
- [45] **Kiencke, U., Schwarz, M. und Weickert, T.** *Signalverarbeitung : Zeit-Frequenz-Analyse und Schätzverfahren*. München, 2009.
- [46] **Kistner, T.** *Ein neuartiges mehrträgerbasiertes PLC-System mit störresistenter Synchronisation*. Karlsruhe: Universitätsverlag, 2008.
- [47] **Koch, M.** *EU Regulation of high-speed Powerline Communication in the spectrum 150-500 kHz*. devolo AG, 2013.
- [48] *Lageplan Campus Süd, Karlsruher Institut für Technologie*. Abrufbar unter <https://www.kit.edu/downloads/Campus-Sued.pdf> (Stand 28.08.2018).
- [49] **Larsen, K.** *Short convolutional codes with maximal free distance for rates 1/2, 1/3, and 1/4*. In: *IEEE Transactions on Information Theory* 19.3 (1973), S. 371–372.
- [50] **Li, Y. G.**, Hrsg. *Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications*. New York: Springer, 2006.

- [51] **Lin, J. und Evans, B. L.** *Cyclostationary noise mitigation in narrowband powerline communications*. In: *Proceedings of The 2012 Asia Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference*. 2012, S. 1–4.
- [52] **Liu, C. und Mathar, R.** *Optimal and efficient bit loading for OFDM in the presence of channel uncertainty*. In: *IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems*. 2008, S. 11–15.
- [53] **Liu, W., Sigle, M. und Dostert, K.** *Channel phase distortion and its influence on PLC systems*. In: *2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*. 2012, S. 268–273.
- [54] **Liu, W.** *Emulation of Narrowband Powerline Data Transmission Channels and Evaluation of PLC Systems*. Forschungsberichte aus der industriellen Informationstechnik ; 7. Karlsruhe: KIT Scientific Publishing, 2013.
- [55] *Low Cost, High Speed Differential Amplifier AD8132*. Analog Devices, Datenblatt Rev. I.
- [56] *LTC2284 Dual 14-Bit, 105 Msps Low Power 3 V ADC*. Linear Technology, Datenblatt 2284fa.
- [57] **Lutz, L., Andrea M., T. und Theo G., S.**, Hrsg. *Power line communications : principles, standards and applications from multimedia to smart grid*. Second edition. Chichester: Wiley, 2016.
- [58] **Margrave, G.** *Theory of nonstationary linear filtering in the Fourier domain with application to time-variant filtering*. In: *Geophysics* 63 (1998), S. 244–259.
- [59] *MIMO power line communications : narrow and broadband standards, EMC, and advanced processing*. Boca Raton: CRC Press, 2014.
- [60] **Mlynek, P. et al.** *Measurements and evaluation of PLC modem with G3 and PRIME standards for Street Lighting Control*. In: *18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*. 2014, S. 238–243.
- [61] *Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers - Data link layer specification*. ITU-T Rec. G.9956. 2011.
- [62] *Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers - Physical layer specification*. ITU-T Rec. G.9955. 2011.
- [63] *Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers - Power spectral density specification*. ITU-T Rec. G.9901. 2017.

- [64] *Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for G3-PLC networks*. ITU-T Rec. G.9903. 2017.
- [65] *Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for ITU-T G.hnem networks*. ITU-T Rec. G.9902. 2013.
- [66] *Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for PRIME networks*. ITU-T Rec. G.9904. 2012.
- [67] **Nassar, M. et al.** *Cyclostationary noise modeling in narrowband powerline communication for Smart Grid applications*. In: 2012 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). 2012, S. 3089–3092.
- [68] **Nassar, M. et al.** *Local Utility Power Line Communications in the 3–500 kHz Band: Channel Impairments, Noise, and Standards*. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 29.5 (2012), S. 116–127.
- [69] **Nee, R. van und Wild, A. de.** *Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM*. In: *Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE*. Bd. 3. 1998, S. 2072–2076.
- [70] **Nieman, K. et al.** *Cyclic spectral analysis of power line noise in the 3–200 kHz band*. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. 2013, S. 315–320.
- [71] **Ochiai, H. und Imai, H.** *On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals*. In: *IEEE Transactions on Communications* 49.2 (2001), S. 282–289.
- [72] **Ochiai, H. und Imai, H.** *Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals*. In: *IEEE Transactions on Communications* 50.1 (2002), S. 89–101.
- [73] **Odenwalder, J. P.** *Error Control Coding Handbook*. Linkabit Corporation, 1976.
- [74] **Oksman, V. und Zhang, J.** *G.HNEM: the new ITU-T standard on narrow-band PLC technology*. In: *IEEE Communications Magazine* 49.12 (2011), S. 36–44.
- [75] **Opalko, O.** *Powerline-Kommunikation für Batteriemangement-Systeme in Elektro- und Hybridfahrzeugen*. Forschungsberichte aus der industriellen Informationstechnik ; 13. Karlsruhe: KIT Scientific Publishing, 2017.
- [76] **Oppenheim, A. V., Schafer, R. W. und Buck, J. R.** *Discrete-time signal processing*. Prentice Hall signal processing series. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall Internat., 1999.

