

Ein selbstlernendes Mehrträgerverfahren für breitbandige PLC-Systeme im Zugangsbereich der Niederspannungsebene

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

Nico Otterbach, M. Sc.

geb. in Künzelsau

Tag der mündl. Prüfung: 28. Juni 2022
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert, KIT
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Laurent Schmalen, KIT



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

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand zu wesentlichen Teilen im Rahmen meiner Forschungstätigkeit am Institut für Industrielle Informationstechnik (IIIT) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT).

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert für die Betreuung der Arbeit. Sein umfassender Erfahrungsschatz und seine anhaltende Motivation waren für mich hilfreiche Wegweiser in der Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter sowie auch darüber hinaus. Herrn Prof. Dr.-Ing. Laurent Schmalen danke ich für das Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Ich möchte mich außerdem bei den Professoren und Mitarbeitern des IIIT für das Schaffen der Rahmenbedingungen sowie für die Unterstützung bei bürokratischen Angelegenheiten bedanken.

Ich danke auch allen Studenten, die ich während meiner Tätigkeit am IIIT betreuen durfte. Neben vielen wertvollen fachlichen Diskussionen hat mir die gemeinsame Forschungsarbeit stets große Freude bereitet.

Ich danke außerdem allen wissenschaftlichen Mitarbeitern des Instituts für die gute Zusammenarbeit. Insbesondere Cornelius Kaiser, Bin Han, Vlad Stoica und Martin Sigle bin ich für viele anregende Diskussionen und die gute gemeinsame Zeit innerhalb und außerhalb des Instituts dankbar. Mein Dank gilt zudem Adrian Bürger für das Korrekturlesen der Arbeit.

Von ganzem Herzen danke ich meiner Familie, insbesondere meinen Eltern und meinem Bruder. Sie unterstützen mich in allen Lebenslagen und geben mir stets den nötigen Rückhalt. Ganz besonders danke ich auch meiner Frau Katharina, durch deren anhaltende Unterstützung, Motivation und Rückhalt die Fertigstellung dieser Arbeit überhaupt erst ermöglicht wurde.

Forchtenberg, im Juli 2022

Nico Otterbach

Inhaltsverzeichnis

Symbolverzeichnis

vii

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Stand der Technik	3
1.3	Ziele und Herausforderungen	5
1.4	Aufbau der Arbeit	6
2	Software-Defined Radio als Schlüsseltechnologie für adaptive PLC-Netze	7
2.1	Grundlagen	8
2.1.1	Arten von Software-Defined Radios	9
2.1.2	Vor- und Nachteile des SDR-Prinzips	12
2.2	SDR-Hardware	15
2.2.1	Analoge Signalverarbeitung	17
2.2.2	Eigenschaften der A/D-Wandlung	19
2.2.3	Digitale Signalverarbeitung	23
2.3	SDR-Software	28
2.3.1	GNU Radio als SDR-Umgebung	30
2.4	Software-Defined Radio in der Powerline-Kommunikation	35
2.4.1	Gemeinsamkeiten mit und Unterschiede zu Funk- systemen	36
2.4.2	Aufbau eines Software-Defined PLC Modems	38
2.4.3	Einsatzmöglichkeiten für Software-Defined PLC- Systeme	45

3	Messung und Analyse der Übertragungseigenschaften von PLC-Netzen	49
3.1	Charakteristische Eigenschaften der Übertragungsfunktion	50
3.1.1	Einfluss der sende- und empfangsseitigen Fehlanpassung auf die Übertragungsfunktion	52
3.2	Bestimmung der unidirektionalen Übertragungsfunktion .	54
3.2.1	Bottom-Up Simulation zur Bestimmung der unidirektionalen Übertragungsfunktion	58
3.3	Analyse der Übertragungseigenschaften von Punkt-zu-Punkt-Strecken	61
3.3.1	Betrachtung der Kanaldämpfung	61
3.3.2	Einfluss der Phasenverschiebung	62
3.3.3	Untersuchung von Kohärenzzeit und -bandbreite .	63
3.3.4	Betrachtung der Kanalsymmetrie	64
3.3.5	Untersuchung der Ortsabhängigkeit der Übertragungsfunktion	64
3.4	Ableitung kanalbedingter Anforderungen an Kommunikationssysteme	65
4	Messung und Analyse von Störszenarien in Powerline-Netzen	67
4.1	Charakteristische Eigenschaften des Störszenarios	68
4.2	Messtechnische Erfassung von Störszenarien	72
4.2.1	Aufbau des verteilten SDR-basierten Messsystems .	73
4.2.2	Messkampagne zur Analyse der Störszenarien an verschiedenen Standorten des Campusnetzes . . .	79
4.3	Analyse des Störszenarios	81
4.3.1	Frequenzabhängigkeit des Störszenarios	81
4.3.2	Zeitabhängigkeit des Störszenarios	85
4.3.3	Ortsabhängigkeit des Störszenarios	94
4.4	Resultierende Anforderungen für störresistente Powerline-Kommunikationssysteme	101
5	Entwurf und Evaluation eines selbstlernenden Mehrträger-Übertragungsverfahrens	105
5.1	Anforderungen und Rahmenbedingungen	106

5.2	Maschinelles Lernen zur adaptiven Anpassung der Systemparameter	113
5.2.1	K-Means Clustering zur Partitionierung der Rahmenstruktur	114
5.2.2	Reinforcement Learning zur Bestimmung der Modulationsparameter	119
5.2.3	Weitere Aspekte zur Realisierung selbstadaptierender PLC-Systeme	130
5.3	Evaluation des selbstlernenden Übertragungsverfahrens .	133
5.3.1	Systemübersicht	133
5.3.2	Ergebnisse	139
5.4	Fazit	184
6	Zusammenfassung	187
6.1	Analyse und Bewertung der Kanaleigenschaften	187
6.2	Konzept eines selbstlernenden Mehrträgerübertragungsverfahrens	188
6.3	Fazit und Ausblick	189
A	Anhang	193
A.1	Weitere Ergebnisse zur Adaption der Modulationsparameter an den Gesamtkanal	193
	Literaturverzeichnis	197
	Eigene Veröffentlichungen	205
	Betreute studentische Arbeiten	206

Symbolverzeichnis

Allgemeine Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
bzw.	beziehungsweise
ca.	circa
d. h.	das heißt
i. d. R.	in der Regel
engl.	englisch
et al.	et alii (lat. und andere)
etc.	et cetera (lat. und so weiter)
evtl.	eventuell
ggf.	gegebenenfalls
o. B. d. A.	ohne Beschränkung der Allgemeinheit
vgl.	vergleiche
z. B.	Zum Beispiel
ACM	Adaptive Coding and Modulation
AFE	Analog Front-End
AGC	Automatic Gain Control
AKF	Autokorrelationsfunktion
ALU	Arithmetic Logic Unit
ARM	Advanced RISC Machine
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit
AVX	Advanced Vector Extensions
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BB	Basisband
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CENELEC	Comité Européen de Normalisation Électrotechnique
CIC	Cascaded Integrator-Comb
CORBA	Common Object Request Broker Architecture
CORDIC	Coordinate Rotation Digital Computer

Abkürzung	Bedeutung
CPU	Central Processing Unit
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
DDC	Digital Down Conversion
DDS	Direct Digital Synthesis
DFE	Digital Front-End
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
DQN	Deep Q Learning
DRM	Digital Radio Mondiale
DSA	Dynamic Spectrum Access
DSL	Digital Subscriber Line
DSP	Digital Signal Processor
DSV	Digitale Signalverarbeitung
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EN	Europäische Norm
FBMC	Filter Bank Multicarrier
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
FPGA	Field Programmable Gate Array
FSF	Free Software Foundation
FSK	Frequency-Shift Keying
GI	Guard Interval
GNU	GNU is Not Unix
GPL	(GNU) General Public License
GPP	General Purpose Processor
GPSDO	GPS Disciplined Oscillator
GPS	Global Positioning System
GPU	Graphics Processing Unit
HF	High Frequency
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IIR	Infinite Impulse Response
IQA	Interquartilsabstand
ISI	Intersymbolinterferenz
ISO	International Organization for Standardization
ITU	International Telecommunication Union
LDS	Leistungsdichtespektrum
LNA	Low-Noise Amplifier
LO	Lokaloszillator

Abkürzung	Bedeutung
LPTV	Linear Periodically Time-Varying
MAC	Multiply and Accumulate
MCS	Modulation and Coding Scheme
MEP	Markow-Entscheidungsprozess
MIT	Massachusetts Institute of Technology
ML	Machine Learning
MMX	Multimedia Extension
NDD	Nulldurchgangsdetektion
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OPERA	Open PLC European Research Alliance
OSI	Open Systems Interconnection
OTA	Over-The-Air
PCI	Peripheral Component Interconnect
PCM	Pulse Code Modulation
PC	Personal Computer
PLC	Power Line Communication
PN	Pseudo Noise
PRIME	Powerline Intelligent Metering Evolution
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RFNoC	RF Network on Chip
RL	Reinforcement Learning
RTT	Round Trip Time
SCA	Software Communications Architecture
SDPLC	Software-Defined Power Line Communication
SDR	Software-Defined Radio
SIMD	Single Instruction Multiple Data
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SoC	System-on-Chip
SSE	Streaming SIMD Extensions
SSH	Secure Shell
STFT	Short-Time Fourier transform
SWIG	Simplified Wrapper and Interface Generator
TVS	Transient Voltage Suppressor
USA	United States of America
USB	Universeller Serieller Bus
USRP	Universal Software Radio Peripheral
US	United States
VCO	Voltage-Controlled Oscillator

Abkürzung	Bedeutung
VHDL	VHSIC Hardware Description Language
VHSIC	Very High Speed Integrated Circuits
VOLK	Vector-Optimized Library of Kernels
VPN	Virtual Private Network
ZF	Zwischenfrequenz

1 Einleitung

1.1 Motivation

Die Energiewende stellt eine zentrale Herausforderung des 21. Jahrhunderts dar. Die Ziele der Bundesregierung sehen dafür neben dem Ausstieg aus der Atomenergie bis zum Jahre 2022 vor dem Hintergrund des fortschreitenden Klimawandels vor allem auch eine Transformation der Energiegewinnung weg von fossilen Brennstoffen hin zu erneuerbaren Energien vor [3]. Dies hat zur Folge, dass die Energiegewinnung, beispielsweise in Form von Photovoltaik oder auch Wind- und Wasserkraft, im Vergleich zur konventionellen Energiegewinnung, beispielsweise durch Kohle- oder Atomkraftwerke, vermehrt volatil und zunehmend dezentral erfolgt. Gerade die dezentrale Energiegewinnung stellt dabei neue Herausforderungen für die Netzregelung und Erhaltung der Netzstabilität dar, da die klassische Struktur von Energieverteilnetzen aus Hoch-, Mittel- und Niederspannungsebene nur noch bedingt dem Energiefluss zwischen Quelle und Verbraucher entspricht. Aber auch die Volatilität sowie damit verbundene zeitlich und örtlich dynamische Gewinnung von Energie stellen die Netzregelung vor neue Herausforderungen im Vergleich zur konventionellen Energieerzeugung.

Ein Ansatz um den neuen Herausforderungen gerecht zu werden stellen *Smart Grids* dar. Die Grundidee dahinter besteht in einer bedarfsgerechten Energieversorgung, indem die Erzeuger und Verbraucher von Energie direkt miteinander vernetzt werden. Dies ermöglicht eine engmaschige, intelligente Erfassung und Auswertung von Erzeugungs- und insbesondere auch Verbrauchsdaten in Echtzeit und schafft damit die Grundlage für *Mehrwertdienste* wie Ferndiagnose oder Zählerfernablesen, aber auch die Grundlage neuer Tarife und Abrechnungsmodelle. Die echtzeitfähige Erfassung von Momentanwerten sowie die Vernetzung zwischen Erzeuger und Verbraucher erlaubt dabei insbesondere die Schaffung von Anreizen

zum Ausgleich von Lastspitzen, bzw. einen insgesamt besser an die Verfügbarkeit angepassten Verbrauch von Energie. So kann die Information einer momentan hohen Verfügbarkeit von Energie, beispielsweise durch sehr starke Sonneneinstrahlung oder hohe Stromerzeugung durch Windkraft, in Form eines momentan niedrigeren Energiepreises an die Kunden weitergegeben werden, welche dann wiederum flexible Verbraucher aktivieren können. Denkbar wäre beispielsweise auch, ein Elektrofahrzeug genau dann aufzuladen, wenn der Strompreis gerade aufgrund einer hohen Verfügbarkeit besonders günstig ist. Bei einer geringen Verfügbarkeit wäre es zudem denkbar eventuell überschüssige Energie zu einem höheren Preis wieder in das Netz einzuspeisen.

Es ist unmittelbar ersichtlich, dass der engmaschigen Vernetzung aller Teilnehmer eine zentrale Rolle bei der Realisierung von Smart Grids zukommt. Während die einzelnen Netzsegmente auf der Hoch- und Mittelspannungsebene in der Regel auch heute schon über gute ausgebaute Weitverkehrsverbindungen wie z.B. Glasfaserleitungen verfügen, muss die Infrastruktur auf der *letzten Meile*, also dem Zugangsbereich der Niederspannungsebene und damit die Verbindung zwischen Hausanschluss und Trafostation, noch aufgebaut werden. Verbraucherseitig sollen dabei *Smart Meter* (intelligente Stromzähler) installiert werden, um die neue Funktionalität bereitzustellen. Die Datenanbindung kann dabei grundsätzlich unter Einsatz verschiedener Technologien realisiert werden. Der eventuell vorhandene Internetzugang beim Verbraucher via DSL/Kabel-/Glasfaser etc. stellt dabei eine Möglichkeit dar, welche allerdings nicht zu unterschätzende rechtliche Hürden für den Netzbetreiber mit sich bringt [102]. Im Fokus der Netzbetreiber steht daher der Aufbau einer eigenen Infrastruktur zur Anbindung der Erzeuger bzw. Verbraucher. Eine Option stellt hierbei die Nutzung des vorhanden Mobilfunknetzes dar. Viele Hausanschlüsse befinden sich jedoch im Untergeschoss, so dass aufgrund mangelnder Netzabdeckung mitunter aufwendige Nachrüstarbeiten, beispielsweise durch die Installation einer externen Antenne, erforderlich wären, welche wiederum ebenfalls mit rechtlichen Hürden einhergehen würden. Eine naheliegende Alternative stellt deshalb die Nutzung der eigenen Infrastruktur in Form der vorhandenen Stromleitungen dar. Diese befinden sich rechtlich ohnehin im Einflussbereich des Netzbetreibers und sind an jedem Erzeugungs- bzw. Verbrauchspunkt verfügbar. Aus

technischer Sicht allerdings stellt die Nutzung der Stromleitungen zur Datenübertragung eine große Herausforderung dar, da diese nicht für einen solchen Zweck konzipiert wurden und entsprechend viele Unzulänglichkeiten aus Sicht eines Kommunikationsnetzes mit sich bringen. Im Rahmen dieser Arbeit wird untersucht, unter welchen Bedingungen und mit welchen Verfahren die Stromleitungen im Zugangsbereich der Niederspannungsebene dennoch effizient zur Anbindung von Smart Metern an das Smart Grid genutzt werden können.

1.2 Stand der Technik

Aufgrund der mangelnden Abschirmung sowie der daraus resultierenden Abstrahlung und Einkopplung von Funksignalen gilt es, für den Entwurf sowie den Betrieb von Powerline-Kommunikationssystemen vielfältige regulatorische Aspekte zu berücksichtigen. Dabei wird in Anlehnung an regulatorische Vorgaben vor allem zwischen *Schmalband-Systemen* (im Frequenzbereich bis etwa 500 kHz) und *Breitband-Systemen* (oberhalb von 1,6 MHz) unterschieden. Für den Bereich bis 500 kHz sind je nach Nation verschieden große Teilbereiche für die Nutzung durch PLC-Systeme vorgesehen. So ist in den USA beispielsweise die Nutzung des Frequenzbereichs zwischen 10 und 490 kHz für PLC-Systeme vorgesehen [93]. In Europa hingegen ist im Zugangsbereich der Niederspannungsebene lediglich der Frequenzbereich zwischen 3 und 148,5 kHz im Rahmen der Norm CENELEC EN 50065 [81] für den Betrieb von PLC-Systemen einheitlich reglementiert. Ein Betrieb bei höheren Frequenzen ist unter Einhaltung der geltenden Vorschriften zur *elektromagnetischen Verträglichkeit* (EMV) beispielsweise nach EN 55022 [22] möglich, jedoch mit erheblichem Aufwand für den dann erforderlichen Konformitätsnachweis durch den Hersteller verbunden und stellt zudem ein nicht zu unterschätzendes rechtliches Risiko für die Aufrechterhaltung des Betriebs dar. Für Breitband-Systeme im Zugangsbereich der Niederspannungsebene besteht in Europa derzeit kein harmonisierter Standard. Zumindest für den Einsatz von PLC-Systemen innerhalb von Gebäuden gibt es jedoch beispielsweise durch die im Jahr 2014 in Kraft getretene Norm CENELEC EN 50561-2 [68] Bestrebungen, auch höhere Frequenzen für die Nutzung durch PLC-Systeme zu erschließen und zeitgleich Rechtssicherheit für Hersteller und Betreiber zu schaffen.

In [68] wurde dazu ein Verfahren eingeführt, welches dem Schutz von *Primärnutzern*, also Funkdiensten, für die die jeweiligen Bänder reserviert bzw. lizenziert sind, und damit der möglichst interferenzfreien Koexistenz von PLC- und Funkdiensten dient. Im Rahmen dieser Arbeit wird daher im Hinblick auf zukünftige Systeme, ungeachtet aktuell gültiger regulatorischer Aspekte, die Nutzung des Frequenzbereichs zwischen 150 kHz und 10 MHz hinsichtlich der technischen Machbarkeit und Eignung für zukünftige PLC-Systeme untersucht und bewertet. Der Frequenzbereich wird beispielsweise auch in [50] vorgeschlagen.

Zu den grundlegenden Kanaleigenschaften im Frequenzbereich von 150 kHz bis 10 MHz im Zugangsbereich der Niederspannungsebene liegen bereits umfassende Untersuchungen vor [5, 26, 110]. Die Ergebnisse der Untersuchungen zeigen, dass es sich um einen zeitvarianten, frequenzselektiven Kanal mit komplexem Störszenario handelt. Vor allem die Untersuchungen der Kanaleigenschaften im unteren Frequenzbereich bis 500 kHz zeigen eine ausgeprägte Dynamik hinsichtlich des Kurzzeitverhaltens des Kanals [17, 26]. Dabei wurde insbesondere eine Zyklstationarität der statistischen Eigenschaften des Störszenarios, vor allem bei niedrigen Frequenzen festgestellt [42, 117, 59]. Insbesondere im Vergleich zu früheren Betrachtungen, beispielsweise in [110], zeigt sich, dass die Zeitvarianz und das Kurzzeitverhalten des Störszenarios im Frequenzbereich bis 10 MHz bislang jedoch nur unzureichend untersucht bzw. berücksichtigt wurde.

Die unzureichende Anpassung heutiger PLC-Systeme hinsichtlich des Kurzzeitverhaltens zeigt sich auch bei der Betrachtung aktueller Standards für PLC-Systeme. Hier seien allen voran die gängigen Standards ITU-T G.9904 (PRIME), ITU-T G.9903 (G3-PLC) sowie IEEE 1901.2 [28] als Multi-Standard erwähnt. Die aktuellen Standards basieren dabei auf dem Mehrträgerverfahren *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) und unterstützen in Form von *Bitloading-Algorithmen* bereits adaptive Mechanismen, mit denen eine Anpassung im Frequenzbereich, beispielsweise durch Nichtbelegung einzelner Träger, möglich ist. Zur Steigerung der Robustheit sehen die Verfahren neben verschiedenen Vorwärtsfehlerkorrekturverfahren außerdem noch eine Wiederholung einzelner Bits (G3-PLC) oder ganzer Symbole (PRIME) vor. Eine adäquate Adaption der Modulations- bzw. Übertragungsparameter bezüglich des Kurzzeitverhaltens innerhalb einer Netzhalbperiode sehen die Verfahren jedoch nicht vor

[28, 79]. In [42] wurden die Adaptionfähigkeiten der beiden Verfahren hinreichend betrachtet. Die verfügbaren Verfahren weisen darüber hinaus in Feldversuchen bzw. im großflächigen Einsatz aus Nutzersicht mitunter Unzulänglichkeiten bezogen auf die Zuverlässigkeit der Datenübertragung auf. Dies zeigt sich insbesondere bei Betrachtung der (permanenten) Erreichbarkeit der einzelnen Knoten sowie, damit verbunden, bei Betrachtung der Robustheit eines Netzes über lange Zeiträume hinweg [29].

Im Rahmen dieser Arbeit werde daher moderne Ansätze wie Software-Defined Radio (SDR) und maschinelles Lernen aus dem Bereich der drahtlosen Kommunikation aufgegriffen und hinsichtlich ihrer Eignung für zukünftige PLC-Systeme bewertet. Die Anwendung des SDR-Prinzips für PLC-Systeme ist dabei relativ neu und fand in der Vergangenheit beispielsweise in [66, 80] erst vereinzelt Erwähnung. Die Anwendung von maschinellen Lernverfahren für die Powerline-Kommunikation ist ebenfalls eine relativ junge Idee, die erst im Laufe der letzten Jahre vermehrt Aufmerksamkeit, beispielsweise in [94], erfahren hat.

1.3 Ziele und Herausforderungen

Das Ziel dieser Arbeit ist die Konzeptionierung und Bewertung eines neuartigen Mehrträgerverfahrens mit erweiterten Adaptionmöglichkeiten zur Realisierung zukünftiger PLC-Systeme im Zugangsbereich der Niederspannungsebene.

Aufgrund des besonders hohen Maßes an Flexibilität eignen sich SDR-Systeme hervorragend zur Realisierung von adaptiven Kommunikationssystemen. Da die Verwendung der SDR-Technologie im Forschungsbereich moderner PLC-Systeme relativ neu und noch nicht sehr weit verbreitet ist, wird zunächst die Eignung und Anpassung der Technologie zur Verwendung im Kontext der Powerline-Kommunikation aufgezeigt.

Eine weitere Herausforderung stellt die Messung und Analyse insbesondere des im Frequenzbereich bis 10 MHz bislang nur unzureichend untersuchten Kurzzeitverhaltens des Kanals dar. Aufgrund der besonderen Anforderungen, die mit der verteilten Messung an spannungsführenden Stromnetzen einhergeht, kann in der Regel nicht auf handelsübliche Messtechnik zurückgegriffen werden. Vielmehr wird zur Ableitung kanalbedingter Anforderungen an ein adaptives PLC-System zunächst ein

geeignetes Verfahren zur Messung und Analyse der Kanaleigenschaften im gewünschten Frequenzbereich entworfen.

Aus den so ermittelten Messergebnissen und Analysen lassen sich dann kanalbedingte Anforderungen ableiten, die anschließend bei der Konzeptionierung des selbstlernenden Mehrträgerübertragungsverfahrens berücksichtigt werden. Die Anwendung von Methoden des maschinellen Lernens zur Bestimmung einer möglichst optimalen Verteilung von Information in der Zeit-/Frequenzebene – gegeben durch verschiedene OFDM-Symbole – über die Dauer einer Netzhalfperiode stellt dabei eine wesentliche Herausforderung und Neuheit im Bereich der Powerline-Kommunikation dar. Die Evaluation des neuartigen Verfahrens erfolgt unter realitätsnahen Bedingungen auf Basis einer SDR-basierten Simulationsumgebung durch Verwendung von charakteristischen Musterkanälen und zuvor erhobenen Messdaten realer Niederspannungsnetze.

1.4 Aufbau der Arbeit

In Kapitel 2 wird zunächst die SDR-Technologie als Basis für zukünftige adaptive PLC-Systeme eingeführt. Neben der Vorstellung des grundlegenden Konzepts wird hierbei vor allem auf die Anwendung der Technologie für PLC-Systeme eingegangen. Die kanalbedingten Anforderungen eines adaptiven PLC-Systems im Zugangsbereich der Niederspannungsebene werden in den beiden Kapiteln 3 und 4, bezogen auf die Übertragungseigenschaften respektive die Störszenarien, untersucht und abgeleitet. Hierbei werden die aus der Literatur bekannten charakteristischen Eigenschaften des Kanals durch Messungen mit dem neuartigen SDR-basierten Systems zur verteilten Messung erweitert und analysiert. Die Ergebnisse der Kanalanalyse stellen die Grundlage für Kapitel 5 dar, in dem zunächst das Konzept eines selbstlernenden Mehrträgerübertragungsverfahrens, basierend auf k-Means Clustering zur Partitionierung der Rahmenstruktur sowie Reinforcement Learning zur Bestimmung der Modulationsparameter, vorgestellt wird. Den zweiten Teil dieses Kapitels bildet die Evaluation des neuartigen Verfahrens mit Hilfe einer realitätsnahen, SDR-basierten Simulationsumgebung. In Kapitel 6 werden die Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst und ein Ausblick auf zukünftige Arbeiten gegeben.

2 Software-Defined Radio als Schlüsseltechnologie für adaptive PLC-Netze

Bisherige Powerline-Kommunikationsgeräte werden meist durch hochintegrierte *anwendungsspezifische integrierte Schaltungen* (engl. Application-Specific Integrated Circuit, ASIC) realisiert. Dieser Ansatz bietet vielfältige Vorteile, wie beispielsweise geringe Herstellungskosten bei hohen Stückzahlen oder auch effiziente Leistungsmerkmale mit vergleichsweise geringen Verlusten. Ein wesentlicher Nachteil des bisherigen Ansatzes liegt allerdings in der statischen Funktionalität und damit in der mangelnden Flexibilität, die durch den hohen Grad der Optimierung der spezifisch ausgelegten Komponenten bedingt ist. Dieser Nachteil schränkt gleichzeitig die realisierbare Adaptivität bestehender PLC-Systeme ein, da diese nur in sehr begrenztem Umfang auf die jeweiligen Kanalgegebenheiten reagieren können.

Die Weiterentwicklung der Mikroprozessor-Technologie ermöglichte die Einführung des *Software-Defined Radio* (SDR)-Prinzips im Funkbereich. So hat die SDR-Technologie vor allem in den letzten beiden Jahrzehnten vermehrt Beachtung in Forschung und Industrie erfahren [41, 96, 98]. Das Prinzip stellt keine gänzlich neue Technologie dar, sondern ist vielmehr die konsequente Anwendung der Digitalisierung auf die Entwicklung und Realisierung von Funkgeräten. Die Grundidee besteht darin, möglichst viel der Funktionalität eines Kommunikationssystems in Software zu realisieren.

Im folgenden Kapitel werden alle für die nachfolgenden Kapitel notwendigen Informationen zusammengestellt. Es wird insbesondere aufgezeigt, warum das SDR-Prinzip als Schlüsseltechnologie die Realisierung adaptiver PLC-Systeme zukünftig ermöglicht und welche Herausforderungen

damit verbunden sind. Der Fokus liegt hierbei vor allem auf dem Empfänger; die grundlegenden Prinzipien lassen sich aber auch auf den Sender übertragen.

Dieses Kapitel ist wie folgt aufgebaut:

In 2.1 wird zunächst der Begriff „Software-Defined Radio“ in Abgrenzung zu verwandten Begriffen definiert und es werden die Vor- und Nachteile der Technologie vorgestellt. In den beiden Unterkapiteln 2.2 und 2.3 wird anschließend der Signalpfad von der Antenne bis hin zur konkreten Software-Implementierung detailliert dargestellt. 2.4 geht schließlich auf die Abwandlung des SDR-Prinzips für PLC-Systeme ein und schildert dabei neben notwendigen Modifikationen insbesondere die dadurch gewonnen Möglichkeiten, die im weiteren Verlauf der Arbeit zur Realisierung eines adaptiven PLC-Systems herangezogen werden.

Die Unterkapitel 2.1 bis 2.3 geben den Stand der Technik für die nachfolgenden Kapitel wieder, während das Unterkapitel 2.4 über den Stand der Technik hinausgehende Konzepte und Ansätze zur Anwendung des SDR-Prinzips für PLC-Systeme enthält.

2.1 Grundlagen

Die SDR-Technologie hat zum Ziel, möglichst viel Funktionalität in Software zu realisieren. Das ideale Software-Defined Radio sieht hierzu eine möglichst frühe Analog-/Digital-(A/D-)Wandlung vor, im Idealfall direkt hinter der Antenne. Die einzelnen Signalverarbeitungskomponenten können dann als Softwarebausteine realisiert und kombiniert werden. Im Idealfall ist die Entwicklung neuer Kommunikationssysteme damit unabhängig von der zugrundeliegenden Hardware und reduziert sich auf eine Software-Entwicklungsaufgabe [40]. Weiter noch profitieren bestehende Software-Komponenten vom fortschreitenden Geschwindigkeitszuwachs moderner Mikroprozessoren, wodurch die Systemperformanz ohne zusätzlichen Entwicklungsaufwand, alleine durch Austausch der Hardware-Plattform, gesteigert werden kann. Die dynamische Rekonfiguration einzelner Komponenten sowie ganzer Module erlaubt darüber hinaus ein hohes Maß an Flexibilität, bei der neben Parametern auch kom-

plette Verfahren und/oder Systemeigenschaften während des Betriebs geändert werden können.

Die Grundidee digitaler Radios wurde bereits in den 1980ern vorgestellt, wobei der Begriff beispielsweise in [55, 56] geprägt wurde. Das Konzept war anfangs jedoch wenig praktikabel, da hinreichend leistungsfähige Mikroprozessoren zur Realisierung der Signalverarbeitung fehlten. Erst durch die zunehmende Integrationsdichte und der damit verbundenen gesteigerten Rechenleistung fand die SDR-Technologie Anwendung. Aufgrund der hohen Kosten für leistungsfähige Hardware fand das Prinzip zunächst vor allem im akademisch-militärischen Umfeld sowie zur Prototypenentwicklung Anwendung. Mitte des vergangenen Jahrzehnts kamen dann auch erste kommerzielle Basisstationen für Mobilfunknetze auf Basis von *General Purpose Processors* (GPP) auf den Markt [14, 47]. Seitdem sind Software-Defined Radios weiter auf dem Vormarsch [58]. Für die Zukunft wird, basierend auf der fortschreitenden Weiterentwicklung moderner Mikroprozessoren, ein neuer Massenmarkt für die SDR-Technologie prognostiziert [98].

2.1.1 Arten von Software-Defined Radios

Das Wireless Innovation Forum (ehemals SDR Forum) [105] definiert den Begriff „Software-Defined Radio“ als

„Radio in which some or all of the physical layer functions are software defined.“

übersetzt etwa:

„Radio (Funkgerät), bei dem einige oder alle Funktionen der Bitübertragungsschicht per Software definiert sind.“

Diese Definition berücksichtigt allerdings nicht die höheren Schichten, die ebenfalls in Software implementiert werden. Zur Steigerung der Leistungsfähigkeit in Kommunikationsnetzen kommt den höheren Schichten jedoch eine entscheidende Bedeutung zu. Neben der zugrundeliegenden Hardware eines Software-Defined Radios beschreibt die *Wellenform* dessen Funktionalität. Sie ist flexibel, aktualisierbar und kann im Idealfall auf verschiedene Hardware-Plattformen portiert werden.

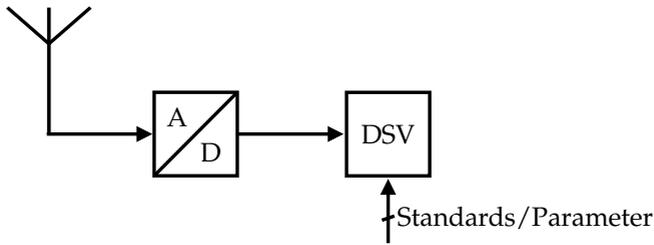


Abbildung 2.1 Aufbau eines idealen Software-Defined Radio

Das ideale Software-Defined Radio

Abbildung 2.1 zeigt den Aufbau eines idealen Software-Defined Radios. Wie bereits erwähnt, ist der Digital-/Analog-(D/A-) bzw. A/D-Wandler hierbei direkt (ggf. mit vorgeschaltetem Anti-Aliasing- und nachgeschaltetem Rekonstruktionsfilter) mit der Antenne verbunden. Die gesamte Funktionalität ist dann in der Digitalsignalverarbeitungseinheit (DSV) realisiert. Die Nachteile dieses Ansatzes liegen vor allem in den hohen Anforderungen an den A/D-Wandler. Je nach Frequenzbereich muss der A/D-Wandler mit einer enormen Abtastrate betrieben werden. Aufgrund fehlender Verstärkungs- bzw. Dämpfungsvorstufen muss der A/D-Wandler darüber hinaus einen sehr hohen Dynamikbereich abdecken, was mit einer hohen Wortbreite einhergeht. Wandler mit diesen Anforderungen sind, wenn überhaupt, nur mit sehr hohem Aufwand realisierbar. Statt einem idealen Software-Defined Radio wird für kommerzielle Systeme daher meist auf eine leicht abgewandelte Version zurückgegriffen.

Kommerzielle Software-Defined Radios

In Abbildung 2.2 ist der Aufbau eines kommerziellen Software-Defined Radios dargestellt. Im Gegensatz zum idealen Software-Defined Radio wird hier zusätzlich ein Transceiver-Frontend, beispielsweise zur Bandpassfilterung, mit klassischen Analog-Komponenten realisiert [40]. Neben der Bandpassfilterung befindet sich im Analog-Frontend (AFE) meist auch die erste bzw. einzige Mischerstufe. Heutzutage ist dies der meist verwendete Ansatz, da er ein hohes Maß an Flexibilität bei überschaubarem Hardware-Aufwand ermöglicht. Durch die analoge Vorverarbeitung in-

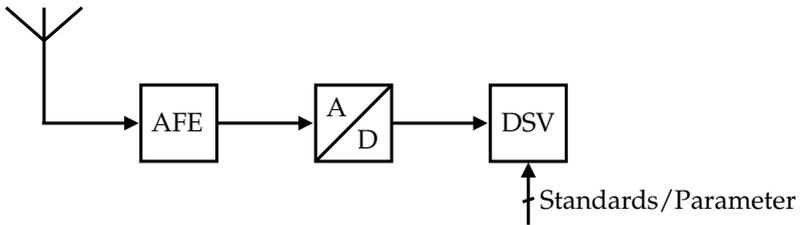


Abbildung 2.2 Aufbau des Empfangspfads eines kommerziellen Software-Defined Radio

klusive Mischerstufe(n) und Filterung können die Anforderungen an den A/D- und D/A-Wandler vergleichsweise gering gehalten werden.

Adaptive, Cognitive und Intelligent Radios

In Abbildung 2.3 werden Adaptive, Cognitive und Intelligent Radios hinsichtlich Intelligenz/Leistungsfähigkeit sowie Komplexität/Realisierungsaufwand eingeordnet. Bei diesen Konzepten handelt es sich im Gegensatz zu den vorher genannten Radios nicht um SDR-Arten. Die Begriffe beschreiben vielmehr verschiedene Technologien, die meist auf der SDR-Technologie basieren und häufig verwechselt werden [105]. Bei einem *Adaptive Radio* werden einzelne Verfahren und/oder Parameter den Kanalbedingungen angepasst.

Cognitive Radios erweitern diese Fähigkeiten, indem sie, basierend auf der Kenntnis über ihre (Funk-)Umgebung, selbstständig Entscheidungen über eigene Anpassungen treffen. Hierbei können bereits Methoden des maschinellen Lernens zur Optimierung einzelner Teilaspekte zur Anwendung kommen.

Intelligent Radios stellen eine Erweiterung der Cognitive Radios dar, bei denen die optimalen Betriebsparameter vollständig durch maschinelles Lernen ermittelt werden.

Darüber hinaus können Software-Defined Radios auch nach verschiedenen Hardware-Realisierungen unterschieden werden. Neben GPPs können Software-Defined Radios beispielsweise auch mit *Field Programmable Gate Arrays* (FPGA), *Digitalen Signalprozessoren* (DSP) oder auch als

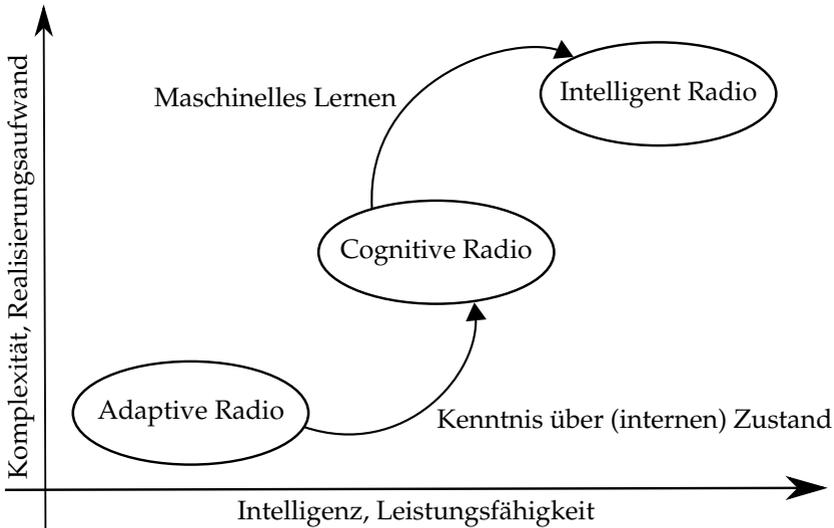


Abbildung 2.3 Vergleich moderner Funk-Technologien

rekonfigurierbare ASICs realisiert werden, wobei je nach Grad der Abbildung in Software zwischen vollwertigen Software-Defined Radios und einfacheren *rekonfigurierbaren Radios* unterschieden werden muss. Im Zusammenhang mit den verschiedenen Hardware-Realisierungen gibt es auch unterschiedliche Ansätze zur Software-Entwicklung. Während bei DSPs und rekonfigurierbaren ASICs spezifische Software nur für diese Hardware entwickelt wird, kann einmal entwickelte Software bei FPGAs und GPPs jeweils für verschiedene Plattformen kompiliert werden. Bei FPGA-basierten Software-Defined Radios ist man hierbei meist auf einen Hersteller und/oder eine Hardware-Generation beschränkt. Bei den GPPs hingegen erhält man alle Vorteile der Software-Entwicklung und ist somit weitestgehend unabhängig von einer Hardware-Plattform.

2.1.2 Vor- und Nachteile des SDR-Prinzips

In Abhängigkeit von der jeweiligen Technologie liegen auch die Vor- und Nachteile in verschiedenen Bereichen. Grundsätzlich bietet das SDR-Prinzip den Vorteil, dass die Funktion weitestgehend unabhängig von

der Hardware ist. So kann beispielsweise eine gemeinsame Hardware-Plattform für verschiedene Produkte genutzt werden, welche allein durch Software definiert werden können. Dies eignet sich insbesondere zur Realisierung von *Multi-Band*, *Multi-Standard*, *Multi-Mode* und *Multi-Channel-Radios*, bei denen mehrere Frequenzbereiche, Übertragungsstandards, Frequenzbereiche und/oder Kanäle mit nur einem Gerät bedient werden können. Bei vollwertigen Software-Defined Radios werden hierbei nicht mehrere Hardware-Module für verschiedene Standards vorgehalten. Vielmehr werden die unterschiedlichen Standards durch unterschiedliche Software-Module abgebildet. Durch die gemeinsame Verwendung derselben Hardware-Plattform können beispielsweise bei Multi-Standard-Radios die Entwicklungszyklen enorm verkürzt werden, da die einzelnen Standards lediglich in Software implementiert werden müssen. Hierbei können alle Vorteile der Software-Entwicklung, wie beispielsweise Komponententests, genutzt werden, um die turn-around Zeit, d.h. die Zeit bis zum Erreichen der Gewinnzone, zu verringern. Die einzelnen Komponenten des Produktsystems können dabei bereits im Vorfeld im Rahmen von Simulationen evaluiert und angepasst werden. Die Verwendung hardware-unabhängiger Software ermöglicht dabei die Wiederverwendung und Weiterentwicklung von Software-Komponenten über verschiedene Produktarten und -generationen hinweg. Durch Portabilität zwischen verschiedenen Hardware-Plattformen kann die Leistungsfähigkeit einer bestehenden Software-Implementierung in besonders einfacher Weise gesteigert werden, indem der Quelltext auf eine modernere, effizientere Plattform portiert wird.

Einen weiteren Vorteil, neben der Verlagerung der Entwicklungsaufgabe hin zu einer Software-Lösung, stellt die Möglichkeit zur Realisierung von *Over-the-Air* (OTA) Updates dar. Bei einem OTA Update wird die Funktionalität eines Software-Defined Radios durch einen Software-Download aus der Ferne aktualisiert. OTA Updates können beispielsweise genutzt werden, um neue Funktionen nachzurüsten oder bekannt gewordene Fehler zu beheben. Bei entsprechender Hardware kann die Möglichkeit zur Fernwartung sogar genutzt werden, um gänzlich neue Standards per Software-Update nachzurüsten.

Im Gegensatz zu den OTA Updates steht aus Herstellersicht vor allem die Mehrfach-Verwendung von Hardware-Plattformen sowie die damit

verbundene hohe Flexibilität im Vordergrund. Die hohe Flexibilität stellt auch die Grundvoraussetzung für adaptive Kommunikationssysteme dar. Diese haben zum Ziel, ihre Kommunikationsparameter mit Hilfe von Beobachtungen möglichst optimal an die Kanalgegebenheiten anzupassen. Die Optimierung bezieht sich dabei neben der physikalischen Schicht auch auf die höheren Schichten des ISO/OSI-Modells [108]. Auch in Bezug auf den Frequenzbereich bieten Software-Defined Radios für den Funkbereich eine enorme Flexibilität, da ein und dasselbe Gerät einen Bereich von wenigen Megahertz bis hin zu mehreren Gigahertz unterstützen kann [24].

Heutzutage werden Software-Defined Radios vor allem im militärischen Bereich, beispielsweise bei den Streitkräften der US-Armee [54] oder auch der Bundeswehr [9] eingesetzt. Aus militärischer Sicht ist vor allem der robuste Sprechfunk von Interesse, der mit Hilfe der SDR-Technologie stets an die aktuelle (Stör-)Situation angepasst werden kann. Kommerziell werden SDRs auch heute schon beispielsweise bei der Detektion und Lokalisierung von Drohnen eingesetzt [15]. Daneben sind bereits erste Multi-Standard Mobilfunk-Basisstationen auf SDR-Basis am Markt erhältlich [14, 47]. Aber auch in Mobiltelefonen hält die Technologie vermehrt Einzug in Form DSP-basierter *System-on-Chip* (SoC)-Plattformen, bei denen verschiedene Aufgaben der Signalverarbeitung in Software realisiert sind [72]. Ein weiterer, vielversprechender Markt für SDR-Anwendungen sind Kommunikationssysteme für Satelliten. Die Möglichkeit der Fernwartung sowie die Durchführung von OTA Updates stellen hier besonders lukrative Eigenschaften der SDR-Technologie dar.

Zukünftig wird die SDR-Technologie vermehrt Einzug in die Kommunikationstechnik halten. Hatte der Markt im Jahre 2017 noch ein Volumen von 19,83 Milliarden US-Dollar, so wird für das Jahr 2022 ein Marktvolumen von 30 Milliarden US-Dollar prognostiziert [85]. Unter anderem als Schlüsseltechnologie für Cognitive Radios bietet die SDR-Technologie die Möglichkeit, die Kommunikationstechnik nachhaltig weiterzuentwickeln.

Die SDR-Technologie hat aber auch ihre Grenzen. So müssen einzelne Funktionen, beispielsweise die (Vor-)Verstärkung der Eingangssignale oder die Leistungsverstärkung der Ausgangssignale, auch zukünftig in analoger Hardware realisiert werden. Zur Einhaltung von Standards und

Vorschriften zur *elektromagnetischen Verträglichkeit* (EMV) müssen darüber hinaus auch Anforderungen an die Qualität der analogen Hochfrequenz-(HF-)Komponenten erfüllt werden. Der Standard mit den höchsten Anforderungen gibt hierbei die Anforderungen an das Gesamtsystem vor, was mitunter zu einer Überdimensionierung für einfachere Standards führen kann. Darüber hinaus geht die erhöhte Komplexität der Hardware zu Lasten des Stromverbrauchs. Dieser Nachteil kann allerdings abgeschwächt werden, indem auf einfachere (eingebettete) und/oder an den Anwendungsfall angepasste Systeme zurückgegriffen wird. Hierdurch können auch die erhöhten Kosten für ein SDR-System im Vergleich zu einem herkömmlichen System gesenkt werden.

Letztendlich bleibt im Einzelfall für die konkrete Anwendung abzuwägen, ob die Vorteile der SDR-Technologie die Nachteile – vor allem die teureren Herstellungskosten und den erhöhten Strombedarf – überwiegen. Aufgrund der fortschreitenden Mikroprozessor- und FPGA-/DSP-Technologien kann davon ausgegangen werden, dass sich dieses Gleichgewicht in Zukunft zugunsten SDR-basierter Systeme verschieben wird.