- [77] *Power line carrier systems*. Part 15.113, Abrufbar unter <https://www.ecfr.gov>. Federal Communications Commission.
- [78] *Power line communication apparatus used in low-voltage installations – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement – Part 1: Apparatus for in-home use*. CENELEC Standard EN 50561-1:2013. European Committee for Electrotechnical Standardization, 2013.
- [79] *Power Line Communication Equipment (10kHz-450kHz)*. ARIB STD-T84. Association of Radio Industries und Businesses, 2002.
- [80] *Powerline Related Intelligent Metering Evolution (PRIME)*. <http://www.prime-alliance.org/> (Stand 28.08.2018).
- [81] **Proakis, J. G. und Salehi, M.** *Digital communications*. 5. ed. Boston: McGraw-Hill, 2009.
- [82] **Razazian, K., Umari, M. und Kamalizad, A.** *Error correction mechanism in the new G3-PLC specification for powerline communication*. In: *2010 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*. 2010, S. 50–55.
- [83] *Richtlinie 2009/72/EG des europäischen Parlaments und des Rates vom 13. Juli 2009 über gemeinsame Vorschriften für den Elektrizitätsbinnenmarkt und zur Aufhebung der Richtlinie*. Amtsblatt der Europäischen Union L211/55. Europäische Union, 2009.
- [84] *Richtlinie 2014/30/EU des europäischen Parlaments und des Rates zur Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit (Neufassung)*. Europäische Kommission, 2014.
- [85] **Rieken, D.** *Periodic noise in very low frequency power-line communications*. In: *2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*. 2011, S. 295–300.
- [86] **Roberts, R., Brown, W. und Loomis, H.** *Computationally efficient algorithms for cyclic spectral analysis*. In: *Signal Processing Magazine, IEEE* 8.2 (1991), S. 38–49.
- [87] **Roth, Y. et al.** *Turbo-FSK: A new uplink scheme for low power wide area networks*. In: *2015 IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*. 2015, S. 81–85.
- [88] **Sawada, N., Yamazato, T. und Katayama, M.** *Bit and power allocation for power-line communications under nonwhite and cyclostationary noise environment*. In: *2009 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. 2009, S. 307–312.

- [89] **Sawada, N., Yamazato, T. und Katayama, M.** *Bit and power allocation for power-line communications under nonwhite and cyclostationary noise environment.* In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications.* 2009, S. 307–312.
- [90] **Schaub, T.** *Spread frequency shift keying.* In: *IEEE Transactions on Communications* 42.234 (1994), S. 1056–1064.
- [91] **Signle, M., Liu, W. und Dostert, K.** *On the impedance of the low-voltage distribution grid at frequencies up to 500 kHz.* In: *2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications.* 2012, S. 30–34.
- [92] **Signle, M. et al.** *Transmission channel properties of the low voltage grid for narrowband power line communication.* In: *2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications.* 2011, S. 289–294.
- [93] **Signle, M.** *Robuste Schmalband-Powerline-Kommunikation für Niederspannungsverteilternetze.* Karlsruhe: KIT Scientific Publishing, 2016.
- [94] **Signle, M., Ruprecht, B. und Dostert, K.** *Software defined modem development for narrowband PLC systems.* In: *5th Workshop on Powerline Communications.* Arnhem, 2011.
- [95] *Signaling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148,5 kHz – Part 1: General requirements, frequency bands and electromagnetic disturbances.* CENELEC Standard EN 50065-1. European Committee for Electrotechnical Standardization, 2011.
- [96] **Simon, M. K.** *On the bit-error probability of differentially encoded QPSK and offset QPSK in the presence of carrier synchronization.* In: *IEEE Transactions on Communications* 54.5 (2006), S. 806–812.
- [97] **Simon, M. K. und Alouini, M.-S.** *Digital communication over fading channels.* 2. ed. Hoboken: Wiley-Interscience, 2005.
- [98] **Slacik, J. et al.** *Experimental measurements of multi-carrier power line communication systems.* In: *2017 40th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP).* 2017, S. 91–96.
- [99] *Specification for PowerLine Intelligent Metering Evolution R1.4.* Abrufbar unter http://www.prime-alliance.org/wp-content/uploads/2014/10/PRIME-Spec_v1.4-20141031.pdf (Stand 28.08.2018). PRIME Alliance Technical Working Group.
- [100] **Spooner, C.** *Higher-order statistics for nonlinear processing of cyclostationary signals.* In: *Cyclostationarity in communications and signal processing.* IEEE Press New York, 1994.