2.2 SDR-Hardware

Im Folgenden werden Ansätze zur Realisierung von Software-Defined Radios vorgestellt. Wie bereits erwähnt, weist das ideale Software-Defined Radio aus Abbildung 2.1 erhebliche Nachteile auf. Abgesehen von den hohen Geschwindigkeitsanforderungen an den A/D-Wandler ist die Datenmenge von mehreren hundert Megabyte pro Sekunde ohne vorherige Datenreduktion zu groß, um von aktuellen Mikroprozessoren in Echtzeit verarbeitet zu werden. Auch die Anforderungen an den Dynamikbereich des A/D-Wandlers sind ohne einen vorgeschalteten *Low-Noise Amplifier* (LNA) unverhältnismäßig hoch. In diesem Zusammenhang stellt auch eine mögliche Übersteuerung des A/D-Wandlers durch Interferenzen und Nachbarkanäle eine erhebliche Herausforderung für den Dynamikbereich des Wandlers dar. Das Übersteuern des A/D-Wandlers, auch *Clipping* genannt, kann aufgrund des fehlenden Bandpassfilters und der damit mangelnden Frequenzselektivität am Eingang auftreten und stellt aufgrund der dadurch entstehenden Nichtlinearität ein erhebliches Problem für Kommunikationssysteme dar.

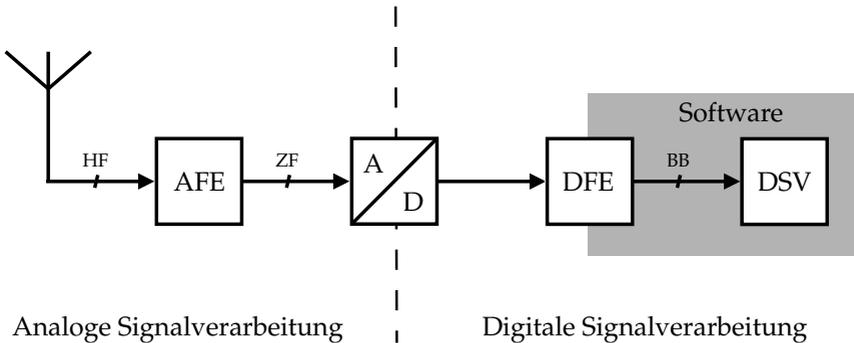


Abbildung 2.4 Unterteilung der SDR-Plattform in analoge und digitale Signalverarbeitung

Aufgrund der erheblichen Nachteile des idealen Software-Defined Radios wird im Folgenden der SDR-Ansatz nach Abbildung 2.4 vorgestellt. Die Hardware lässt sich dabei, wie in der Abbildung gezeigt, in einen Anteil zur analogen Signalvorverarbeitung und einen Anteil zur digitalen Signalverarbeitung unterteilen. Im analogen Signalverarbeitungsteil sind hierbei das Kanalfilter, der LNA sowie die erste Mischerstufe zur Übersetzung des HF-Signals auf die *Zwischenfrequenz* (ZF) implementiert. Im Digitalteil folgt dann die Mischung ins *Basisband* (BB) sowie die Anpassung der Abtastrate. Schließlich erfolgt die eigentliche Realisierung der Funktionalität sowie der jeweiligen Anwendungs-/Benutzerschnittstelle in Software. Analoges gilt für den Sendepfad. Der Ansatz stellt damit einen Kompromiss zwischen der hohen Flexibilität des idealen Software-Defined Radios und einem vertretbarem Aufwand sowie überschaubaren Kosten für die Realisierung der dafür notwendigen Hardware dar.

Analog zu Abb. 2.4 wird im folgenden Unterkapitel zunächst auf die analoge Vorverarbeitung des Eingangssignals eingegangen. Anschließend erfolgt ein kurzer Exkurs in die Eigenschaften der A/D-Wandlung als zentraler Aspekt des SDR-Kozept. Abschließend werden die Eigenschaften digitaler Signalverarbeitungshardware als Vorbereitung für das nachfolgende Unterkapitel zur SDR-Software vorgestellt.

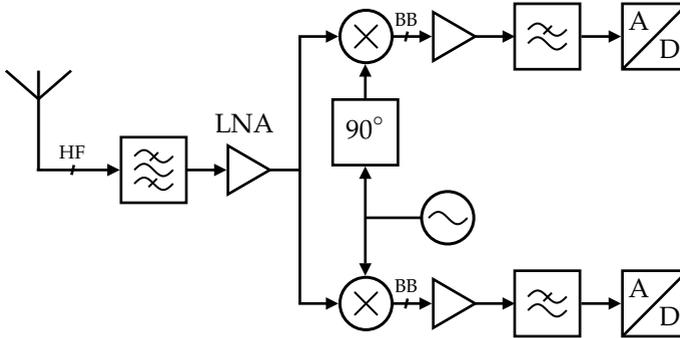


Abbildung 2.5 Homodyne AFE-Architektur (Empfänger)

2.2.1 Analoge Signalverarbeitung

Die Aufgaben des *Analog Front-End* (AFE) sind das Herausfiltern des gewünschten Frequenzbereichs, die Vorverstärkung des schwachen Antennensignals zur möglichst optimalen Aussteuerung des A/D-Wandlers sowie das Heruntermischen des hochfrequenten Eingangssignals zur anschließenden Digitalisierung im Basisband. Zur Realisierung des AFEs kann dabei prinzipiell zwischen zwei unterschiedlichen Systemarchitekturen unterschieden werden:

- Homodyne Systemarchitektur (Abb. 2.5) und
- Heterodyne Systemarchitektur (Abb. 2.6).

Bei beiden Architekturen wird zunächst der gewünschte Frequenzbereich durch das *Kanalfilter*, welches als analoges Bandpassfilter implementiert ist, gewählt. Anschließend folgt bei beiden Architekturen die erste Verstärkungsstufe in Form eines *Low-Noise Amplifiers* (LNA). Danach folgt bei der heterodynen Systemarchitektur direkt die erste Mischerstufe, bei der das hochfrequente Nutzsignal durch Multiplikation mit einer Schwingung der Frequenz $f_{LO1} = f_{HF} - f_{ZF}$ auf die geringere Zwischenfrequenz umgesetzt wird. Um unerwünschte Intermodulationsprodukte bei

$$f_{IM_{i,j}} = k_i \cdot f_{HF} + k_j \cdot f_{ZF} \quad \text{für } k_i, k_j \in \mathbb{Z} \quad (2.1)$$

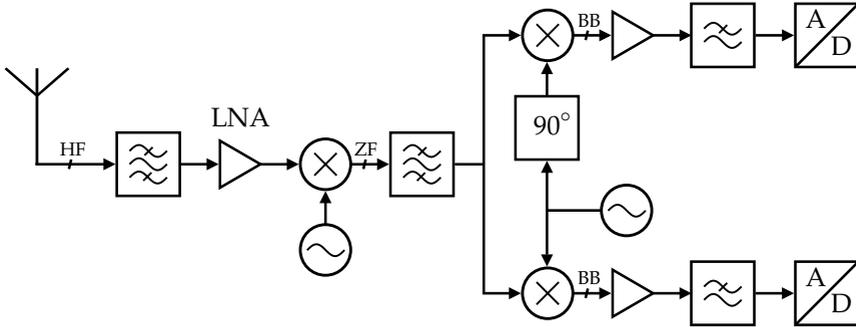


Abbildung 2.6 Heterodyne AFE-Architektur (Empfänger)

zu vermeiden, folgt im Anschluss eine Bandpassfilterung. Die anschließende Mischung in das Basisband erfolgt bei beiden Architekturen gleichermaßen in Form eines I/Q-Demodulators. Hierbei wird das Ausgangssignal des Lokaloszillators (LO) einmal direkt und einmal um 90° phasenverschoben mit dem Eingangssignal multipliziert. Hierdurch erhält man das Basisbandsignal mit orthogonalen *Inphasen-* und *Quadraturkomponenten*, welche anschließend zur möglichst optimalen Aussteuerung des A/D-Wandelbereichs verstärkt und zur Vermeidung von Aliasing tiefpassgefiltert werden.

Beide Architekturen bieten individuelle Vor- und Nachteile. Die Vorteile der heterodynen AFE-Architektur liegen in sehr guten HF-Eigenschaften. Hierzu zählt beispielsweise eine hohe Sensitivität sowie eine hohe Selektivität, die unter anderem durch die mehrstufige Filterung erreicht wird. Ein weiterer Vorteil der heterodynen Architektur ist die Unterdrückung von Lecksignalen, die sich durch mangelnde Isolation oder Einkopplung, beispielsweise vom Lokaloszillator, auf den Antenneneingang und damit auf das HF-Signal übertragen können [1]. Dem gegenüber steht vor allem ein erhöhter Aufwand zur Filterung unerwünschter Spiegelfrequenzen als Folge des zusätzlichen Mischprozesses. Da die Filter sich in der Regel nicht monolithisch integrieren lassen, erhöht sich der Schaltungsaufwand bei Verwendung der heterodynen Architektur.

Die einfachere, monolithische Integration ohne ZF-Filter ist auch der Grund weshalb bei heutigen SDR-Systemen überwiegend die homodyne

Architektur zur Realisierung des AFEs eingesetzt wird [83]. Die höhere Integrationsdichte – idealerweise als System-on-Chip zusammen mit der Basisband-Signalverarbeitungshardware – geht darüber hinaus mit einer geringeren Leistungsaufnahme aufgrund geringerer Verlustleistung einher. Diese Vorteile überwiegen in der praktischen Realisierung zumeist die Nachteile der homodynen Architektur, zu denen vor allem der Gleichanteil sowie die Anfälligkeit für Lecksignale zwischen LO und HF-Signal zählen.

2.2.2 Eigenschaften der A/D-Wandlung

Der A/D-Wandlung kommt bei SDR-Systemen als elementare Komponente eine zentrale Rolle zu. Sie ist eine der kritischsten Prozesse eines SDRs, da Fehler bei der A/D-Wandlung meist mit einem irreversiblen Verlust von Nutzinformation einhergeht. Das Überführen analoger, d.h. zeit- und wertkontinuierlicher Signale, in digitale, d.h. zeit- und wertdiskrete Signale, lässt sich in die Teilschritte Abtastung und Quantisierung zerlegen, die im Folgenden näher betrachtet werden sollen.

Abtastung

Die zeitliche Abtastung kann mit

$$x_*(t) = x(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nt_A) \quad (2.2)$$

als Multiplikation des zeitkontinuierlichen Eingangssignals $x(t)$ mit einer Dirac-Impulsreihe $\delta(t - nt_A)$ unendlicher Länge beschrieben werden. Die abgetasteten Werte $x_*(t)$ nehmen hierbei zu den Abtastzeitpunkten nt_A den Wert des Eingangssignals $x(t)$ an, sonst 0. Dabei wird

$$f_A = \frac{1}{t_A} \quad (2.3)$$

als *Abtastfrequenz* bezeichnet. f_A muss nach dem *Abtasttheorem* [61, 78] so gewählt werden, dass sie mehr als dem doppelten der höchsten, im Signal vorkommenden, Frequenz entspricht, da es sonst zu spektralen Überlappungen, *Aliasing*, kommt. Alternativ zur Darstellung als Multiplikation

des Eingangssignals mit einem Dirac-Impulskamm wird häufig auch die Darstellung der zeitdiskretisierten Werte als Folge

$$x_n = x(nt_A) \quad \text{für } n \in \mathbb{Z} \quad (2.4)$$

verwendet. Bei beiden Darstellungen handelt es sich aufgrund der Multiplikation mit einem Dirac-Impulskamm um das theoretische Modell einer idealen Abtastung, welches in der Realität durch Abweichungen vom idealen Abtastzeitpunkt nt_A verfälscht wird. Dieser, als *Jitter* bezeichnete, Fehler stellt somit die erste Fehlerquelle im Rahmen der A/D-Wandlung dar, die als additiv überlagerte Rauschleistung das effektive *Signal-Rausch-Verhältnis* (engl. Signal-to-Noise Ratio, SNR) des diskretisierten Signals verschlechtert. Die additive Rauschleistung, die durch den Jitterfehler erzeugt wird, kann nach [49] für bandbegrenzte Signale mit

$$\sigma_{e_j}^2 = 4\pi^2 f_{max}^4 U_{max}^2 \sigma_\tau^2 \quad (2.5)$$

abgeschätzt werden. f_{max} bezeichnet hierbei die maximale, im Signal vorkommende Frequenz, U_{max} bezeichnet die maximale Signalamplitude und σ_τ den *Aperturjitter*, d.h. die Standardabweichung des Abtastzeitpunktes.

Quantisierung

Neben der zeitlichen Abtastung muss auch die Amplitude des Signals abgetastet werden. Die Anzahl der Quantisierungsstufen ist hierbei entscheidend für den *Quantisierungsfehler*. Dieser entsteht dadurch, dass die Amplitude des Eingangssignals durch die Wertdiskretisierung i.d.R. nicht exakt abgebildet wird. Vielmehr wird jeweils ein Amplitudenbereich von einer diskreten Amplitude (meist die mittlere Amplitude des Amplitudenbereichs) abgebildet. Der maximale Fehler entsteht, wenn sich die Eingangsamplitude genau an der Grenze des Amplitudenbereichs befindet. Er beträgt in diesem Fall genau die Hälfte der Breite des Amplitudenbereichs. Geht man von einer Gleichverteilung

$$p_q(\epsilon) = \frac{1}{\Delta} \text{rect}\left(\frac{\epsilon}{\Delta}\right) \quad (2.6)$$

der Amplituden des Eingangssignals aus, so ergibt sich die Rauschleistung, die aus dem Quantisierungsfehler resultiert, zu

$$\sigma_{e_q}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} p_q \cdot \epsilon^2 d\epsilon = \frac{1}{\Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} \epsilon^2 d\epsilon = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (2.7)$$

Die Leistung des Quantisierungsrauschens ist also direkt abhängig von der Stufenbreite. Wird die Stufenbreite größer gewählt, d.h. gröber quantisiert, so fällt auch die Störleistung und damit der Quantisierungsfehler höher aus. Eine höhere Störleistung wirkt sich wiederum negativ auf das SNR aus. Für Signale mit gleichverteilten Amplituden lässt sich das SNR nach [49] zu

$$\text{SNR} = \frac{U_{eff}^2}{\sigma_{e_q}} = \frac{2^{2N-2} q^2 / 3}{q^2 / 12} = 2^{2N} \quad (2.8)$$

abschätzen, wobei $U_{eff} = 2^{N-1} q / \sqrt{3}$ den Effektivwert der gleichverteilten Amplituden, q die Stufenbreite und N die Anzahl der Stufen beschreibt. Weitaus gebräuchlicher ist jedoch die logarithmische Darstellung des SNR:

$$\text{SNR}|_{dB} = 10 \log 2^{2N} = 6,02 \cdot N. \quad (2.9)$$

Das Signal-Rausch-Verhältnis erhöht sich also mit jedem hinzukommenden Bit um ca. 6 dB in Bezug auf das Quantisierungsrauschen. Für sinusförmige Signale folgt aufgrund des um $1/(\sqrt{3} - \sqrt{2})$ höheren Effektivwerts $U_{eff} = 2^{2N-1} q / \sqrt{2}$ die Abschätzung

$$\text{SNR}|_{dB} = 10 \log 2^{2N} = 6,02 \cdot N + 1,76. \quad (2.10)$$

Das SNR ist für sinusförmige Signale also um 1,76 dB höher als für gleichverteilte Signale bei Verwendung desselben A/D-Wandlers.

Mit Hilfe der Formeln (2.9) und (2.10) kann damit die Mindestanzahl an Bits zur Erreichung eines gewünschten Dynamikbereichs berechnet werden. So erhält man im Falle einer 12 Bit-Quantisierung beispielsweise einen Dynamikbereich von etwa 74 dB.

$\Sigma\Delta$ -Wandler zur Realisierung von Software-Defined Radios

Es existieren verschiedene Möglichkeiten zur Realisierung von A/D-Wandlern, von denen für den praktischen Einsatz in SDR-Systemen aus

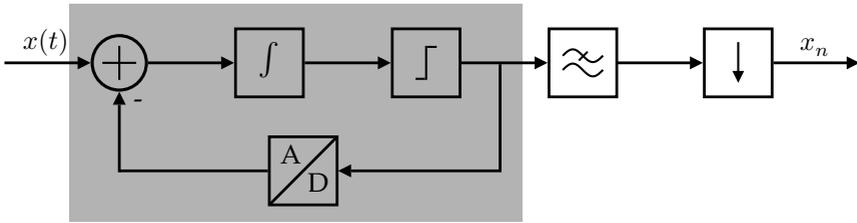


Abbildung 2.7 Aufbau eines $\Sigma\Delta$ -Wandlers erster Ordnung

Kostengründen sowie den hohen Anforderungen an die Geschwindigkeit und vor allem an die Auflösung häufig *Sigma-Delta-Wandler* ($\Sigma\Delta$ -Wandler) zum Einsatz kommen [96].

Basierend auf dem Prinzip der *Deltamodulation*, bei der lediglich die Differenz zwischen zwei Abtastwerten eines analogen Eingangssignals quantisiert wird, wird bei einem Sigma-Delta Wandler erster Ordnung ein Deltamodulator derart mit einem Deltademodulator kombiniert, dass sich der Aufbau nach Abbildung 2.7 ergibt. Durch die grau hinterlegte Schaltung wird das Eingangssignal mit einer Auflösung von lediglich 1 Bit x -fach überabgetastet. Das Quantisierungsrauschen hat hierdurch eine erhebliche Leistung, die jedoch aufgrund der Überabtastung spektral gespreizt und damit im Bereich des Nutzsignals vermindert wird. Dies ist sofort ersichtlich, wenn man die spektrale Leistungsdichte in Abhängigkeit vom Faktor der Überabtastung n betrachtet:

$$n_q = \frac{\Delta^2}{24 \cdot f_g \cdot n}. \quad (2.11)$$

f_g bezeichnet hierbei die maximal im Signal vorkommende Frequenz und Δ die Höhe einer Amplitudenstufe. In logarithmischer Darstellung ergibt sich daraus für das SNR [49]:

$$\text{SNR}|_{dB} = 6,02 \cdot N + 1,76 + 10 \cdot \log n. \quad (2.12)$$

Das SNR verbessert sich also im Falle einer n -fachen Überabtastung um $10 \cdot \log n$. Da $10 \cdot \log(4) = 6,02$, ergibt sich für jede Erhöhung des Überabtastfaktors um den Faktor 4 eine äquivalente Verbesserung des SNRs analog zu einer Erhöhung der Auflösung um 1 Bit. Darüber hinaus wird

die Leistung des Quantisierungsrauschens durch die Deltamodulation und anschließende -demodulation zu höheren Frequenzen hin verschieben. Man bezeichnet diesen Effekt als *Noise Shaping*. Das Nutzsignal kann somit durch eine anschließende Tiefpassfilterung vom vergleichsweise hochfrequenten Rauschsignal isoliert werden. Diese Aufgabe wird vom anschließenden – digitalen – Dezimationsfilter erfüllt, welches gleichzeitig eine *Dezimation*, also Verringerung, der Abtastrate vornimmt. Aus dem 1 Bit-Eingangsdatenstrom bei hoher Abtastrate ergibt sich damit ein Ausgangsdatenstrom der gewünschten (Nutz-)Abtastrate bei gewünschter Wortbreite N .

Ein wesentliches Merkmal, das die Sigma-Delta-Wandler für die Verwendung in Software-Defined Radios interessant macht, stellt neben hohen Wortbreiten bei hohen Abtastraten die mögliche Integrationsdichte dar. Der Sigma-Delta-Wandler kommt mit wenigen analogen Bauteilen aus, da ein Großteil der Funktionalität, wie beispielsweise das Dezimationsfilter, digital realisiert ist. Dies ermöglicht eine geringe Parameter-Streuung bei gegebenen Bauteiltoleranzen, die die Sigma-Delta-Wandler vor allem aus wirtschaftlichen Gründen interessant machen.

Abschließend sei noch erwähnt, dass die umgekehrte Richtung, die Digital-Analog-Wandlung, als weit weniger kritisch anzusehen ist. Die diskreten (Spannungs-)Werte werden hierbei einzeln als analoge Spannung erzeugt und anschließend tiefpassgefiltert, wodurch ein kontinuierlicher Übergang zwischen den Einzelwerten realisiert wird. Bei der A/D-Wandlung treten wie auch bei der D/A-Wandlung nichtideale Effekte auf, die das Ausgangssignal verfälschen. Diese treten beispielsweise aufgrund von Bauteiltoleranzen, fehlerbehafteten Referenzspannungen oder auch aufgrund der zeit- und wertdiskreten Darstellung sowie Jitterfehlern auf.

2.2.3 Digitale Signalverarbeitung

Nachdem die Empfangsinformationen mit einer fixen Abtastrate in die digitale Domäne überführt wurde, wird sie i.d.R. zunächst von einer schnellen digitalen Signalverarbeitungshardware, dem *Digital Front-End* (DFE) in Abbildung 2.4, ins Basisband gemischt, gefiltert und in der Abtastrate dezimiert. Dieser Vorgang wird zusammengefasst als *Digital Down Conversion* (DDC) bezeichnet und ermöglicht dem Software-Defined Radio

ein hohes Maß an Flexibilität, da die letzte Mischerstufe digital realisiert und damit rekonfigurierbar implementiert ist.

Aufgrund der hohen Abtastrate des digitalisierten Eingangssignals – die vor allem zur Verringerung der Anforderungen an das Anti-Aliasing Filter wesentlich höher als die Nyquistrate gewählt wird – wird die DDC meist auf hardwarenahen Plattformen realisiert. Da bei der tatsächlichen Basisbandsignalverarbeitung lediglich mit der Nyquistrate gearbeitet werden kann, werden hierfür meist universellere Plattformen eingesetzt.

Plattformen zur digitalen Signalverarbeitung

Allgemein kann zwischen folgenden vier Plattformen zur Realisierung der digitalen Signalverarbeitung in Software-Defined Radios unterschieden werden:

- General Purpose Processors (GPP),
- Digital Signal Processors (DSP),
- Field Programmable Gate Arrays (FPGA),
- Application-Specific Integrated Circuits (ASIC).

Sowohl die Leistungsfähigkeit als auch die Energieeffizienz nehmen von oben nach unten bei abnehmender Flexibilität und abnehmender Abstraktionstiefe der zugehörigen Software-Implementierung zu.

Zur flexibelsten Plattform, den GPPs, zählen handelsübliche Prozessoren, wie sie beispielsweise in Desktop PCs oder Servern, aber auch in Mobilgeräten wie Smartphones oder Tablet-PCs verbaut werden. Ein Spezialfall mit vielen parallelen GPPs stellen *Graphic Processing Units* (GPUs) dar. GPPs bieten allgemein den Vorteil einer vereinfachten Entwicklung, unter anderem auch in Hochsprachen wie C++ oder Python, die mit sehr guten Möglichkeiten zur Fehleridentifikation und -behebung, *Debugging*, einhergehen. Aufgrund der hohen Portabilität zwischen verschiedenen GPP-Plattformen und -Generationen stehen vielfältige, teilweise speziell optimierte Bibliotheken zur Verfügung, wobei dennoch häufig eine individuelle Implementierung erforderlich ist. Aufgrund der Ablaufplanung und der Priorisierung der verwendeten Betriebssysteme erfordern GPP-basierte SDR-Systeme weitere Anpassungen um für echtzeitkritische Anwendungen geeignet zu sein. Dennoch werden GPPs vor allem aufgrund

der effizienten Entwicklungsumgebung, der schnellen Rekonfigurierbarkeit und der immer weiter steigenden Leistungsfähigkeit vermehrt zur Implementierung der Basisbandsignalverarbeitung in Software-Defined Radios eingesetzt.