- [101] *The G3-PLC Alliance*. <http://www.g3-plc.com/> (Stand 28.08.2018).
- [102] **Tunc, M. A., Perrins, E. und Lampe, L.** *Optimal LPTV-Aware Bit Loading in Broadband PLC*. In: *IEEE Transactions on Communications* 61.12 (2013), S. 5152–5162.
- [103] *USRP Hardware Driver and USRP Manual*. Abrufbar unter <http://files.ettus.com/manual/> (Stand 28.08.2018).
- [104] *USRP Hardware Driver Repository*. Abrufbar unter <https://github.com/EttusResearch/uhd> (Stand 28.08.2018).
- [105] *Verordnung zum Schutz von öffentlichen Telekommunikationsnetzen und Sende- und Empfangsfunkanlagen, die in definierten Frequenzbereichen zu Sicherheitszwecken betrieben werden*. Sicherheitsfunk-Schutzverordnung (SchuTSEV). Bundesrepublik Deutschland, 2009.
- [106] **Welch, P.** *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 on Audio and Electroacoustics* 15.2 (1967), S. 70–73.
- [107] **Xu, G. et al.** *Implementation and field test results of a software defined PLC modem*. In: *2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. 2012, S. 66–71.
- [108] **Yu, W., Sen, S. und Leung, B.** *Time varying Volterra series and its application to the distortion analysis of a sampling mixer*. In: *Proceedings of 40th Midwest Symposium on Circuits and Systems. Dedicated to the Memory of Professor Mac Van Valkenburg*. Bd. 1. 1997, 245–248 vol.1.
- [109] **Zimmermann, M. und Dostert, K.** *A multipath model for the powerline channel*. In: *IEEE Transactions on Communications* 50.4 (2002), S. 553–559.
- [110] **Zimmermann, M. und Dostert, K.** *Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications*. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 44.1 (2002), S. 249–258.
- [111] **Zimmermann, M.** *Energieverteilnetze als Zugangsmedium für Telekommunikationsdienste*. Berichte aus der Kommunikationstechnik. Aachen: Shaker, 2000.

Eigene Veröffentlichungen

- [112] **Han, B., Kaiser, C. und Dostert, K.** *A novel approach of canceling cyclostationary noise in low-voltage power line communications*. In: *IEEE International Conference on Communications (ICC)*. London, 2015, S. 734–739.

- [113] **Han, B., Stoica, V., Kaiser, C., Otterbach, N. und Dostert, K.** *Noise characterization and emulation for low-voltage power line channels across narrowband and broadband*. In: *Digital Signal Processing* 69 (2017), S. 259–274.
- [114] **Kaiser, C., Mitschke, N. und Dostert, K.** *Cyclic Bit Loading for Adaptive OFDM in Narrowband Power Line Communications*. In: *2018 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*. Manchester, 2018.
- [115] **Kaiser, C., Otterbach, N. und Dostert, K.** *Spectral correlation analysis of narrowband power line noise*. In: *2017 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*. Madrid, 2017.
- [116] **Otterbach, N., Kaiser, C., Stoica, V. und Dostert, K.** *Distributed spectrum occupancy measurements in the 0.15 - 10 MHz band for LV PLC networks*. In: *9th Workshop on Power Line Communications (WSPLC)*. Klagenfurt, 2015.
- [117] **Otterbach, N., Kaiser, C., Stoica, V., Han, B. und Dostert, K.** *Software-defined radio for power line communication research and development*. In: *Proceedings of the 2015 Workshop on Software Radio Implementation Forum (SRIF)*. Paris, 2015, S. 37–42.