Ebenfalls hohe Rechenkapazität bieten DSP-Plattformen, welche für die Ausführung von Multiply and Accumulate, d.h. MAC-Operationen optimiert sind. Sie sind prinzipiell auch mit Hochsprachen, wie beispielsweise C, programmierbar, wobei zugunsten der Leistungsfähigkeit sehr häufig direkt Assemblercode verwendet wird. DSPs sind als eigenständige Plattformen in SDRs nicht weit verbreitet, werden aber unter anderem bei Multistandard-Geräten häufig als DFE-Plattform eingesetzt [96].

Einen guten Kompromiss zwischen Flexibilität und Leistungsfähigkeit stellen FPGAs dar. Bei FPGAs handelt es sich um rekonfigurierbare Hardwarebausteine, bei denen logische Blöcke flexibel miteinander verbunden werden können. Die FPGA-Entwicklung wird mit Hilfe von Hardwarebeschreibungssprachen wie VHDL und Verilog realisiert. Diese unterscheiden sich merklich von bekannten Programmiersprachen. Insgesamt ist die FPGA-Entwicklung komplexer, zeitaufwendiger und damit auch teurer als die Softwareentwicklung in Hochsprachen, ermöglicht aber vor allem durch die Implementierung paralleler Strukturen eine beachtliche Steigerung der Leistungsfähigkeit gegenüber GPP-basierten Implementierungen. Weitere Nachteile der FPGAs sind die mangelnde Portabilität zwischen Plattformen verschiedener Hersteller und/oder Geräte-Generationen. Auch die Rekonfiguration eines FPGAs nimmt i.d.R. mehr Zeit in Anspruch als bei GPP-basierten Lösungen, so dass die Adaptionszeit im Allgemeinen höher ausfällt. Aufgrund der hardwarenahen Realisierung eignen sich FPGAs besonders zur Implementierung rechenintensiver und echtzeitkritischer Anwendungen. Sie werden daher häufig zur Realisierung des DFEs, mitunter aber auch zur Realisierung der Basisbandsignalverarbeitung in Software-Defined Radios eingesetzt.

Die effizienteste und leistungsfähigste – aber auch entwicklungsintensivste – Plattform stellen ASICs dar. Da die Funktionalität bei ASICs statisch ist, eignen sich diese nur sehr bedingt zum Aufbau von Software-Defined Radios. Sie werden neben FPGAs und DSPs vermehrt auch zur Realisierung des DFEs in Software-Defined Radios eingesetzt [96].

Die meisten Software-Defined Radios sind heute als hybride Systeme implementiert, bei denen mehrere Plattformen zum Einsatz kommen. Besonders häufig werden SDRs als eine Kombination aus FPGA/ASIC für das DFE sowie einem GPP für die (langsamere) Basisbandsignalverarbeitung bei der Nyquist-Rate eingesetzt. Auf diese Art und Weise lassen sich die Vorteile mehrerer Plattformen kombinieren.

Eine Herausforderung hierbei stellt insbesondere der Übergang von der Festkommadarstellung, wie sie beispielsweise bei FPGAs und ASICs verwendet wird, zur Fließkommadarstellung, wie sie beispielsweise bei GPPs verwendet wird, dar. Da mehr Bits bei der Festkommadarstellung mit einem erhöhten Schaltungsaufwand, d.h. mehr Gatter bzw. mehr Chipfläche, einhergehen, versucht man i.d.R. so wenige Bits wie möglich zu verwenden. Im Gegensatz zur Fließkommadarstellung ist der Dynamikbereich bei der Festkommadarstellung fest vorgegeben, was mitunter zu Rundungs- und Abbildungsfehlern bei kleinen Signalen bzw. Signaländerungen führen kann.

Bei den neusten Systemen verschmelzen die Plattformen weiter; so bietet der Hersteller *Xilinx Inc.* beispielsweise mit der *Zynq*-Plattform einen kombinierten Baustein, bestehend aus einer Mehrkern-GPP nebst einem konfigurierbaren FPGA-Kern an. Vor allem durch den geteilten Speicherzugriff (*Shared Memory Access*) lässt sich eine weitere Steigerung der Leistungsfähigkeit gegenüber klassischen Kombinationen aus GPP und FPGA erzielen.

Digital Down Conversion

Obleich sich die Plattform unterscheiden kann, so wird im DFE stets dieselbe Funktionalität benötigt: Aus dem breitbandig digitalisierten ZF-Signal soll das Nutzsignal mit der Nyquist-Rate extrahiert werden. Nach dem Shannonschen Abtasttheorem [61, 78] ist für ein auf f_{max} bandbegrenztetes Signal mindestens eine Abtastfrequenz von $2 \cdot f_{max}$ notwendig, um das Signal fehlerfrei rekonstruieren zu können. In der Praxis wählt man jedoch meist eine Abtastfrequenz, die mindestens dem fünffachen der maximal im Signal vorkommenden Frequenz entspricht. Neben Vorteilen bei der digitalen Weiterverarbeitung ermöglicht eine hohe Abtastrate bei der A/D-Wandlung vor allem auch die finale Kanalwahl durch digitale Frequenzumsetzung.

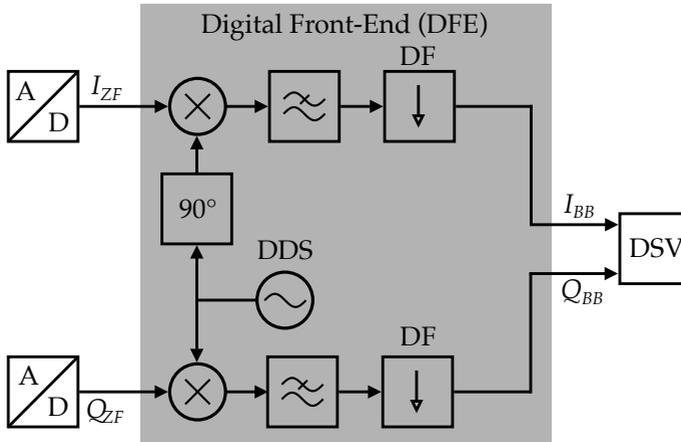


Abbildung 2.8 Aufbau des Digital Front-Ends (DFE)

Abbildung 2.8 zeigt den Aufbau eines DFEs. Der Digital Down Converter setzt sich aus einem Direct Digital Synthesis (DDS)-Baustein, der ein Sinus-/Cosinusignal generiert, einem Multiplikator, einem Tiefpassfilter und einem Dezimationsfilter (DF) zusammen. Nachdem das schmalere Nutzsinal aus dem breitbandigen Eingangssignal von der Bandpass in die Basisbandlage gemischt wurde, wird dieses tiefpassgefiltert, um unerwünschte Intermodulationsprodukte zu entfernen. Da das (Basisband-)Nutzsinal schmalbandiger ist als das breitbandige (Zwischenfrequenz-)Eingangssignal, kann die Abtastrate nach erfolgter Mischung und anschließender Filterung vom Dezimationsfilter auf die Nyquistrate reduziert werden. Zur effizienten Implementierung wird das Dezimationsfilter häufig mit dem Tiefpassfilter zu einem einzigen Multiratenfilter kombiniert. Für niedrige Dezimationsraten werden hierbei i.d.R. einfache *Finite Impulse Response* (FIR)-Filter, für hohe Dezimationsraten meist *Cascaded Integrator-Comb* (CIC)-Filter [38] eingesetzt. Aufgrund der digitalen Implementierung können die Filtereigenschaften in weiten Teilen frei gewählt und individuell angepasst werden. Auch der Mischer ist zur effizienten Implementierung (beispielsweise auf FPGA-Plattformen) häufig kombiniert als *Coordinate Rotation Digital Computer* (CORDIC) implementiert, wodurch sich Multiplikationen gänzlich vermeiden und allgemein Logik-

gatter einsparen lassen [100].

Abschließend wird das nun im Basisband vorliegende Eingangssignal der Basisbandsignalverarbeitung zugeführt. Hierzu werden meist gepufferte Schnittstellen gewählt, um der – üblicherweise nicht echtzeitfähigen – Basisbandsignalverarbeitung, beispielsweise auf GPP-Plattformen, gerecht zu werden. Je nach verwendeter Plattform wird hierzu beispielsweise ein geteilter Speicherbereich (Shared Memory), eine USB-Schnittstelle, eine PCI Express-Schnittstelle oder eine klassische Ethernetschnittstelle verwendet. Die Art der Anbindung entscheidet dabei neben der maximal übertragbaren Datenrate (und damit der maximal verfügbaren Bandbreite) auch über die minimal erreichbare Latenz des Software-Defined Radios. Durch die flexible Implementierung der DDC in digitaler Hardware kann die Basisbandsignalverarbeitungssoftware wiederum auf das DFE rückwirken und die Mittenfrequenz sowie Abtastrate des Ausgangssignals beeinflussen, um so beispielsweise nachfolgende Signalverarbeitungskomponenten nicht durch unnötig hohe Abtastraten zu belasten.

2.3 SDR-Software

Die funktionale Kernkomponente eines jeden SDR-Systems stellt die Software-Implementierung dar. Nachdem die digitalen Abtastwerte hinter dem DFE bei der Nyquistrate im Basisband vorliegen, ist die Software für die gewünschte Funktionalität verantwortlich. Neben DSP- oder FPGA-basierten Implementierungen stehen hierbei insbesondere die GPP-basierten Implementierungen im Vordergrund, da sie maximale Flexibilität mit vergleichsweise einfacher Entwicklung kombinieren. Erst durch GPP-basierte SDRs wird ein vollständig *modularer Ansatz* mit funktionalen Blöcken und fest definierten Schnittstellen ermöglicht. Frühere – i.d.R. hardwarenähere – SDR-Implementierungen verfolgten im Gegensatz dazu meist den *parametergesteuerten Ansatz*, bei dem die Funktionalität weitgehend statisch implementiert ist, die Betriebsparameter jedoch dynamisch gewählt werden können. Im Gegensatz zum modularen Ansatz sind bei Einführung neuer Standards meist umfangreiche Anpassungen nötig.

Waren die ersten militärisch motivierten SDR-Systeme Mitte der 90er Jahre noch parametergesteuert, so wird bei heutigen Systemen – vor allem

im Bereich der Forschung – meist auf modulare Systeme gesetzt. Die Anfänge gehen hierbei zurück auf die *Software Communications Architecture* (SCA) [7], die basierend auf der *Common Object Request Broker Architecture* (CORBA) definierte Schnittstellen zwischen verschiedenen Subsystemen festlegt. Die Subsysteme können hierbei in unterschiedlichen Programmiersprachen und auf unterschiedlichen Hardwareplattformen realisiert werden, wodurch verteilte Systeme mit Hilfe der CORBA realisiert werden können.

Verteilte SDR-Systeme stellen auch heute noch eine Herausforderung an moderne SDR-Umgebungen dar. Weitere Herausforderungen liegen vor allem in der Parallelisierung sowie in einer möglichst effizienten und echtzeitfähigen, gleichzeitig aber auch in möglichst modularer und flexibler Implementierung.

Im Folgenden wird vor allem die *GNU Radio* SDR-Umgebung vorgestellt. Neben GNU Radio kommt im Bereich der Forschung und Entwicklung vor allem *Mathworks MATLAB* bzw. *MATLAB/Simulink* [53] zum Einsatz. Neben einer Vielzahl gut dokumentierter Signalverarbeitungsblöcke sind hierbei vor allem die Code-Generatoren zu erwähnen, die aus bestehenden MATLAB- bzw. Simulink-Quellen direkt C++- oder auch VHDL-Code erzeugen können. Die Code-Generatoren befinden sich allerdings in einem sehr frühen Stadium, so dass manuelle Anpassungen und Optimierungen meist unerlässlich sind.

Die dritte, weit verbreitete SDR-Umgebung stellt *LabVIEW Communications* [48] des Unternehmens National Instruments dar. Aufgrund der vergleichsweise geringen Verbreitung sowie der eingeschränkten Möglichkeiten wird hier nicht weiter auf LabVIEW Communications eingegangen.

Neben den drei genannten Vertretern gibt es noch weitere, eher unbekanntere SDR-Umgebungen: Pothos [67] stellt eine Neuentwicklung des GNU Radio-Entwicklers *Josh Blum* dar, bei der allgemein Signalverarbeitungsblöcke grafisch miteinander kombiniert werden können. Mit *Pothos SDR* steht auch eine SDR-Umgebung, basierend auf Pothos, zur Verfügung, bei der unter anderem auch GNU Radio-Signalverarbeitungsblöcke eingebunden werden können. Weitere Software-Defined Radio-Umgebungen, auf die im Rahmen dieser Arbeit nicht näher eingegangen wird, stellen das auf SCA basierende *OSSIE* [84], das ebenfalls auf SCA und Eclipse

basierende *Redhawk* [74] sowie das auf maximale Rekonfigurierbarkeit ausgelegte *IRIS* [90] dar.

2.3.1 GNU Radio als SDR-Umgebung

Bei *GNU Radio* [33] handelt es sich um eine Open-Source-basierte SDR-Umgebung der *Free Software Foundation* (FSF). Die Bezeichnung GNU steht hierbei als rekursives Akronym „GNU is Not Unix“ für ein unix-artiges Betriebssystem, dessen Software – hier GNU Radio – unter anderem auch mit dem Linux-Kernel verwendet werden kann. Die Bezeichnung als SDR-Umgebung rührt daher, dass GNU Radio neben der reinen Bibliothek von Signalverarbeitungsprogrammen auch als Entwicklungsumgebung für SDR-Applikationen eingesetzt werden kann.

Die Anfänge von GNU Radio gehen zurück auf das *SpectrumWare*-Projekt am Massachusetts Institute of Technology (MIT) [92], aus dessen Quelltext GNU Radio als Abspaltung (engl. fork) entstand. Anschließend wuchs die Entwicklergemeinde und die Nachfrage nach GNU Radio derart, dass 2011 die jährlich stattfindende Konferenz *GNU Radio Conference* (GRCon) entstand.

Da GNU Radio zum Zeitpunkt der Anfertigung dieser Arbeit als mächtige und flexible SDR-Umgebung gilt [76], wurden alle im Rahmen dieser Arbeit entstandenen SDR-Systeme ausschließlich mit GNU Radio und/oder Python implementiert. GNU Radio ist als modulare, GPP-basierte SDR-Umgebung sehr flexibel und einfach zu programmieren, da Hochsprachen wie C/C++ und Python eingesetzt und kombiniert werden können. Es ist als *freie Software* unter der GPLv3-Lizenz auch im Quelltext frei verfügbar und somit auch modifizierbar. GNU Radio kann grundsätzlich auch in kommerziellen Systemen eingesetzt, jedoch müssen hierbei die Bestimmungen der GPLv3 stets eingehalten werden. In kommerziellen Anwendungen werden daher häufig eigene, spezialisierte Implementierungen eingesetzt, die im Gegensatz zu GNU Radio-basierten Implementierungen unter Verschluss gehalten werden können.

Signalverarbeitungsblöcke

Die Kernfunktionalität von GNU Radio besteht darin, Abtastwerte zwischen abgeschlossenen Funktionseinheiten, den *Signalverarbeitungsblöcken*,

auszutauschen bzw. zu verteilen. Jeder Signalverarbeitungsblock erfüllt dabei genau eine Aufgabe und stellt exakt definierte Schnittstellen für den Datenaustausch mit anderen Blöcken bereit. Innerhalb eines Blocks können die Daten sowohl sequentiell als auch parallel verarbeitet werden. Die Algorithmen aus dem Bereich der digitalen Signalverarbeitung und/oder Nachrichtentechnik werden hierbei als Klasse in C/C++ oder Python implementiert, die von übergeordneten Klassen abgeleitet werden. In C/C++ implementierte Klassen werden hierbei durch den *Simplified Wrapper and Interface Generator* (SWIG) [8] für Python-Anwendungen verfügbar gemacht. Bei der Implementierung neuer Blöcke werden einzelne Funktionen der übergeordneten Klasse, wie beispielsweise die *work*-Funktion, die *Zeiger* auf die Eingangs- und Ausgangsspeicherbereiche als Argument enthält und in der die eigentliche Signalverarbeitung implementiert wird, durch den individuellen Quelltext überschrieben. Zu den klassischen Signalverarbeitungsblöcken zählen beispielsweise FIR/IIR-Filter, die (I)FFT-Operation, der Schmidl & Cox Synchronisationsblock aber auch elementare Additions-, Subtraktions- oder auch Multiplikationsblöcke. Allen gemeinsam ist eine Struktur mit definiertem Ein- und Ausgang. Daneben gibt es auch *Quellen* und *Senken*, die nur einen Aus- bzw. Eingang besitzen. Sie werden beispielsweise zur Visualisierung, Speicherung bzw. Umwandlung und Weiterleitung der Daten an Netzwerkschnittstellen, oder auch zur Signalerzeugung, analog einem Funktions- bzw. Wellenformgenerator, genutzt. Ein Spezialfall bei den Quellen und Senken stellen Blöcke zur Anbindung an gängige SDR-Hardwareplattformen dar. Mit ihnen können Abtastwerte direkt von der SDR-Hardware gelesen oder an die SDR-Hardware zur anschließenden Digital/Analog-Wandlung übergeben werden. Als weitere Besonderheit dieser Blöcke werden neben dem reinen Strom von Abtastwerten auch Kontrollinformationen, wie die gewünschte Mittenfrequenz, Bandbreite der Ein-/Ausgangsfilter oder auch Verstärkungswerte, an die SDR-Peripherie übertragen. Durch die Abstraktion der Hardware-Blöcke können mit nur einem Block mehrere SDR-Geräte von verschiedenen Herstellern und mit unterschiedlichen Qualitätsparametern angesteuert werden.

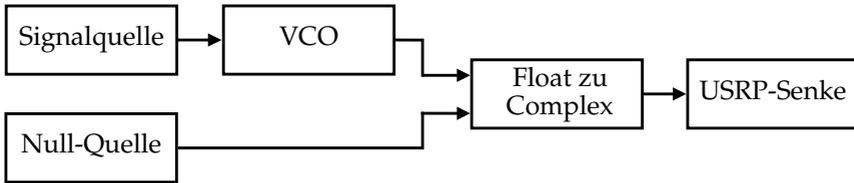


Abbildung 2.9 Schema eines Signalflussgraphen zur Erzeugung eines Sweep

Applikationen/Signalflussgraphen

Um ein digitales Signalverarbeitungssystem bzw. eine SDR-Applikation zu realisieren, werden die Signalverarbeitungsblöcke anschließend zu *Signalflussgraphen* zusammengefasst, die in Form von Python-Skripten realisiert sind. Die so entstehenden Graphen können im mathematischen Sinne als flache Graphen ohne Schleifen aufgefasst werden.

Abbildung 2.9 zeigt schematisch den Aufbau eines Sweep-Generators als Signalflussgraph. Die Signalquelle erzeugt ein Sägezahn-Signal, welches wiederum einem *Voltage-controlled Oscillator (VCO)* zugeführt wird. Die Abtastwerte des dadurch entstehenden (reellwertigen) Sweepsignals liegen als Datentyp `Float` als 32 Bit Fließkommazahlen vor. Da die SDR-Peripherie wie in Kapitel 2.2.3 beschrieben als Quadraturmodulator realisiert ist, akzeptiert diese nur komplexe I/Q-Wertepaare als Eingangsdaten. Zu diesem Zwecke fügt der „Float zu Complex“-Block je ein Paar aus reellem Sweep-Abtastwert und einer 0 der Null-Quelle zu einem komplexem Wertepaar zusammen.

Da die einzelnen Blöcke in der GNU Radio-Bibliothek als C/C++ oder Python-Klassen vorliegen, müssen diese vom *GNU Radio Scheduler* verbunden werden. Dies geschieht, indem die Ein- und Ausgänge zweier oder mehrerer Signalverarbeitungsblöcke mit Hilfe von Ringspeichern verbunden werden. Hierbei können immer nur ein oder mehrere Blöcke mit einem Ausgang, niemals aber mehrere Ausgänge mit einem Eingang verbunden werden. Der GNU Radio Scheduler hat dann zur Aufgabe, die eigentliche Funktion zur Signalverarbeitung der lesenden Blöcke (work-Funktion) aufzurufen, sobald der Eingangsspeicher genügend gültige Elemente beinhaltet und der Ausgangsspeicher zur selben Zeit genügend

freie Bereiche aufweist. Der Füllstand eines Ringspeichers wird dabei ermittelt, indem die Position des langsamsten, lesenden Blocks mit der des schreibenden Blocks verglichen wird. Durch diese Methode begrenzt der langsamste Block einer Signalverarbeitungskette den maximal möglichen Durchsatz der gesamten Kette und entscheidet über die Echtzeitfähigkeit des Gesamtsystems. So ist eine GNU Radio-Applikation senderseitig genau dann echtzeitfähig, wenn der letzte Ringspeicher vor der (Hardware-)Senke niemals unterläuft, d.h. es können stets genügend gültige Abtastwerte von der SDR-Peripherie abgerufen werden. Empfängerseitig gilt sinngemäß genau dasselbe: Der erste Ringspeicher nach der (Hardware-)Quelle darf niemals überlaufen, d.h. das System muss die Abtastwerte der SDR-Peripherie stets schnell genug verarbeiten können. Dieser Ansatz ermöglicht zudem eine parallele Ausführung der einzelnen, funktionalen Blöcke in Form von *Threads*, die vom Betriebssystem verwaltet werden und dynamisch auf verschiedene Prozessoren verteilt werden können.

Neben der Parallelisierung auf Betriebssystemebene kann der Einbuße in der Leistungsfähigkeit gegenüber integrierten Lösungen auch durch eine Parallelisierung auf Datenebene, d.h. durch parallele Verarbeitung mehrerer Rechenoperationen pro Rechenzyklus auf Prozessorebene, begegnet werden. In GNU Radio wurde speziell hierfür die *Vector-Optimized Library of Kernels* (VOLK) geschaffen, die im Folgenden näher betrachtet wird.

VOLK: Vector-Optimized Library of Kernels

Die Grundidee hinter VOLK ist, die *Single Instruction Multiple Data* (SIMD)-Befehlssatzerweiterungen moderner Prozessorarchitekturen zu nutzen, um mehrere Recheneinheiten der *Arithmetic Logic Unit* ALU parallel zu verwenden. So können, basierend auf der Advanced Vector Extensions (AVX)-Technologie, beispielsweise acht 32 Bit Zahlen vom Datentyp *Float* parallel in einem Rechenschritt auf der 256 Bit breiten ALU verarbeitet und dadurch die benötigte Rechenzeit um den Faktor 8 reduziert werden. Zusätzlich unterstützen die Befehlssatzerweiterung häufig auch die effiziente Berechnung einiger mathematischer Funktionen, beispielsweise der *exp*-Funktion.

Die Befehlssatzerweiterungen stammen ursprünglich aus dem Multimedia-Bereich und sind heute auf allen gängigen Plattformen verfügbar:

Bei Intel kommen die Erweiterungen MMX (Multimedia Extension), SSE (Streaming SIMD Extensions) und seit der Sandy Bridge-Familie auch AVX bzw. AVX2 zum Einsatz. Auf ARM-Plattformen steht die *NEON*-Technologie und auf PowerPC-Plattformen die *AltiVec*-Erweiterung zur Verfügung. Die Prozessoren von AMD unterstützen SIMD-Befehle entsprechend der *3DNow!*-Technologie. Leider werden die SIMD-Erweiterungen von aktuellen Compilern noch nicht zufriedenstellend genutzt, so dass bei VOLK einzelne mathematische Operationen als *VOLK-Kernel* explizit mit SIMD-Befehlen implementiert werden [99]. Da sich die Befehlsätze zwischen den Plattformen unterscheiden, muss für jede Plattform ein eigener *Proto-Kernel* implementiert werden. Der leistungsfähigste Proto-Kernel für eine spezifische Plattform kann mit Hilfe eines Tests ermittelt werden. Später kann so beim Aufruf einer VOLK-Funktion automatisch der leistungsfähigste Kernel verwendet werden. VOLK wird mittlerweile als eigenständiges Open-Source-Projekt weiterentwickelt und wurde vom ursprünglichen GNU Radio-Projekt ausgelagert. Für detaillierte Informationen sowie Abschätzungen für den mit VOLK erzielbaren Gewinn in der Leistungsfähigkeit sei auf [104] verwiesen.

Neben der Option GPP-Komponenten mittels VOLK effizient zu implementieren, gibt es weitere Ansätze GPP-basierte bzw. hybride GPP/FPGA-basierte SDRs leistungsfähiger zu gestalten: *RF Network on Chip* (RFNoC) des Unternehmens Ettus Research [12] verspricht beispielsweise ein weiteres Verschmelzen der FPGA- und GPP-Plattform, indem einzelne Komponenten der Signalverarbeitungskette auf ein FPGA ausgelagert und dort schneller berechnet werden. FPGA-basierte RFNoC-Blöcke lassen sich hierbei mit Hilfe intelligenter Pufferstrukturen als spezielle Blöcke in GNU Radio Flussgraphen einbinden.

Die Nutzung von Grafikkarten (*Graphics Processing Unit*, GPU) stellt aufgrund Ihrer hohen Anzahl parallel arbeitender Recheneinheiten eine weitere Plattform zur Realisierung paralleler Programmstrukturen dar. Aufgrund der Speicheranbindung an die CPU und den Arbeitsspeicher treten beim Datenaustausch jedoch verstärkt Latenzen auf, die den Einsatz für echtzeitfähige SDR-Applikationen häufig verhindern [101].

Latenzen stellen bei GPP-basierten SDR-Systemen allgemein ein Problem dar. Sie sind als kritischer Faktor echtzeitfähiger Kommunikations-

systeme, insbesondere bei unteren ISO/OSI-Schichten, beispielsweise bei der Realisierung des *Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance* (CSMA/CA)-Verfahrens, von elementarer Bedeutung. Aufgrund der besonders hohen Anforderungen an die Latenz werden die Funktionen der Mediumzugriffskontrolle bei hybriden SDR-Systemen deshalb häufig direkt in einem FPGA implementiert, während die restlichen, weniger latenzkritischen Funktionen von den Vorteilen GPP-basierter Signalverarbeitung profitieren können.

Bei GNU Radio-basierten Anwendungen in Kombination mit der weit verbreiteten *Universal Software-Defined Radio Peripheral* (USRP) X310 SDR-Plattform liegt die *Round-Trip Time* (RTT), d.h. die Zeit, die ein Eingangssignal benötigt, um ein entsprechendes Signal am Ausgang des Systems hervorzurufen, für GPP-Applikationen typischerweise im Bereich von ca. 2 ms. Die Latenz setzt sich dabei wie folgt zusammen [124]: Durch die SDR-Peripherie selbst werden Latenzen durch die integrierte FPGA-basierte Signalverarbeitungskette ($0 \mu\text{s}$ bis $50 \mu\text{s}$), die paketbasierte Netzwerkschicht ($1 \mu\text{s}$ bis 1ms) sowie die Verzögerung durch die Übertragung durch das Medium ($0 \mu\text{s}$ bis $500 \mu\text{s}$) generiert.

Die GPP-Plattform verursacht weitere Latenzen durch die Verzögerung beim Auslösen eines Interrupts der Netzwerkschnittstelle ($0,1 \text{ms}$ bis 20ms), der Verzögerung aufgrund der Zeitplanung (*Scheduling*) des Betriebssystems ($20 \mu\text{s}$ bis 20ms) sowie der benötigten Rechenzeit für die SDR-Applikation selbst. Neben der reinen Rechenkomplexität muss hierbei auch der Mehraufwand durch den GNU Radio Scheduler sowie die Verzögerung durch die Pufferspeicher zwischen den Blöcken berücksichtigt werden. Die benötigte Rechenzeit kann neben den beschriebenen Verfahren zur Parallelisierung vergleichsweise einfach auch durch Ersetzen der Prozessoreinheit durch ein leistungsfähigeres moderneres Modell reduziert werden.

2.4 Software-Defined Radio in der Powerline-Kommunikation

Aufgrund schwieriger Kanalverhältnisse bei vielfältigen Variationen der Kanalparameter ist die SDR-Technologie vor allem aufgrund der damit

einhergehenden Flexibilität ein besonders sinnvoller und vielversprechender Ansatz für die Realisierung zukünftiger PLC-Systeme. Bisher gab es jedoch nur vereinzelt Veröffentlichungen, bei denen SDR-Systeme im Rahmen der PLC-Forschung und -Entwicklung eingesetzt wurden:

Sigle et al. stellen in [80] eine USRP-basierte Brücke zwischen *Frequency-Shift Keying* (FSK) und *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* (OFDM) vor, die zusätzlich eine Unterstützung zur Detektion von Nulldurchgängen der Netzspannung enthielt. Pinomaa et al. haben ein PLC-System zur Kommunikation zwischen einem Elektromotor und einem Frequenzkonverter vorgestellt [66], das nur bedingt auf die Gegebenheiten eines Niederspannungsnetzes übertragbar ist. In [25] präsentierten Familua et al. verschiedene Modulationsarten, um ein schmalbandiges PLC-System zu modellieren. Dominicis et al. setzten SDR-Systeme ein, um PLC-Systeme verschiedener Standards zu charakterisieren [20].

Obwohl die Zahl der Veröffentlichungen zu *Software-Defined PLC-Systemen* (SDPLC)-Systemen damit noch sehr gering ausfällt, kann zukünftig analog zum Funkbereich auch im Bereich der Powerline-Kommunikation von einem Wandel hin zu vermehrter Verwendung von SDRs für zukünftige PLC-Systeme ausgegangen werden. Dies zeigt sich neben der zunehmenden Zahl an Veröffentlichungen beispielsweise im Aufkommen erster SDR-ähnlicher Geräte am Markt wie der Multi-Standard STCO-MET SoC-Plattform [87], bei der wesentliche Teile der Signalverarbeitung auf einem DSP bereits digital ausgeführt wird. Eine weitere Entwicklung der aktuellen PLC-Forschung sieht hybride Ansätze aus Funk- und Powerline-Übertragungstrecken vor [119], bei der sich die Flexibilität der SDRs vorteilhaft für beide Übertragungsarten auswirken könnte. Sowohl gemeinsame als auch gänzlich unterschiedliche Bedingungen und Anforderungen beider Medien werden unter anderem im Folgenden näher betrachtet.

2.4.1 Gemeinsamkeiten mit und Unterschiede zu Funksystemen

Die SDR-Technologie stammt ursprünglich aus dem Funkbereich, lässt sich mit einigen Anpassungen jedoch auch auf PLC-Systeme übertragen.

Beide Domänen haben gemeinsam, dass es sich um Nachrichtensysteme handelt, d.h. beide Systeme haben zum Ziel Informationen zwischen Kommunikationspartnern auszutauschen. Da die grundlegende Aufgabe dieselbe ist, werden prinzipiell auch dieselben Verfahren, beispielsweise zur Modulation, Kanalcodierung oder Quellencodierung eingesetzt. Im SDR-Kontext bedeutet dies, dass prinzipiell auch dieselben Software-Bausteine zum Einsatz kommen, wenn auch unterschiedlich parametrisiert.

Da die Kommunikation in beiden Fällen über hochfrequente, elektrische Signale stattfindet, sind auch die Kernkomponenten, wie beispielsweise die I/Q-(De-)Modulatoren oder die Signalverarbeitungsplattformen (GPP, FPGA, etc.), dieselben.

Da sowohl hochfrequente Kommunikationssignale von ungeschirmten Stromkabeln abgestrahlt als auch unerwünschte Funksignale eingekoppelt („empfangen“) werden, muss auch bei PLC-Systemen die Ko-Existenz mit anderen (Funk-)Diensten reguliert und sichergestellt werden.

Der offensichtlichste Unterschied besteht im Übertragungsmedium, und damit auch in der Ankopplung an das Medium. Während bei Funksystemen die Antenne für eine möglichst optimale Abstrahlung der Signale in Form einer elektromagnetischen Welle eingesetzt wird, kommen bei PLC-basierten Systemen im Zugangsbereich der Niederspannungsebene *Koppeleinrichtungen* zum Einsatz. Sie haben zum Ziel die Kommunikationssignale auf die Stromleitungen aufzuprägen und gleichzeitig sicherzustellen, dass die Netzspannung nicht auf die empfindlichen Ein-/Ausgänge der Kommunikationsgeräte zurückwirkt. Ein Nebeneffekt der Koppeleinrichtungen ist die Filterwirkung auf das Eingangssignal eines Modems, die eine stärkere Frequenzselektivität als beim bloßen Einsatz einer Antenne mit sich bringt. Die Filterwirkung wird im Folgenden Unterkapitel näher betrachtet.

Trotz der hohen Filterwirkung der Koppeleinrichtungen müssen die Kommunikationsein-/ausgänge zusätzlich vor Transienten aus dem Netz geschützt werden. Diese breitbandigen Impulse hoher Leistung, die durch Schaltvorgänge im Netz entstehen, müssen durch spezielle *Transient-Voltage-Suppression* (TVS)-Dioden unterdrückt werden. Neben den Transienten erfordern sonstige, impulsartige Störer zwangsläufig den Einsatz einer automatischen Verstärkungsregelung (engl. *Automatic Gain Control*, AGC),

um das Übersteuern der Eingänge zu verhindern und um gleichzeitig den Dynamikbereich optimal auszunutzen.

Aufgrund des geeigneten Spektrums zur Datenübertragung im Zugangsbereich der Niederspannungsebene, welches – wie später noch gezeigt wird – im Bereich von wenigen Kilohertz bis zu einigen Megahertz liegt, sind mit modernen SDR-Systemen prinzipiell keine Mischer notwendig und die Signale können direkt im Basisband digitalisiert und verarbeitet werden. Durch die Einschränkung des Frequenzbereichs sind auch die verfügbaren Bandbreiten auf wenige Megahertz beschränkt, was die echtzeitfähige Realisierung der Signalverarbeitungssoftware erleichtert. Insgesamt stellt die Beschränkung des Spektrums bei der Powerline-Kommunikation im Zugangsbereich der Niederspannungsebene eine Einschränkung dar, die (abgesehen von der zwingend erforderlichen AGC) eine Realisierung eines nahezu idealen SDRs möglich erscheinen lässt.

Sowohl die hohe Dämpfung über weite Übertragungsstrecken als auch die beträchtliche Störleistungsdichte im Nutzband erfordern eine hohe Sendeleistung, die zu einer erhöhten Leistungsaufnahme durch die Ausgangsverstärker führt. Die erforderliche Sendeleistung kann hierbei durchaus im Bereich der Leistungsaufnahme der Signalverarbeitungsplattform liegen.

Ein weiteres Unterscheidungsmerkmal besteht im Vorhandensein einer globalen Referenz auf allen Ebenen des Netzes; die Nulldurchgänge der Netzspannung. Diese sind – bis auf die Verzögerung durch die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Medium – bei allen Kommunikationspartnern synchron und können beispielsweise zur Zeit-/Rahmensynchronisation der Kommunikationssysteme dienen. Hierzu müssen die Nulldurchgänge zunächst mit einer speziellen Hardware erfasst und anschließend in Software abgebildet werden.

In Tabelle 2.1 sind die wesentlichen Gemeinsamkeiten und Unterschiede zwischen funk- und PLC-basierten SDR-Systemen zusammenfassend dargestellt.

2.4.2 Aufbau eines Software-Defined PLC Modems

Wie aus Tabelle 2.1 hervorgeht, liegen die Gemeinsamkeiten der Funk- und der PLC-Domänen vor allem bei den Kernplattformen sowie den

Tabelle 2.1 Vergleich von funk- und PLC-basierten SDR-Systemen

Gemeinsamkeiten	Unterschiede
<ul style="list-style-type: none"> • Signalverarbeitungsplattformen • Digital Front-End • Verfahren/Software 	<ul style="list-style-type: none"> • Koppeleinrichtung • Schutzvorrichtungen • Bandbreite, (Frequenzbereich) • Leistungsaufnahme • Globales Referenzsignal

eingesetzten Verfahren (und damit den Softwarekomponenten). Die unterschiedlichen Gegebenheiten erfordern jedoch im Gegensatz dazu einen (nicht zu unterschätzenden) zusätzlichen Hardware-Aufwand bei PLC-basierten Systemen. Dazu wird der Aufbau eines SDPLC Modems im Folgenden näher betrachtet.

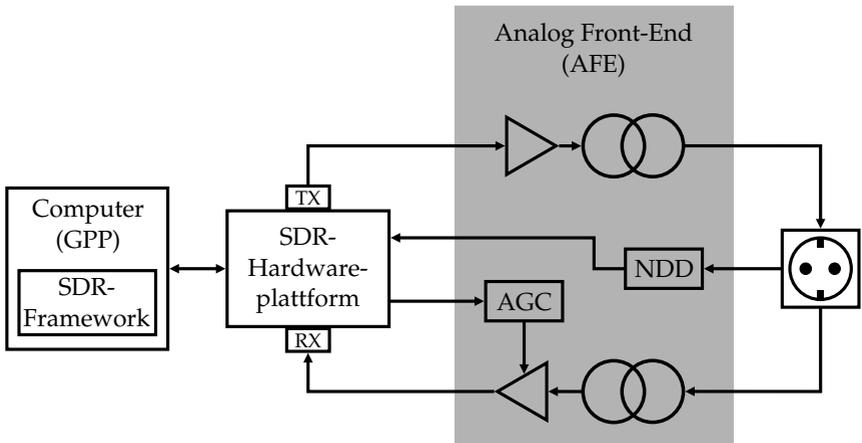


Abbildung 2.10 Aufbau eines Software-Defined PLC-Systems

Abbildung 2.10 zeigt den Aufbau eines SDPLC-Systems. Wie bereits erwähnt, kommen für die digitale Signalverarbeitung dieselben Plattformen wie auch bei funkbasierten SDR-Systemen zum Einsatz; dies schließt sowohl die DSP- (hier GPP-/GNU Radio-basiert) als auch die DFE-Plattform

(hier FPGA-basierte USRP-Plattform) mit ein. Erste Unterschiede ergeben sich bei der Ein-/Ausgangsstufe des funkbasierten SDR-Systems, den *Tochterplatinen*, welche neben Filtern vor allem Lokaloszillatoren zur Mischung der Ein-/Ausgangssignale vor/nach dem A/D- bzw. D/A-Wandler enthalten. Aufgrund der erhöhten, zeitvarianten Rauschleistung am Empfänger sowie der starken Dämpfung des Sendesignals, werden bei PLC leistungsstarke Endstufen zur Signalverstärkung sowie adaptive Eingangsstufen zur optimalen Aussteuerung der A/D-Eingänge benötigt. Die sende- und empfangsseitig vorhandenen Koppereinrichtungen werden zur Aufprägung des Nutzsignals auf die Stromleitungen bzw. zur sicheren Auskoppung der hochfrequenten Empfangssignale eingesetzt. Sie dienen in erster Linie dem Schutz der Modemhardware vor der Netzspannung. Um die Nulldurchgänge der Netzspannung dennoch als globales Referenzsignal nutzen zu können, wird zusätzlich der mit *Nulldurchgangsdetektion* (NDD) bezeichnete Funktionsblock eingesetzt, welcher einen kurzen Impuls für jeden Übergang von negativem zu positivem Momentanwert der Netzspannung erzeugt. Im Folgenden werden diese Subsysteme, ausgehend von der SDR-Plattform, wie sie im Vorfeld detailliert beschrieben wurden, näher betrachtet.

Ein-/Ausgangsstufen des SDR-Systems

Bei der Powerline-Kommunikation im Zugangsbereich der Niederspannungsebene können sämtliche Nutzsignale im Basisband verarbeitet werden, so dass die Notwendigkeit eines Mischers vor bzw. nach dem A/D- bzw. D/A-Wandler entfällt. Die verwendeten *Low-Frequency Receive* (LFRX) bzw. *Low-Frequency Transmit* (LFTX)-Tochterplatinen sind daher als einfache Spannungsfolger realisiert, welche die SDR-Ein-/Ausgänge direkt mit den Ein-/Ausgängen der A/D- bzw. D/A-Wandler verbinden. Maximale Eingangs- bzw. Ausgangspegel liegen damit im Bereich von +/- 1 Volt.

Verstärkerstufen

Die Eingangssignale müssen zusätzlich verstärkt bzw. gedämpft werden um den A/D-Wandler optimal auszusteuern und Clipping, d.h. ein Übersteuern der A/D- bzw. D/A-Wandler, zu vermeiden. Um einen möglichst hohen Dynamikumfang sicherzustellen soll das Empfangssignal daher

jederzeit möglichst genau den Bereich der zulässigen Eingangsspannung (ca. ± 1 V) aussteuern. Aufgrund stark veränderlicher Amplituden des Eingangssignals, beispielsweise aufgrund von Impulsstörern, kann dies ohne weitere Einschränkungen nur durch hinreichend schnelle – und damit teure – AGC-Schaltungen sichergestellt werden. Eine einfachere Möglichkeit besteht in der hinreichenden Dämpfung des Eingangssignals, so dass alle Signalanteile außer sehr starken Impulsstörern im Bereich der zulässigen Eingangsspannung liegen. Das Auftreten eines Impulsstörers führt in diesem Fall zu Clipping und damit neben nichtlinearen Verzerrungen unweigerlich zum Verlust von Information. Da starke Impulsstörer das Nutzsignal aber ohnehin überdecken, ist dieser Kompromiss bei ausreichender Auflösung der A/D-Wandler für die impulsstörungsfreien Signalanteile trotzdem ein gangbarer Weg.

Auch die Sendesignale müssen verstärkt werden, um der hohen Kanal-dämpfung bzw. der Fehlanpassung bei der Einspeisung gerecht zu werden. Wie später noch gezeigt wird, weist die *Zugangsimpedanz*, d.h. die wirksame Impedanz des Netzes am Einspeisepunkt, erhebliche Schwankungen in Abhängigkeit von Ort und Zeit auf. Diese Schwankungen führen dazu, dass aus der Sicht des PLC-Modems stets eine mehr oder minder hohe Blindleistung auftritt. Zusammen mit den allgemein sehr geringen Impedanzwerten erfordert dies hohe Leistungsreserven bei der Auslegung der Endstufe. Alternative Ansätze sehen eine adaptive Impedanzanpassung vor [89], die jedoch mit erheblichem Zusatzaufwand verbunden ist. Eine weitere Möglichkeit der Impedanzanpassung besteht in der *Impedanztransformation* durch Anpassung des Windungsverhältnisses im Transformator der Koppeleinrichtung, wie im Folgenden gezeigt wird.

Koppeleinrichtung

Abbildung 2.11 zeigt den Aufbau einer *hybriden kapazitiven/induktiven Koppeleinrichtung* mit einem Kondensator und einem Ringkernübertrager. Der Kondensator verursacht hierbei einen Spannungsabfall bei niedrigen Frequenzen, während er für hochfrequente Signale durchlässig ist. Der *Übertrager* (Ringkerntransformator) ist ebenfalls durchlässig für hochfrequente Signalanteile und dient der galvanischen Trennung und ist dadurch ein zusätzlicher Schutz der Modemhardware. Die Signalkopplung erfolgt

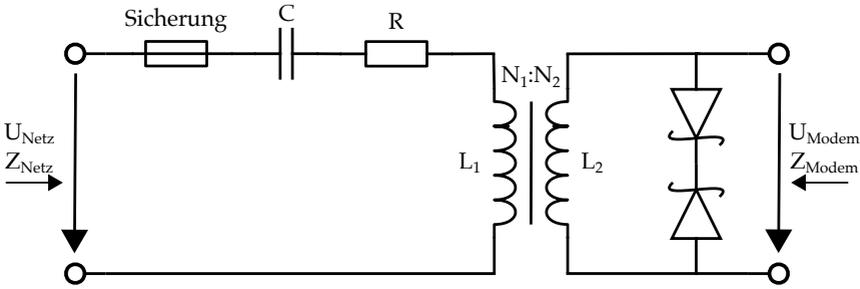


Abbildung 2.11 Hybride kapazitive/induktive Koppereinrichtung mit Schutzschaltung

hier im Bereich der Niederspannungsebene i.d.R. parallel, d.h. zwischen Nullleiter und beliebiger Phase. Dadurch lässt sich eine unerwünschte Vormagnetisierung des Ferritkerns aufgrund zu hoher, durch die Netzseite fließende, Ströme verhindern, was bei serieller Kopplung der Fall wäre. Schlimmstenfalls könnte eine starke Vormagnetisierung des Ferritkerns zu einer Sättigung führen, bei der der Ferritkern seine magnetischen Eigenschaften verliert.