Betreute studentische Arbeiten

- [118] **Akoum, T. E.** *Klassifikation von Störern in der Powerline-Kommunikation durch Identifikation zyklotionärer Signalmerkmale*. Masterarbeit. KIT, 2015.
- [119] **Bau, B.** *Entwicklung einer Multicarrier-FSK Testumgebung in GNU Radio für PLC-Anwendungen*. Bachelorarbeit. KIT, 2016.
- [120] **Decock, L.** *Hardware/Software Codesign on a Linux Assisted FPGA System-on-Chip Platform for Robust Powerline Communication*. Masterarbeit. KIT, 2017.
- [121] **Fuchs, C.** *Entwurf einer automatischen Verstärkerschaltung für ein Software Defined Radio Frontend*. Bachelorarbeit. KIT, 2016.
- [122] **Hoffmann, T.** *Filterung zylostationärer Rauschanteile des Powerline-Kanals*. Bachelorarbeit. KIT, 2017.
- [123] **Khatrchi, H. E.** *Hardware/Software-Co-Design und Implementierung digitaler Filter auf dem Zynq System-On-Chip*. Bachelorarbeit. KIT, 2015.

- [124] **Kiehnle, P.** *Evaluation der FPGA System-On-Chip Messplattform Red Pitaya für den Einsatz in der Powerline-Kommunikation.* Bachelorarbeit. KIT, 2015.
- [125] **Knopf, F.** *MFSK-Modulation auf einer FPGA System-On-Chip-Plattform für die robuste Powerline-Kommunikation.* Bachelorarbeit. KIT, 2017.
- [126] **Mitschke, N.** *Parameterschätzung eines adaptiven OFDM-Verfahrens in der Powerline-Kommunikation.* Masterarbeit. KIT, 2017.
- [127] **Moos, B.** *Entwurf und Vergleich adaptiver M-FSK-Demodulationsverfahren für die Powerline-Kommunikation.* Masterarbeit. KIT, 2017.
- [128] **Murgul, S.** *Automatisierte Transkription der zugrundeliegenden Melodie eines homophonen Musiksignals.* Bachelorarbeit. KIT, 2017.
- [129] **Riester, B.** *Entwurf und Analyse eines adaptiven LPTV-Filters in GNU Radio.* Bachelorarbeit. KIT, 2015.
- [130] **Strauch, D.** *Multiresolution Analysis of Periodic Noise in Power Line Communication.* Masterarbeit. KIT, 2016.
- [131] **Wetzel, J.** *Adaptive Mehrträger-Frequenzumtastung für den Powerline-Kanal.* Masterarbeit. KIT, 2017.

Forschungsberichte aus der Industriellen Informationstechnik (ISSN 2190-6629)

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

Hrsg.: Prof. Dr.-Ing. Fernando Puente León

- 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

- 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 Niederspannungsverteilternetze. (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
- Band 14 Han, Bin
Characterization and Emulation of Low-Voltage Power Line Channels for Narrowband and Broadband Communication. (2017)
ISBN 978-3-7315-0654-6
- Band 15 Alonso, Damián Ezequiel
Wireless Data Transmission for the Battery Management System of Electric and Hybrid Vehicles. (2017)
ISBN 978-3-7315-0670-6

- Band 16 Hernández Mesa, Pilar
Design and analysis of a content-based image retrieval system. (2017)
ISBN 978-3-7315-0692-8
- Band 17 Suchanek, André
Energiemanagement-Strategien für batterieelektrische Fahrzeuge. (2018)
ISBN 978-3-7315-0773-4
- Band 18 Bauer, Sebastian
Hyperspectral Image Unmixing Incorporating Adjacency Information. (2018)
ISBN 978-3-7315-0788-8
- Band 19 Vater, Sebastian
Monokulare Blickrichtungsschätzung zur berührungslosen Mensch-Maschine-Interaktion. (2019)
ISBN 978-3-7315-0789-5
- Band 20 Back, Kristine
Erkennung menschlicher Aktivitäten durch Erfassung und Analyse von Bewegungstrajektorien. (2019)
ISBN 978-3-7315-0909-7
- Band 21 Nürnberg, Thomas
Entwurf von Computational-Imaging-Systemen am Beispiel der monokularen Tiefenschätzung. (2019)
ISBN 978-3-7315-0941-7
- Band 22 Kaiser, Cornelius
Adaptive Modulationsverfahren für die schmalbandige Powerline-Kommunikation in Niederspannungsnetzen. (2020)
ISBN 978-3-7315-1010-9

ISSN 2190-6629
ISBN 978-3-7315-1010-9

Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISBN 978-3-7315-1010-9



9 783731 510109 >