Die Induktivität des Übertragers bildet zusammen mit der Kapazität einen Serienschwingkreis mit der Resonanzfrequenz $f_r = (2\pi\sqrt{L_1 C})^{-1}$, welche als untere Schranke für die Nutzbandsbreite betrachtet werden kann. Da auch der Übertrager nichtideale Eigenschaften aufweist, ist die obere Schranke der Nutzbandsbreite durch dessen Leckinduktivität und Kernverluste vorgegeben. Die gemessene Übertragungsfunktion des im weiteren Verlauf dieser Arbeit empfangsseitig eingesetzten, breitbandigen Empfangskopplers ist in Abbildung 2.12 dargestellt. Man erkennt deutlich die Bandpasscharakteristik mit flacher Übertragungsfunktion im Nutzband von 0,15 MHz bis 10 MHz. Um den unterschiedlichen Anforderungen des Sendezweigs gerecht zu werden, wird die Koppereinrichtung je nach Einsatzzweck unterschiedlich dimensioniert: Die *starre Kopplung*, d.h. Kopplung mit möglichst geringem, netzseitigem Widerstand, wird sendeseitig eingesetzt, um die eingespeiste Leistung zu maximieren. Empfangsseitig wird die *schwache Kopplung*, d.h. Signalauskopplung mit vergleichsweise hohem, netzseitigem Widerstand (in der Praxis ca. $100\ \Omega$), verwendet.

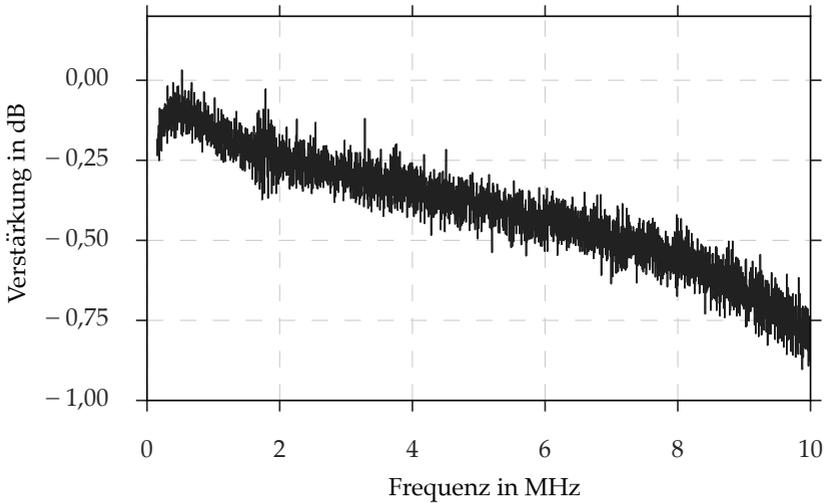


Abbildung 2.12 Übertragungsfunktion eines hybriden Empfängskopplers für Breitband-PLC

Neben der Art der Signalkopplung können die ein- bzw. ausgekoppelten Spannungswerte unmittelbar auch durch das Windungszahlverhältnis zwischen Primär- und Sekundärwicklung des Übertragers beeinflusst werden. Um die niedrigen Netzimpedanzen sendeseitig bedienen zu können, bietet sich aus praktischen Gründen ein Windungszahlverhältnis von beispielsweise 20:10 an, was zu einer Verdopplung der Ausgangsspannung führt. Dies liegt darin begründet, dass die maximale Leistung der Endstufe durch den maximalen Ausgangsstrom limitiert wird. Durch die Verdopplung der Ausgangsspannung halbiert sich der Strom bei gleicher Leistung. Die strombegrenzte Endstufe kann somit die doppelte maximale Ausgangsleistung liefern.

Neben der Netzspannung muss die Modemhardware zusätzlich vor Transienten geschützt werden. Hierbei handelt es sich um kurze Impulse mit teilweise sehr hohen Amplituden, die die Netzspannung um ein Vielfaches übersteigen können. Solche Impulse können beispielsweise durch Schaltvorgänge aller Art im Netz erzeugt werden. Vor allem aufgrund der hohen Amplituden stellen Transienten eine Gefahr für die Eingangsstufen

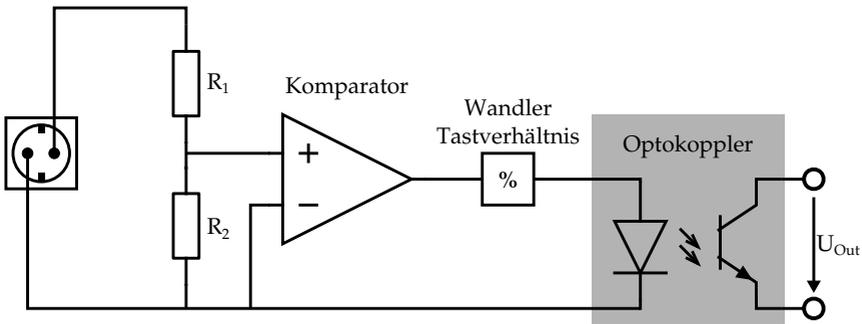


Abbildung 2.13 Hardwareaufbau des Nulldurchgangsdetektors

der SDR-Hardware dar. Sie können beispielsweise durch TVS-Dioden absorbiert werden, wobei bei breitbandigen PLC-Systemen insbesondere auf eine ausreichend geringe Kapazität solcher Suppressordioden geachtet werden muss, da diese sonst hochfrequente Anteile des Nutzsignals abdämpfen.

Nulldurchgangsdetektion

Die Nulldurchgänge der Netzspannung können als globales Referenzsignal, beispielsweise zur Rahmensynchronisation in Kommunikationssystemen eingesetzt werden [45]. Im Bereich der PLC-Forschung ist die Kenntnis über die Lage der Netznulldurchgänge vor allem zur Analyse des zeitvarianten Verhaltens von PLC-Kanälen von Interesse, da die statistischen Eigenschaften – wie später noch gezeigt wird – Periodizitäten mit der Netzfrequenz (50 Hz) bzw. ganzzahligen Vielfachen davon (100 Hz, 200 Hz, 300 Hz, ...) aufweisen.

Abbildung 2.13 zeigt den Aufbau eines Nulldurchgangsdetektors. Der netzseitige Spannungsteiler bewirkt zunächst eine Spannungsreduktion. Das entstehende Signal, welches der herunterskalierten Netzspannung entspricht, wird anschließend einem Komparator zugeführt. Dieser vergleicht die skalierte Eingangsspannung mit der Spannung des Nullleiters und erzeugt am Ausgang ein digitales Signal. Das so entstehende Rechtecksignal hat ein Tastverhältnis von 1:1, d.h. die Hälfte der Netzperiode ist das Signal auf logisch 1, die andere Hälfte auf logisch 0. Anschließend

wird das Tastverhältnis komprimiert, d.h. dass nach Auftreten eines *positiven Nulldurchgangs* ein Impuls der Dauer eines Bruchteils der Netzperiode (entsprechend des Tastverhältnisses) am Ausgang erzeugt wird. Auf diese Weise kann die Leistungsaufnahme der LED im nachfolgenden Optokoppler reduziert werden, indem diese nur für eine kurze Dauer in Betrieb genommen wird. Der Optokoppler wird dabei zum Schutz der nachfolgenden Modemhardware eingesetzt und das Ausgangssignal entsprechend galvanisch getrennt ausgegeben.

Insgesamt lassen sich SDR-basierte PLC-Systeme trotz des erhöhten Hardwareaufwands vergleichsweise günstig gegenüber SDR-basierten Funksystemen realisieren. Die Gründe hierfür sind vor allem die geringe Bandbreite und der niedrige Frequenzbereich, der eine Verarbeitung im Basisband ohne Zwischenfrequenzstufe mit vergleichsweise langsamen A/D-Wandlern und wenigen Filterstufen ermöglicht. Vor allem die direkte Verarbeitung im Basisband geht mit erheblichen Vorteilen hinsichtlich Flexibilität und Integrationsmöglichkeiten einher, die SDPLC-Systeme für eine Vielzahl von Einsatzmöglichkeiten attraktiv erscheinen lassen.

2.4.3 Einsatzmöglichkeiten für Software-Defined PLC-Systeme

Von den vielfältigen Möglichkeiten zum Einsatz flexibler, leistungsfähiger SDPLC-Systeme werden im Rahmen dieser Arbeit die drei folgenden Aspekte verfolgt und angewandt:

- SDPLC zur Kanalcharakterisierung,
- SDPLC für die Prototypenentwicklung,
- SDPLC als Basis dynamischer PLC-Systeme.

In den Kapiteln 3 und 4 wird gezeigt, wie sich das zuvor beschriebene SDPLC-System als vielseitiges Messgerät zur Charakterisierung von PLC-Kanälen einsetzen lässt. SDR-Systeme sind nicht zwangsläufig als Messgeräte einsetzbar, da sie üblicherweise weder kalibriert sind noch entsprechend hohe Anforderungen an die Toleranz der verwendeten Bauteile stellen. Wie später gezeigt wird, kann man sich bei SDPLC-Systemen

jedoch den Umstand zu nutze machen, dass die Leistung des Eigenrauschens eines Gerätes weit unter der Rauschleistung typischer PLC-Kanäle liegt, so dass der dadurch entstehende Messfehler im Vergleich zu Funksystemen sehr gering ausfällt.

Ein großer Vorteil des SDPLC-Ansatzes zeigt sich bei der Prototypenentwicklung. Er ermöglicht die schnelle Entwicklung von Prototypen (engl. *Rapid Prototyping*), indem die Implementierung von der Hardware- in die Software-Ebene überführt wird. Im Bereich der Forschung und/oder Vorausbildung stellt diese Erleichterung keinerlei Einschränkung dar, da eine kostengünstige Integration in Hardware ohnehin nur bei Serienprodukten von Interesse ist.

Die Verlagerung der Implementierung eines Kommunikationssystems in die Software-Ebene ermöglicht zeitgleich gänzlich neue Ansätze im Entwicklungsprozess selbst. Die Entwicklung eines SDPLC-Systems ermöglicht dabei vor allem die Durchführung von realitätsgetreuen Tests in Simulationen, bei denen – im Gegensatz zu konventionellen Systemen – keine Abbildung der Modem-Hardware, sondern die tatsächliche Modemimplementierung analysiert werden kann. In der Simulation können dabei neben realen (zuvor aufgezeichneten) Kanalbedingungen leicht auch synthetische Testbedingungen konstruiert und reproduziert werden. Dieser Ansatz ermöglicht eine Entwicklung mit sinkendem Abstraktionsgrad, wobei die Grundfunktionalität des SDPLC-Modems unter idealen Bedingungen implementiert und getestet werden kann, bevor schrittweise die nichtidealen Eigenschaften realer PLC-Kanäle hinzugeschaltet werden können. Der Quelltext bleibt hierbei immer derselbe, welcher im Rahmen eines iterativen Prozesses weiterentwickelt wird. Die realitätsgetreue Abbildung der Kanaleigenschaften von PLC-Netzen im Rahmen einer SDR-basierten Simulation wird in Abschnitt 5.3.1 genauer betrachtet.

Die dritte – zentrale – Einsatzmöglichkeit für SDPLC-Systeme stellen *dynamische* bzw. *adaptive PLC-Systeme* dar, bei denen die Kommunikationsparameter im laufenden Betriebs geändert werden können. Durch die hohe Flexibilität der Implementierung in Software sind SDPLC-Systeme prinzipiell dazu in der Lage, adaptiv auf ihre Umwelt zu reagieren. Diese Eigenschaft ermöglicht gänzlich neue Systemansätze, die aufgrund der hohen Vielfalt von (schwierigen) Kanaleigenschaften insbesondere bei PLC-Systemen vielversprechend erscheint. Durch *Dynamic Spectrum*

Access (DSA)-Verfahren können zusätzliche Frequenzbereiche beispielsweise in Abhängigkeit von der Belegung durch lizenzierte *Primärnutzer* oder in Abhängigkeit vom jeweiligen Signal-zu-Rausch-Abstands genutzt werden. Allgemein bieten dynamische PLC-Systeme die Grundlage für *kognitive PLC-Systeme*, die die eigenen Kommunikationsparameter durch maschinelles Lernen nahezu optimal an die jeweiligen Gegebenheiten des Kanals anpassen können. Die Möglichkeiten zur Realisierung adaptiver PLC-Systeme sowie der dadurch erzielbare Gewinn werden in Kapitel 5 näher analysiert.

Insgesamt fanden SDR-Systeme im PLC-Kontext bisher nur sehr vereinzelt Anwendung. Sie nehmen aktuell – noch – keine große Rolle in der PLC-Forschung und/oder -Entwicklung ein. Aufgrund des stetigen Fortschritts in der modernen Prozessortechnik sowie bei Verschmelzung von klassischen FPGAs und GPPs zu hybriden Systemen scheinen SDPLC-Systeme für die Zukunft jedoch eine vielversprechende Möglichkeit, die der PLC-Technologie als solche zu neuem Aufschwung verhelfen könnte. Daher werden im Rahmen dieser Arbeit die Möglichkeiten und das Gewinnpotenzial beim Einsatz SDR-basierter PLC-Systeme evaluiert.

In diesem Kapitel wurde ein grundlegender Überblick über die SDR-Technologie und deren Einsatzmöglichkeiten für PLC-Systeme gegeben. Es wurden alle wesentlichen Komponenten des Signalpfads von der Stromleitung über die SDR-Hardware bis hin zur konkreten Implementierung der Funktionalität in Software vorgestellt. Hierbei wurde insbesondere Wert auf die spezifischen Eigenschaften von PLC-Systemen gelegt. Es wurde gezeigt, dass SDPLC-Systeme erhebliche Vorteile zur Realisierung adaptiver Systeme mit sich bringen und damit als Schlüsseltechnologie für selbige dienen. Für eine umfassendere Darstellung des Themas „Software-Defined Radio“ mit Fokus auf drahtlose Anwendungen wird auf [96] und [75] verwiesen.

Basierend auf den vorgestellten Grundlagen werden im Folgenden zunächst die Eigenschaften des Kanals im Zugangsbereich der Niederspannungsebene analysiert. Die dabei eingesetzte Messtechnik basiert ebenso auf dem hier vorgestellten SDPLC-System wie auch das im Mittelpunkt dieser Arbeit stehende und in Kapitel 5 beschriebene adaptive PLC-System.

3 Messung und Analyse der Übertragungseigenschaften von PLC-Netzen

PLC-Netze weisen im Vergleich zu funkbasierten, optischen oder dedizierten drahtgebundenen Kommunikationsnetzen eine besonders hohe zeitliche und örtliche Varianz der Übertragungseigenschaften auf. Adaptive PLC-Systeme haben den Vorteil, dass die Betriebsparameter auch während des Betriebs in weiten Grenzen an die vorherrschenden Bedingungen angepasst werden können. Bei klassischen PLC-Systemen stellen die verwendeten Standards dagegen einen mehr oder minder suboptimalen Kompromiss dar, der nur in stark eingeschränktem Maße Anpassungen während des Betriebs erlaubt. Für den Entwurf adaptiver PLC-Systeme ist daher zur bestmöglichen Ausnutzung der verfügbaren Kanalkapazität eine detaillierte Kenntnis der Eigenschaften der Übertragungstrecke unumgänglich.

In diesem Kapitel werden vor der Analyse von Störszenarien im nächsten Kapitel zunächst die charakteristischen Eigenschaften des Übertragungsverhaltens sowie die daraus resultierenden Anforderungen an Kommunikationssysteme vorgestellt. Hierbei wird dem Leser neben der erforderlichen Messmethodik auch ein Einblick in abstraktere Verfahren zur Berechnung und Simulation von Übertragungsfunktionen zur Datengenerierung und -analyse gegeben. Im Rahmen dieser Arbeit werden insbesondere die Eigenschaften im Frequenzbereich von 150 kHz bis 10 MHz unter Berücksichtigung des periodischen Kurzzeitverhaltens zusammengefasst und interpretiert.

Der Aufbau des Kapitels gliedert sich folgendermaßen:

In Abschnitt 3.1 werden zunächst grundlegende Übertragungseigenschaften des Kanals sowie der Einfluss der Fehlanpassung am Einspeise- bzw. Entnahmepunkt vorgestellt. Abschnitt 3.2 behandelt die Messung und Berechnung bzw. Simulation der unidirektionalen Übertragungsfunktion. In Abschnitt 3.3 werden anschließend die Übertragungseigenschaften verschiedener Punkt-zu-Punkt-Strecken analysiert, die zusammengefasst zur Ableitung kanalbedingter Anforderungen an Kommunikationssysteme in Abschnitt 3.4 führen.

3.1 Charakteristische Eigenschaften der Übertragungsfunktion

Niederspannungsleitungen wurden für einen optimalen Energietransport bei niedrigen Frequenzen (50 Hz in Deutschland) konzipiert. Sie weisen daher erhebliche, konstruktionsbedingte Nachteile bei der Verwendung als Träger hochfrequenter Signale auf, die abhängig vom Leitungstyp unterschiedlich stark ausgeprägt sind.

Vielfältige Messungen, z.B. im Rahmen des *Open PLC European Research Alliance* (OPERA)-Projekts [5], haben gezeigt, dass bei allen Übertragungstrecken eine frequenzabhängige Dämpfung zu beobachten ist.

Abbildung 3.1 zeigt charakteristische Dämpfungsverläufe verschiedener Referenzkanäle für den Zugangsbereich der Niederspannungsebene, wie sie in [5] definiert wurden. Die mit der Kabellänge und Frequenz zunehmende, charakteristische Dämpfung tritt aufgrund des Skin-Effekts innerhalb der einzelnen Leiter sowie in Form dielektrischer Verluste zwischen den Leitern auf [111]. Reflexionen aufgrund von Fehlanpassungen an den Leitungsenden (Verbraucheranschlüsse) oder an Übergängen zwischen Leitern mit unterschiedlichem Wellenwiderstand verursachen Echos und damit die Aufweitung von Signalen im Zeitbereich. In Abbildung 3.1 ist der Einfluss der *Mehrwegeausbreitung* durch frequenzselektive Einbrüche zu erkennen, die aufgrund der Überlagerung verschiedener Signal- und Echoanteile durch destruktive Interferenz entsteht. Insgesamt lässt

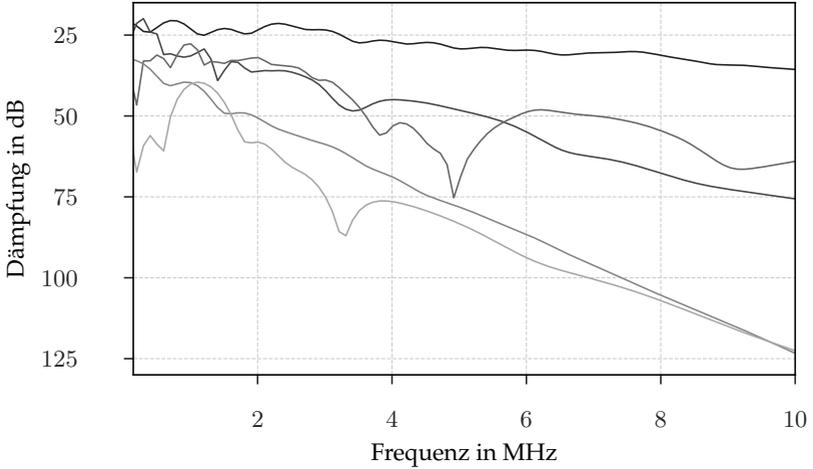


Abbildung 3.1 Betrag der Übertragungsfunktion charakteristischer Powerline-Kanäle [5]

sich die Übertragungsfunktion des PLC-Kanals nach [110] durch

$$H(f) = \sum_{i=0}^{N-1} g_i \cdot e^{\alpha(f)l_i} \cdot e^{-j2\pi fl_i/v_p} \quad (3.1)$$

mit der Dämpfungskonstante

$$\alpha(f) = \frac{R'(f)}{2Z_L} + \frac{G'(f) \cdot Z_L}{2}, \quad (3.2)$$

der Phasengeschwindigkeit v_p , dem komplexen (topologieabhängigen) Gewichtungsfaktor g_i in Abhängigkeit von der Pfadlänge l_i mit der Pfadanzahl N beschreiben. R' bzw. G' stellen hierbei den Widerstands- bzw. Leitwertbelag der Leitung dar. Z_L ist der Wellenwiderstand der Leitung.

Nach dem aktuellen Stand der Forschung lassen sich weitere (qualitative) Aussagen zum PLC-Kanal treffen: In [6] wird nachgewiesen, dass es sich beim PLC-Kanal um einen symmetrischen Kanal handelt, sofern Sender und Empfänger jeweils perfekt an die Impedanz des Netzes angepasst

sind. Aufgrund der Zeitvarianz angeschlossener Verbraucher¹, ändert sich der komplexe Gewichtungsfaktor g_i in (3.1), der das Produkt der Reflexions- und Transmissionsfaktoren in Pfad i darstellt, so dass es sich auch bei der Übertragungsfunktion um eine zeitvariable Funktion handelt [18, 57]. Da viele Verbraucher ihre Impedanz in Abhängigkeit von der momentanen Phase der Netzspannung ändern, ergeben sich periodische bzw. *zyklostationäre* Eigenschaften, d.h. die stochastischen Momente der Übertragungsfunktion sind abhängig von der momentanen Phase der Netzspannung und wiederholen sich in jeder (Halb-)Periode des Netzsinus.

Diese Eigenschaft wird, wie auch die vorangegangenen Eigenschaften, in Abschnitt 3.3 näher betrachtet und basierend auf Messergebnissen quantitativ analysiert.

3.1.1 Einfluss der sende- und empfangsseitigen Fehlanpassung auf die Übertragungsfunktion

Neben den Übertragungseigenschaften des Netzes selbst, kommt vor allem der *Zugangsimpedanz* bei PLC-Netzen eine besondere Bedeutung zu. Abbildung 3.2 zeigt vereinfacht die Übertragungsstrecke zwischen zwei Kommunikationspunkten in einem PLC-Netz als Zweitor. Sofern die Ausgangsimpedanz des Sendemodems $Z_{\text{tx,out}}(f)$ von der zeit- und frequenzabhängigen² Zugangsimpedanz $Z_{\text{A,tx}}(f, t)$ des PLC-Netzes am Sendestandort abweicht, ergibt sich aufgrund der Fehlanpassung ein komplexer Reflexionsfaktor nach [69]

$$r_{\text{in}}(f, t) = \frac{Z_{\text{tx,out}}(f) - Z_{\text{A,tx}}(f, t)}{Z_{\text{tx,out}}(f) + Z_{\text{A,tx}}(f, t)} \quad (3.3)$$

¹Die Zeitvarianz entsteht beispielsweise am Eingang von Schaltnetzteilen durch das zeitweise Ein- bzw. Ausschalten der Netzspannung zur Aufladung des eingangsseitigen Kondensators.

²Die Frequenzabhängigkeit ist unter anderem mit den frequenzabhängigen Materialeigenschaften der Leitungen zu begründen, während die Zeitabhängigkeit wie weiter oben beschrieben durch zeitvariable Verbraucherimpedanzen, wie sie beispielsweise beim Zu- oder Abschalten von Schaltnetzteilen vorkommen, begründet werden kann.

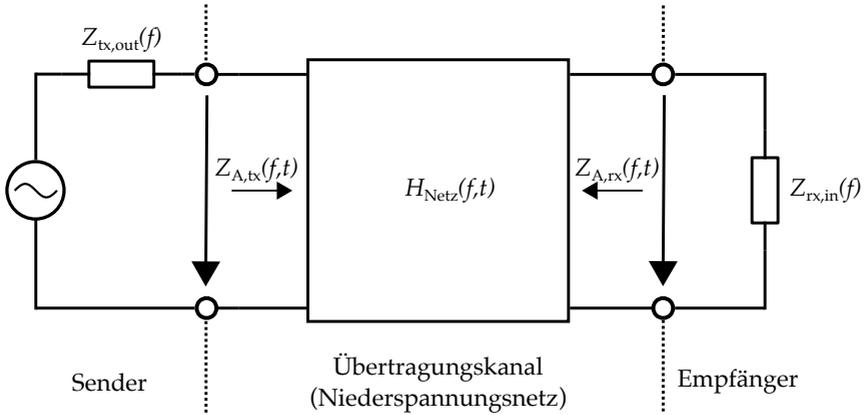


Abbildung 3.2 Vereinfachte Darstellung der Übertragungsstrecke als abgeschlossenes Zweitor

Analog dazu ergibt sich auch beim Empfänger eine Fehlanpassung mit komplexem Reflexionsfaktor

$$r_{\text{out}}(f, t) = \frac{Z_{\text{rx,in}}(f) - Z_{\text{A,rx}}(f, t)}{Z_{\text{rx,in}}(f) + Z_{\text{A,rx}}(f, t)} \quad (3.4)$$

sofern die Eingangsimpedanz des Empfangsmodems $Z_{\text{rx,in}}(f)$ von der Zugangsimpedanz $Z_{\text{A,rx}}(f, t)$ des Netzes am Empfängerstandort abweicht.

Die *wirksame Übertragungsfunktion* aus Sicht des Sendemodems setzt sich daher aus der Übertragungsfunktion des Netzes selbst $H_{\text{Netz}}(f, t)$ sowie dem Einfluss der sende- und empfangsseitigen Fehlanpassung $r_{\text{in}}(f, t)$ bzw. $r_{\text{out}}(f, t)$ zusammen. Hierbei ist insbesondere zu erwähnen, dass die Übertragungseigenschaften des Netzes selbst als Kaskade passiver Elemente als symmetrisch angenommen werden können [6], wobei die Gesamt-Übertragungsfunktion zwischen Sende- und Empfangsmodem aufgrund der unterschiedlichen Fehlanpassung im Allgemeinen asymmetrischer Natur ist [21].

Da die wesentlichen Übertragungseigenschaften des PLC-Kanals, wie z.B. die Tiefpasscharakteristik oder auch die Mehrwegeausbreitung, vor allem durch die Eigenschaften des Niederspannungsnetzes selbst vorgegeben sind, wird die Zugangsimpedanz und die damit verbundene

Fehlanpassung beim Ein- bzw. Auskoppeln der Signale im weiteren Verlauf dieses Kapitels nicht für sich genommen behandelt. Sie wird dennoch implizit als Teil der Gesamtübertragungsfunktion, die sich der sende- und empfangsseitigen Fehlanpassung sowie den Übertragungseigenschaften des Netzes selbst zusammensetzt, berücksichtigt.

Neben dieser Darstellung lässt sich der Einfluss der sende- und empfangsseitigen Fehlanpassung darüber hinaus auch durch adaptive Verfahren zur Anpassung an die Zugangsimpedanz minimieren bzw. eliminieren, wie in [89] dargestellt wurde.

3.2 Bestimmung der unidirektionalen Übertragungsfunktion

Bei der Bestimmung der unidirektionalen Übertragungsfunktion $H(f)$ handelt es sich um eine fehlerbehaftete Schätzaufgabe, bei der der Einfluss des Kanals auf ein von einem Sender A erzeugtes Signal $s(t)$ basierend auf der Beobachtung des beim Empfänger B empfangenen und mit additiven Störungen $n(t)$ überlagertes Empfangssignal $r(t)$ geschätzt werden soll. $H(f)$ stellt als Fouriertransformierte der Kanalimpulsantwort $h(t)$ eine komplexe Funktion dar, die auch als Kombination aus *Amplitudengang*, dem Betrag der Übertragungsfunktion $|H(f)|$, und *Phasengang*, dem Argument der Übertragungsfunktion $\angle H(f)$, dargestellt werden kann. Im Zeitbereich lässt sich nach [39] ein additives lineares Signalübertragungsmodell anwenden:

$$r(t) = h(t) * s(t) + n(t). \quad (3.5)$$

Das Symbol $*$ stellt hierbei den *Faltungsoperator* dar. Im Frequenzbereich kann die Faltungsoperation entsprechend als Multiplikation der Fouriertransformierten der Kanalimpulsantwort $H(f)$ (also der Übertragungsfunktion), sowie der Fouriertransformierten des Sendesignals $S(f)$ abgebildet werden, woraus

$$R(f) = H(f) \cdot S(f) + N(f) \quad (3.6)$$

folgt. Damit ergibt sich die Übertragungsfunktion ganz allgemein zu

$$H(f) = \frac{R(f) - N(f)}{S(f)}. \quad (3.7)$$

Trifft man zusätzlich die Annahme, dass das Signal/Störverhältnis am Empfänger ausreichend hoch ist, sodass die Störleistung im Vergleich zur Empfangssignalleistung vernachlässigt werden kann³, so ergibt sich für die Übertragungsfunktion

$$H(f) \approx \frac{R(f)}{S(f)}. \quad (3.8)$$

Aus der Fülle an bekannten Verfahren zur *Kanalschätzung* werden im Folgenden vier verschiedene Sendesignale zur Schätzung von PLC-Kanälen vorgestellt. Hierbei soll auch betrachtet werden, wie jedes Sendesignal einen individuellen Fokus auf verschiedene Parameter des PLC-Kanals legt, um in Summe ein detailliertes Gesamtbild zur Einschätzung wesentlicher Kanaleigenschaften ableiten zu können.

Diskreter Frequenzsweep

Beim *diskreten Frequenzsweep*-Verfahren kann die *Betriebsdämpfung*, d.h. die Dämpfung des Systems unter Einbeziehung der sende- und empfangsseitigen Fehlanpassung bei der jeweiligen Frequenz, für einen weiten Frequenzbereich bestimmt werden. Je nach Sweepdauer kann die Messung durch lange Mittelung robust gegenüber mittelwertfreien Störungen gemacht werden. Das Sendesignal $s(t)$ für einen *linearen Frequenzsweep* ist als

$$s(t) = A \cos(2\pi f(t)t) \quad (3.9)$$

mit

$$f(t) = \begin{cases} f_0 + kt & \text{für } 0 \leq t \leq T, k \neq 0, \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3.10)$$

³Eine besondere praktische Schwierigkeit bei der Vermessung von PLC-Kanälen stellt die komplexe, oft hochdynamische Störumgebung bei gleichzeitig eingeschränkter Signalleistung dar, die je nach Fokus der Charakterisierungs- bzw. Messaufgabe unterschiedliche Verfahren erfordert.

mit der *Periodendauer* T gegeben. Variable A ist hierbei die Amplitude des Signals, $f(t)$ die *momentane Frequenz* und k eine Konstante. Bei einem diskreten Frequenzsweep wird die Frequenz $f(t)$ nicht kontinuierlich, sondern in N diskreten Schritten moduliert:

$$f(t) = \begin{cases} f_0 + kn & \text{für } n\frac{T}{N} \leq t \leq (n+1)\frac{T}{N}, n \in \{0, 1, \dots, N\}, k \neq 0 \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (3.11)$$

Einzelfrequenz

Beim *Einzelfrequenz*-Verfahren wird eine Sinusschwingung mit einer festen Frequenz am Sender erzeugt und am Empfänger beobachtet. Dieses Verfahren eignet sich aufgrund der statischen Frequenz insbesondere zur statistischen Analyse des zeitlichen Verhaltens der Betriebsdämpfung, und somit auch zur Analyse der zyklstationären Eigenschaften der Betriebsdämpfung. Auch hier kann die Robustheit der Messungen durch eine geeignete Wahl der Messdauer bzw. Anzahl an Messungen, über die gemittelt wird, beeinflusst werden. Das Sendesignal ist als

$$s(t) = A \cos(2\pi ft) \quad (3.12)$$

gegeben. A stellt hierbei die Amplitude und f die Frequenz des Signals dar.

Multi-Tone Sweep

Zusätzlich zur Betriebsdämpfung können mit der *Multi-Tone Sweep*-Methode auch Rückschlüsse auf die Phasenverzerrung des Kanals auf mehrere dedizierte Signale relativ zueinander gezogen werden, sofern diese mit einer bekannten Phasendifferenz zueinander gesendet werden. Das Sendesignal ist in diesem Fall gemäß

$$s(t) = \sum_{k=1}^N A_k \cos(2\pi f_k t - \theta_k) \quad (3.13)$$

als Summe von N Einzelschwingungen mit jeweils bekannter Phasendifferenz θ_k sowie Frequenz f_k und Amplitude A_k gegeben. Am Empfänger kann neben der Amplitude hiermit auch die Phasenlage zwischen den Signalen in Relation zueinander beobachtet werden.

Bandspreizsignale

Als umfassendstes der vier Verfahren kann die Übertragungsfunktion mit Hilfe von geeigneten *Bandspreizsignalen* hochauflösend sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich und unter Berücksichtigung der Phase geschätzt werden. Dabei kommen *Pseudo Noise-Sequenzen* (PN-Sequenzen) mit entsprechend geeigneten Autokorrelationseigenschaften, d.h. mit Maximum möglichst bei einer zeitlichen Verschiebung von 0 und einem Wert möglichst nahe bei 0 sonst, zum Einsatz. Häufig werden hierbei *m-Sequenzen* eingesetzt, deren zyklische Autokorrelationsfunktion dem *Kronecker Delta*

$$\delta[n] = \begin{cases} 1 & \text{für } n = 0, \\ 0 & \text{für } n \neq 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

entspricht [34]. $\delta[n]$ kann entsprechend auch als *diskreter Einheitspuls* bezeichnet werden.

Die Kanalimpulsantwort kann damit einfach mittels Kreuzkorrelation von Sende- und Empfangssignal bestimmt werden. Die Übertragungsfunktion ergibt sich entsprechend aus der Fouriertransformation der Kanalimpulsantwort.

Obwohl Bandspreizsignale zunächst die vielversprechendsten Testsignale zur Bestimmung der unidirektionalen Übertragungsfunktion zu sein scheinen, können diese unter realen Bedingungen aufgrund besonderer Anforderungen an den Messaufbau häufig nicht eingesetzt werden. Neben der besonders hohen benötigten Signalleistung großer Bandbreite zählen hierzu beispielsweise auch die hohen Anforderungen an die Phasenstabilität des Messsystems.

Jedes der oben genannten Verfahren hat seine individuellen eigenen Stärken und Schwächen. Aus diesem Grund wird in Relation zu analysierenden Kanaleigenschaften jeweils das am besten passende Verfahren gewählt.

Wie oben geschildert, eignet sich das Verfahren mittels Bandspreizsignalen hervorragend zur Charakterisierung der relevanten Übertragungsei-

enschaften, d.h. Dämpfung über Zeit/Frequenz sowie Phasengang über Zeit/Frequenz. Aufgrund der hohen erforderlichen Signalleistung bzw. aufgrund der hohen Dämpfung der Niederspannungsnetze, vor allem bei hohen Frequenzen, eignet sich dieses Verfahren jedoch nicht bei allen Kanälen.

Das Multi-Tone Sweep-Verfahren benötigt aufgrund von zwei oder mehreren schmalbandigen Sinusschwingungen wesentlich weniger Sendenergie. Leider ermöglicht dieses Verfahren neben der Beobachtung der Dämpfung über der Zeit nur die Beobachtung der relativen Phasenlage der einzelnen Schwingungen am Empfänger über der Zeit.

Wie auch das Multi-Tone Sweep-Verfahren ermöglicht das Verfahren mit Einzelfrequenzen die Beobachtung der Übertragungsdämpfung über der Zeit, jeweils an einem bestimmten Frequenzpunkt.

Das Frequenzsweep-Verfahren erlaubt hingegen die Beobachtung der Übertragungsdämpfung über einen weiten Frequenzbereich, jedoch nur unter bestimmten Bedingungen auch über der Zeit, z.B. durch Synchronisation des Sweeps mit der Phase der Netzspannung.

Neben der Messung der unidirektionalen Übertragungsfunktion, die im Folgenden als *Top-Down Ansatz* bezeichnet wird, kann zum Zwecke der Forschung sowohl die uni- als auch die bidirektionale Übertragungsfunktion eines Niederspannungsnetzes auch simulativ bestimmt werden, wie im Folgenden gezeigt wird.

3.2.1 Bottom-Up Simulation zur Bestimmung der unidirektionalen Übertragungsfunktion

Für bestimmte Eigenschaften der Übertragungsfunktion bietet sich ein simulativer Ansatz an, da hier alle Parameter genau gesteuert und variiert werden können und man so stets reproduzierbare Ergebnisse erhält. Vor allem für die Untersuchung der Kanalsymmetrie unter Berücksichtigung der Zugangsimpedanz eignet sich das *Bottom-Up*-Verfahren zur Simulation bzw. Berechnung der Übertragungsfunktion. Hierbei wird das Niederspannungsnetz selbst als Kaskade von Zweitoren abgebildet. Die einzelnen Verbraucher können dann als komplexe zeit- und frequenzab-

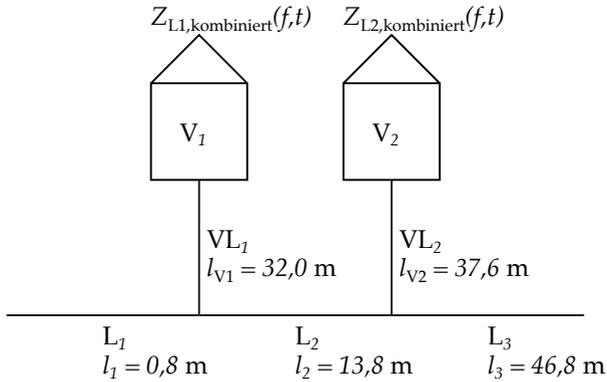


Abbildung 3.3 Schematische Darstellung eines einfachen Leitungsnetzes mit 2 Verbrauchern

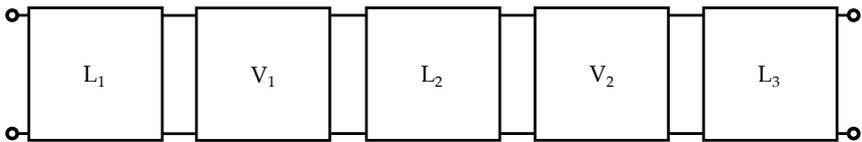


Abbildung 3.4 Vereinfachte Darstellung der Übertragungsstrecke als kaskadierte Zweitore

hängige Lastimpedanzen $Z_L(f, t)$ abgebildet werden.

In Abhängigkeit von der Granularität der Simulation lassen sich ganze Hausanschlüsse als Kombination vieler individueller Verbraucher als einzelne Lastimpedanz $Z_{L,kombiniert}(f, t)$ darstellen [69].

Damit lässt sich ein einfaches Leitungsnetz mit 2 Verbrauchern nach Abbildung 3.3 generieren. Die beiden Verbraucher sind hierbei als kombinierte Impedanzen $Z_{L1,kombiniert}(f, t)$ und $Z_{L2,kombiniert}(f, t)$ dargestellt. Beide Verbraucher sind jeweils über Verbindungsleitungen VL_1 und VL_2 parallel an das Netz angeschlossen. Das Netz selbst besteht in diesem vereinfachten Beispiel aus 3 Leitungssegmenten L_1 , L_2 und L_3 .

Das Beispielnetz lässt sich nun nach [69] entsprechend Abbildung 3.4 als Kaskade von Zweitoren darstellen. Die Leitungssegmente L_1 bis L_3

können hierbei nach [126] als Kettenmatrix der Form

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_0(f) \cdot \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_0(f)} \cdot \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

dargestellt werden. Hierbei ist l die Länge der Leitung in Metern, $Z_0(f)$ der frequenzabhängige Leitungswellenwiderstand, welcher sich aus den Leitungseigenschaften ergibt, und γ die Ausbreitungskonstante.

Die Zweitore der Verbraucher V_1 und V_2 ergeben sich entsprechend als gemäß der Länge der verlustbehafteten Verbindungsleitungen transformierten Impedanzen $Z_{V1}(f, t)$ und $Z_{V2}(f, t)$. Die transformierte Impedanz an Verbraucher x ist jeweils gegeben durch

$$Z_{Vx}(f, t) = Z_0(f) \cdot \frac{Z_{Lx}(f, t) \cdot \cosh(\gamma l) + Z_0(f) \cdot \sinh(\gamma l)}{Z_0(f) \cdot \cosh(\gamma l) + Z_{Lx}(f, t) \cdot \sinh(\gamma l)}. \quad (3.16)$$

Die Kettenmatrix ergibt sich damit jeweils zu

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{Vx}(f, t)} & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

Durch das Matrixprodukt der einzelnen Kettenmatrizen lässt sich nun die gesamte Übertragungsstrecke des Netzes auf die Darstellung als eine einzige Kettenmatrix reduzieren. Die komplexwertige Übertragungsfunktion kann dann nach [126] aus dieser resultierenden Kettenmatrix als

$$H(f, t) = \frac{Z_E}{AZ_E + B + Z_S + (CZ_E + D)} \quad (3.18)$$

berechnet werden. Hier stellt Z_E die Impedanz des Empfangsmodems dar und Z_S die Impedanz des Sendemodems.

Mit Hilfe der Bottom-Up-Simulation kann insbesondere auch die Übertragungsfunktion zwischen verschiedenen Punkten im Netz berechnet werden. Somit lässt sich mit diesem Ansatz die *Kanalmatrix*, also die Kombination der Übertragungsfunktionen zwischen verschiedenen Sender-/Empfängerpaaren ermitteln. Diese Information ist insbesondere für Netzwerksimulationen von Interesse, bei denen vor allem die individuellen Unterschiede der einzelnen Kanalrealisierungen von Bedeutung sind.

Für detaillierte Analysen, wie zum Beispiel über den Einfluss der Netztopologie selbst oder auch von einzelnen Elementen wie Stichleitungen, Ringstrukturen etc. sei auf [126] verwiesen.

3.3 Analyse der Übertragungseigenschaften von Punkt-zu-Punkt-Strecken

Im Folgenden werden die für adaptive Kommunikationssysteme relevanten Eigenschaften der Übertragungsfunktion im Zugangsbereich von Niederspannungsnetzen näher analysiert. Hierzu zählen neben den in der Literatur ausführlich behandelten Parametern Kanaldämpfung und Phasengang in Abhängigkeit von der Frequenz [110] insbesondere auch zyklstationäre Eigenschaften.

In diesem Zusammenhang lassen sich durch die Kombination bestehender Analysen für unterschiedliche Frequenzbereiche und unterschiedliche Parameter neue Erkenntnisse für den Frequenzbereich bis 10 MHz ableiten. Damit ergibt sich insgesamt ein vollständiges Bild zur Charakterisierung der Übertragungseigenschaften von Powerline-Kanälen im Zugangsbereich der Niederspannungsebene für den Frequenzbereich bis 10 MHz.

3.3.1 Betrachtung der Kanaldämpfung

Die wesentlichen stationären Eigenschaften des Übertragungsverhaltens von Niederspannungsnetzen im Zugangsbereich wurde bereits in [110] ausgiebig untersucht. Die statistische Verteilung der Kanaldämpfung der verschiedenen Musterkanäle für den Zugangsbereich der Niederspannungsebene nach [5] sind in Abbildung 3.5 dargestellt. Die wesentlichen Eigenschaften der Kanaldämpfung können damit und unter Berücksichtigung der Ergebnisse aus [110] wie folgt zusammengefasst werden:

Allgemein zeigt die Kanaldämpfung im Frequenzbereich von 150 kHz bis 10 MHz eine extreme Variation (Unterschied zwischen Minimum und Maximum in Abbildung 3.5) im Bereich von 10 dB bis weit über 90 dB. Der tatsächliche Dämpfungsverlauf ist dabei maßgeblich vom Leitungstyp (z.B. Erdkabel, Freileitung) sowie der Leitungslänge abhängig. In [110] wird daher eine Klassifizierung neben dem Typ der Leitung vor allem auch basierend auf der Leitungslänge vorgeschlagen, der grundsätzlich auch [5] folgt.

Allen Dämpfungsverläufen gemeinsam ist die tendenzielle Zunahme der Dämpfung mit steigender Frequenz. Neben dem tendenziellen Verlauf

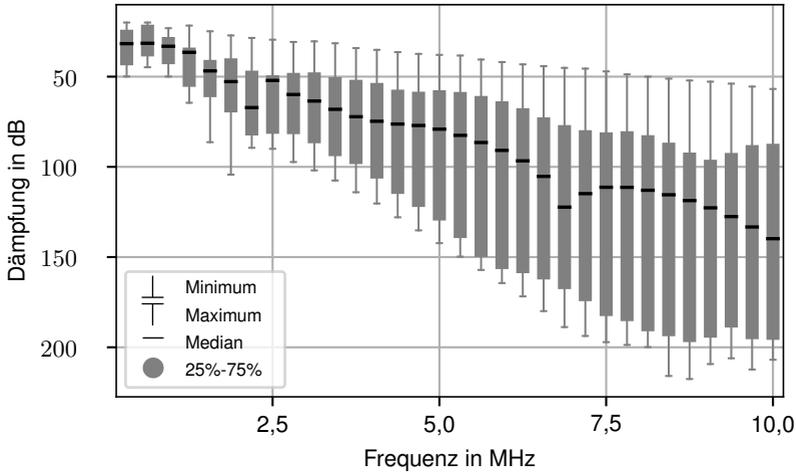


Abbildung 3.5 Statistische Verteilung der Kanaldämpfung der Referenzkanäle nach [5] über der Frequenz

zeigen sich darüber hinaus immer wieder auch teils sehr tiefe Einbrüche der Übertragungsfunktion, die vor allem mit der Netztopologie und hierbei insbesondere anhand der darin enthaltenen Leitungsabzweige sowie der damit einhergehenden Mehrwegeausbreitung erklärt werden können.

Obwohl das Niederspannungsnetz selbst in der Regel statisch ist, lässt die Theorie Änderungen der Kanaldämpfung über der Zeit aufgrund wechselnder Lastimpedanzen vermuten. Wie weiter oben gezeigt, haben diese eine direkte Auswirkung auf die Mehrwegeausbreitung. In der Praxis zeigt sich jedoch im *Langzeitverhalten*, d.h. im Bereich mehrerer Stunden oder Tage, nur ein untergeordneter Einfluss wechselnder Lastimpedanzen auf die Übertragungsfunktion [110].

3.3.2 Einfluss der Phasenverschiebung

Da es sich bei der Übertragungsfunktion um eine komplexwertige Funktion handelt, muss zu ihrer vollständigen Charakterisierung neben dem Betrag auch der Phasengang betrachtet werden. In [79] wurde gezeigt,

dass vor allem sehr tiefe Frequenzen im Bereich von 100 kHz und weniger von einer nichtlinearen, frequenzabhängigen Drehung der Phase betroffen sind. Die Ergebnisse in [110] hingegen lassen darauf schließen, dass der Phasengang im Frequenzbereich von 150 kHz bis 10 MHz mit einem linearen Verlauf approximiert werden kann.

3.3.3 Untersuchung von Kohärenzzeit und -bandbreite

Die beiden Parameter *Kohärenzzeit* bzw. *-bandbreite* sind statistische Maße, die beschreiben über welchen Zeit- bzw. Frequenzbereich die Übertragungsfunktion als annähernd flach, d.h. mit ähnlichem Amplitudengang, angenommen werden kann. Sie sind vor allem für Mehrwegekanäle interessant, da diese aufgrund der Mehrwegeausbreitung besonders starken zeit- und frequenzabhängigen Schwankungen der Kanaldämpfung aufweisen.

Die Kohärenzzeit T_c ergibt sich unmittelbar aus dem *Delay Spread*, einem Maß für die von einem Kanal verursachte zeitliche Dispersion eines Sendesignals. Sie gibt jenes Zeitintervall an, in dem die Dämpfung des Kanals als annähernd statisch angenommen werden kann. Für typische PLC-Kanäle im Inhouse-Bereich der Niederspannungsebene ist diese vor allem durch die zyklstationären Eigenschaften der Übertragungsfunktion im niedrigen Frequenzbereich bestimmt. Sie liegt nach [26] für den Inhouse-Bereich etwa im Bereich von einigen hundert μs . Die Kohärenzzeit ist darüber hinaus ein wichtiges Maß für die Modellierung von PLC-Kanälen als *linear periodisch zeitvariante* (englisch *linear periodic time-variant, LPTV*) Systeme, wie in Kapitel 5 noch weiter ausgeführt wird.

Die Kohärenzbandbreite B_c ist jene Bandbreite, innerhalb derer Signale eine etwa gleich starke Dämpfung erfahren. Sie ergibt sich aus dem *Doppler Spread*, der wiederum ein Maß für die spektrale Dispersion eines Sendesignals darstellt. Nach [26] kann die Kohärenzbandbreite für PLC-Kanäle im Inhouse-Bereich der Niederspannungsebene mit etwa 150 bis 250 kHz angenommen werden. Für den Zugangsbereich können aufgrund des höheren Delay Spread gemäß [26] etwas geringere Werte angenommen werden.

3.3.4 Betrachtung der Kanalsymmetrie

Wie in Abschnitt 3.1.1 bereits erwähnt, kann, bezogen auf die reine Übertragungsfunktion, von einem symmetrischen Kanalmodell zwischen Sender und Empfänger ausgegangen werden [6]. Diese charakteristische Eigenschaft kann unmittelbar aus der Leitungstheorie abgeleitet werden, mit deren Hilfe sich PLC-Kanäle im Zugangsbereich der Niederspannungsebene, wie in Kapitel 3.2.1 gezeigt, modellieren lassen [126].

Wie ebenfalls in Abschnitt 3.1.1 gezeigt, sind etwaige Unterschiede in der, für ein PLC-Modem relevanten, Betriebsdämpfung allenfalls auf Fehlanpassungen bei der Leitungskopplung zurückzuführen, während die reine Übertragungsfunktion über das Niederspannungsnetz selbst zwischen zwei Beobachtungsorten stets symmetrisch ist [126].

3.3.5 Untersuchung der Ortsabhängigkeit der Übertragungsfunktion

Neben der Zeit- und Frequenzabhängigkeit spielt auch der Standort und die konkrete Zusammensetzung der verschiedenen Kommunikationsteilnehmer eine wesentliche Rolle hinsichtlich der Übertragungseigenschaften. In diesem Kontext lässt sich ein gesamtes PLC-Netzwerk mit Hilfe der *Kanalmatrix* vollständig hinsichtlich der Übertragungseigenschaften darstellen. Die Kanalmatrix weist jeder Kombination aus Sender und Empfänger eine richtungsabhängige Kanalübertragungsfunktion zu, welche wiederum zeit- und frequenzabhängig ist.

Die Ursachen für die unterschiedlichen Übertragungseigenschaften liegen wie in Abschnitt 3.1 beschrieben zum einen in der Netztopologie und der daraus resultierenden unterschiedlichen Auswahl und Reihenfolge bei der Kaskadierung von Zweitoren. Zum anderen spielen Faktoren wie unterschiedliche Pfad- und Kabellängen wie auch Kabeltypen eine wesentliche Rolle. Nach [26] kommen bei charakteristischen Niederspannungsnetzen in Europa pro Netzsegment bis zu 350 Anschlüsse bei bis zu 10 einzelnen Leitungssträngen je Trafostation mit jeweils um die 30 Hausanschlüssen vor. Typische Kabellängen von Trafostation bis Hausanschluss bewegen sich meist im Bereich von wenigen hundert Metern, können aber bei vereinzelt Einfamilienhäusern bis zu 1 km betragen. Bei den beiden

grundlegenden Leitungstypen Freileitung und Erdkabel kommen sowohl verschiedene Materialien (z.B. Aluminium, Kupfer) als auch verschiedene Leitungsdurchmesser sowie verschiedene Leitungstypen (z.B. NAYY 35, NYY 70, ...) zum Einsatz, die insgesamt zu jeweils unterschiedlichen Übertragungseigenschaften für die einzelnen Anschlusspunkte führen.

Ortsabhängige Unterschiede können nach [5] anhand verschiedener Kategorien modelliert werden. In [5] werden hierzu 3 verschiedene Kategorien für die Länge (kurz, mittel, lang) sowie 3 Kategorien zur Bewertung der längenabhängigen Qualität (gut, mittel, schlecht) vorgeschlagen.

Für weitere Möglichkeiten zur Modellierung verschiedener Kanalrealisierungen sei auf [126] verwiesen.

3.4 Ableitung kanalbedingter Anforderungen an Kommunikationssysteme

Basierend auf der vorhergehenden Analyse der Übertragungseigenschaften einzelner Punkt-zu-Punkt-Strecken in Abschnitt 3.3 lassen sich konkrete Anforderungen an Kommunikationssysteme für typische PLC-Kanäle im Niederspannungsbereich der Zugangsebene ableiten:

- Aufgrund der in Abschnitt 3.3.5 beschriebenen Ortsabhängigkeit ergibt sich unmittelbar, dass sich einzelne Übertragungsstrecken untereinander, auch im selben Netzsegment, stark unterscheiden und damit individuell optimiert werden müssen.
- Weiter müssen wie in Abschnitt 3.3.4 aufgrund der individuellen Fehlanpassungen an jedem einzelnen Einspeise- bzw. Abnahmepunkt der Down- bzw. Uplink, trotz grundsätzlich symmetrischen Übertragungsverhaltens des Stromnetzes selbst, individuell angepasst werden.
- Der in Abschnitt 3.3.1 beschriebene Verlauf der Kanaldämpfung mit allgemein vorherrschender Tiefpasscharakteristik sowie einzelnen, tiefen Einbrüchen erfordert ein frequenzselektives Modulationsverfahren, welches frequenzabhängige Optimierungen erlaubt.

- Die Phasenverschiebung des Kanals spielt entsprechend Abschnitt 3.3.2 bei ausreichend feiner Unterteilung der Frequenzebene keine besondere Rolle für Frequenzen über 150 kHz, so dass der Phasengang als linear angenommen werden kann.
- Wie in Abschnitt 3.3.3 gezeigt, weist neben dem Frequenz- auch das Zeitverhalten eine gewisse Dynamik auf, so dass eine zeitvariante Anpassung der Systemparameter sinnvoll scheint. Neben dem sich nur langsam ändernden Langzeitverhalten zeigen sich insbesondere beim Kurzzeitverhalten periodisch wiederkehrende Eigenschaften, die eine zyklische Anpassung der Systemparameter in Abhängigkeit von der Netzperiode nahelegen.

Insgesamt weisen PLC-Kanäle im Zugangsbereich der Niederspannungsebene eine extrem hohe Dynamik bezüglich der Kanaldämpfung auf, die eine agile Anpassung in der Zeit-/Frequenzebene für robuste Kommunikationssysteme unabdingbar macht. Zu beachten ist hierbei insbesondere, dass die Dynamik im Frequenzbereich mit weit über 80 dB deutlich höher als die Dynamik im Zeitbereich (meist im Bereich von 10 dB) ausfällt. Dieser Umstand muss beim Systemdesign entsprechend berücksichtigt werden.

In diesem Kapitel wurden die charakteristischen Eigenschaften des Übertragungsverhaltens typischer PLC-Kanäle im Zugangsbereich der Niederspannungsebene behandelt. Neben relevanten Messmethoden wurden abstrakte Methoden zur Berechnung und Simulation der Übertragungseigenschaften vorgestellt. Abschließend wurden die relevanten Eigenschaften des Übertragungsverhaltens, bezogen auf Kommunikationssysteme, näher untersucht und schließlich kanalbedingte Anforderungen an jene abgeleitet. Hierbei wurden insbesondere verschiedenste Quellen herangezogen und speziell für den Frequenzbereich von 150 kHz bis 10 MHz mitunter auch unter Berücksichtigung des zyklischen Kurzzeitverhaltens kombiniert und interpretiert. Zur vollständigen Charakterisierung des Kanals und damit auch zur Abschätzung der Kanalkapazität wird im nächsten Kapitel das Störszenario betrachtet und analysiert.

4 Messung und Analyse von Störszenarien in Powerline-Netzen

Neben den reinen Übertragungseigenschaften des Netzes selbst kommt bei der Powerline-Kommunikation im Zugangsbereich der Niederspannungsebene vor allem den Störszenarien eine besondere Bedeutung zu. Diese weisen ähnlich zu den Übertragungseigenschaften eine extreme zeitliche und örtliche Varianz der Störleistungsdichte auf. Aufgrund der mitunter sehr hohen Störleistungsdichte, beispielsweise im Vergleich zu typischen Funkkanälen, ist das vorherrschende Störszenario am Empfänger häufig maßgeblich verantwortlich für die erzielbare Leistungsfähigkeit der Kommunikationsstrecke. Eine Betrachtung und Analyse der Dynamik der Störszenarien ist daher zur optimalen Adaption an die vorherrschenden Kanaleigenschaften unabdingbar.

In diesem Kapitel werden zunächst die charakteristischen Eigenschaften und die wesentlichen Wirkmechanismen der verschiedenen Störklassen vorgestellt. Anschließend wird eine Messkampagne des eigens dafür entwickelten SDR-basierten Messsystems vorgestellt, die zur Datengewinnung für die nachfolgenden Analysen des Störszenarios dient. Den Abschluss dieses Kapitels bildet eine zusammenfassende Interpretation der Ergebnisse hinsichtlich der Anforderungen für störresistente Powerline-Kommunikationssysteme im Zugangsbereich auf der Niederspannungsebene.

4.1 Charakteristische Eigenschaften des Störszenarios

Die wesentlichen Eigenschaften von Störszenarien im Zugangsbereich der Niederspannungsebene wurden in der Vergangenheit bereits hinlänglich untersucht [17, 19, 26, 36, 115–117, 59, 109, 110]. Die charakteristischen Eigenschaften und Wirkmechanismen sind damit weitestgehend bekannt und können mit entsprechenden Modellen nachgebildet werden. Basierend auf den zugrundeliegenden Modellen werden im Folgenden die wesentlichen Störarten, die zum Gesamtstörszenario beitragen, vorgestellt. Hierbei wird allgemein von einem *additiven Rauschmodell* ausgegangen, d.h. dass sich die einzelnen Störarten sowie das Nutzsignal am Empfänger additiv überlagern. Sowohl das Nutzsignal als auch die einzelnen Störsignale unterliegen dabei generell dem Einfluss des individuellen Kanals zwischen Stör- bzw. Signalquelle und Empfänger. Hierbei kann es beispielsweise aufgrund der Frequenzselektivität zu einer „Einfärbung“ durch den Kanal kommen. Dieser Effekt tritt insbesondere dann auf, wenn sich die Quelle nicht in unmittelbarer Nähe des Empfängers befindet.

Die folgende Einteilung der Rauschklassen orientiert sich an der üblichen, in der Literatur weit verbreiteten Einteilung in vier relevante Hauptklassen:

Farbiges Hintergrundrauschen

Das farbige Hintergrundrauschen lässt sich auf verschiedene Quellen zurückführen, die im Zugangsbereich der Niederspannungsebene meist weit entfernt vom Empfänger liegen. Die individuellen Beiträge der verschiedenen Quellen werden hierbei in der Regel nicht einzeln erfasst, sondern entsprechend des zentralen Grenzwertsatzes als Normalverteilung modelliert, welche sich aus vielen statistisch unabhängigen Einzelverteilungen zusammensetzt. Die beobachtbare Einfärbung des Rauschens, d.h. die Ungleichverteilung der Störleistung über der Frequenz, hat dabei im wesentlichen zwei Ursachen:

- Einige Störquellen zeigen bereits bei der Entstehung der Störsignale selbst schon eine ungleichmäßige Verteilung der Störleistung,

häufig mit einer Abnahme der Störleistungsdichte hin zu hohen Frequenzen [26].

- Den klar dominierenden Wirkmechanismus hinter der Einfärbung des Hintergrundrauschens bildet jedoch die Tatsache, dass die Störsignale auf dem Weg zwischen Quelle und Empfänger den Einfluss des individuellen Kanals erfahren. Entsprechend den Ausführungen im vorhergehenden Kapitel bedeutet dies vor allem eine frequenzselektive Dämpfung mit vorherrschender Tiefpasscharakteristik.

Aufgrund der zugrundeliegenden Wirkmechanismen zeigt das Hintergrundrauschen generell also eine starke Frequenzabhängigkeit mit einer Tendenz zur Abnahme der Störleistungsdichte bei höheren Frequenzen [26].

Aus der Makroperspektive ändern sich die übergeordneten statistischen Eigenschaften des farbigen Hintergrundrauschens über die Zeit nur sehr langsam, etwa im Bereich von Minuten bis Stunden [110]. In der Mikroperspektive offenbart sich jedoch die zyklstationäre Natur des farbigen Hintergrundrauschens, dessen statistische Eigenschaften periodisch wiederkehrend sind und dabei vom aktuellen Zeitpunkt innerhalb einer Netzperiode abhängen. In Abschnitt 4.3.2 wird die zeitliche Abhängigkeit des Störszenarios untersucht.

Schmalbandstörer

Schmalbandstörer sind in erster Linie durch die Konzentration der Störleistung auf einen schmalen Frequenzbereich gekennzeichnet. Es gibt verschiedene Quellen von Schmalbandstörern, von den im Folgenden die am weitesten verbreiteten vorgestellt werden:

In **Schaltnetzteilen** finden periodisch Schaltvorgänge statt [112]. Dabei kommen typischerweise Schaltfrequenzen bis hin zu einigen hundert kHz vor. Im Spektrum sind sowohl die Schaltfrequenz selbst als auch Harmonische der Schaltfrequenz beobachtbar.

Rundfunksignale bilden eine weitere, häufig vorkommende Quelle für Schmalbandstörer, da diese aufgrund schlecht bzw. nicht geschirmter Gebäudeinstallationen oder beispielsweise auch nicht geschirmter Verteilerschienen in Transformatorstationen eingekoppelt werden. Hierbei spielen im Zugangsbereich der Niederspannungsebene die Signale

der Lang-, Mittel- und Kurzwelle von ca. 150 kHz bis über 10 MHz eine Rolle. Analoge Rundfunksignale haben eine Bandbreite von wenigen kHz und sind in diesem Frequenzbereich in der Regel amplitudenmoduliert. Mit dem Aufkommen des digitalen Standards *Digital Radio Mondiale* (DRM) kommen vermehrt auch *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* (OFDM)-modulierte Signale von einigen kHz Bandbreite zum Einsatz. Wie experimentell gezeigt werden konnte, sind die Einkopplungen teilweise sogar so stark, dass eine Demodulation der eingekoppelten Signale problemlos möglich ist. Zeitlich gesehen weisen Rundfunksignale als Schmalbandstörer im Zugangsbereich der Niederspannungsebene darüber hinaus eine Besonderheit auf, da ihre Ausbreitungseigenschaften teils erheblichen Schwankungen aufgrund äußerer Umwelteinflüsse, wie beispielsweise des Wetters, unterliegen. Ihre Intensität weist zudem eine ausgeprägte Tag-/Nacht-Abhängigkeit auf, verursacht durch veränderte Ausbreitungsbedingungen wie z.B. veränderten Reflexionseigenschaften der Ionosphäre in Abhängigkeit von der Sonneneinstrahlung [26]. Rundfunksignalen kommt darüber hinaus als *Primärnutzern*, d.h. für einen bestimmten Spektralbereich lizenzierten Nutzern, eine besondere Bedeutung zu, da diese vor einem Störeinfluss durch PLC-Signale aufgrund Abstrahlung nicht oder nur schlecht geschirmter Leitungsabschnitte geschützt werden müssen.

Neben den oben beschriebenen Schmalbandstörern mit konstanter Frequenz gibt es zudem noch Schmalbandstörer mit veränderlicher Frequenz. Störquellen für diese Klasse sind beispielsweise Schaltungen zur Blindleistungskompensation, wie sie unter anderem in Leistungsfaktorkorrekturgliedern von Schaltnetzteilen zum Einsatz kommen [51].

Aperiodisches impulsives Rauschen

Aperiodisches impulsives Rauschen entsteht durch Schaltvorgänge aller Art. Dazu zählen beispielsweise manuelles Ein-/Ausschalten von Geräten durch Benutzer, aber auch Schaltvorgänge in Geräten selbst, wie zum Beispiel das Zu- oder Abschalten eines Heizelements in einer Waschmaschine. Die Vorgänge sind damit in der Regel zufällig und weisen dabei starke Unterschiede hinsichtlich Dauer und Stärke auf. Wie auch bei den anderen Störarten erfahren die Störsignale eine Einfärbung durch den Kanal zwischen Quelle und Empfänger.

Neben einzelnen Impulsen zählen auch *Bündelstörungen* zum aperiodischen impulsiven Rauschen. Hierbei treten in einem relativ kurzen Zeitraum gehäuft nacheinander mehrere aperiodische Impulse auf. Diese reichen typischerweise von 0,01 bis 0,1 Bursts pro Sekunde und weisen dabei eine relative Stördauer von 50 bis 90 % auf [35].

Periodisches impulsives Rauschen

Periodisches impulsives Rauschen bildet die vierte Hauptklasse von Störarten. Auch hier sind häufig Schaltvorgänge die Ursache für diese Rauschart. Im Gegensatz zu aperiodisch impulsivem Rauschen treten diese jedoch periodisch auf. Die Klasse des periodisch impulsiven Rauschens lässt sich in Abhängigkeit vom Synchronismus zwischen dem Rauschen und der momentanen Netzspannung in zwei weitere Unterklassen unterteilen:

- Die erste Unterklasse beschreibt periodisches impulsives Rauschen, welches **asynchron zur Netzfrequenz** auftritt. Diese Rauschart entsteht neben Schmalbandstörern beispielsweise auch durch Schaltvorgänge in Schaltnetzteilen. Die Leistungsdichte nimmt entsprechend mit steigender Frequenz ab, wobei relevante Leistungsdichten bis 200 kHz beobachtet werden können [110].
- Die zweite Unterklasse beschreibt entsprechend periodisches impulsives Rauschen **synchron zur Netzfrequenz**. Dies tritt zum Beispiel in Dimmerschaltungen mit Phasenanschnittsteuerung oder auch bei netzgeführten Stromrichtern, Netzteilen etc. auf.

In diesem Abschnitt wurde die in der Literatur weit verbreitete Unterteilung der Störarten in vier Hauptklassen hinsichtlich der Modellierung und der damit verbundenen, zugrundeliegenden Ursachen vorgestellt. Daneben kann alternativ auch eine weitere Unterteilung hinsichtlich der Intensität der Störung erfolgen. Hierbei wird neben der Störleistungsdichte selbst häufig auch die Auftrittswahrscheinlichkeit von Impulsstörungen betrachtet und entsprechend eine Einteilung in verschieden stark gestörte Umgebungen vorgenommen. Für weiterführende Informationen hinsichtlich dieser Form der Unterteilung wird auf [110] verwiesen.

4.2 Messtechnische Erfassung von Störszenarien

Zur detaillierten Analyse sowie zur Erweiterung der in der Literatur bislang nur unzulänglich behandelten Eigenschaften hinsichtlich des zyklstationären Kurzzeitverhaltens des Störszenarios speziell im Frequenzbereich bis 10 MHz, ist die Durchführung eigener Messreihen zur vollständigen Kanalcharakterisierung im Rahmen dieser Arbeit unerlässlich. Neben der Möglichkeit zur Analyse der Daten bietet die Aufzeichnung von Störszenarien darüber hinaus die Möglichkeit, diese für realitätsgetreue Simulationen wiederzuverwenden, indem entsprechend des additiven Rauschmodells zuvor aufgezeichnetes Rauschen einem simulierten Kanal additiv überlagert wird. Dies wird in Abschnitt 5.3.2 behandelt.

Bei PLC-Netzen kann in der Regel leider nicht ohne Weiteres auf vorhandene, am Markt verfügbare Messtechnik wie Spektrumanalysatoren, Signalgeneratoren, Oszilloskope etc. zurückgegriffen werden. Vielmehr wurde aufgrund der besonderen Herausforderungen sowie der mangelnden Verfügbarkeit geeigneter Messtechnik am Markt in der Vergangenheit häufig auf eigens dafür von verschiedenen Forschungsgruppen selbst entwickelte Messtechnik zurückgegriffen [79, 110]. Besondere Herausforderungen stellen hierbei beispielsweise die vergleichsweise hohe Netzspannung selbst dar, die, wie in Abschnitt 2.4.2 gezeigt, eine Koppeleinrichtung sowie weitere Maßnahmen zum Schutz des Messgeräts vor der Netzspannung erfordert und dabei lediglich das Nutzsignal (in diesem Fall das Störsignal) im Frequenzbereich von 0,15 bis 10 MHz bei entsprechend geeigneten Signalpegeln extrahiert. Das Bilden eventueller Masseschleifen im Messgerät stellt eine weitere Herausforderung dar, der beispielsweise durch eine netzunabhängige Stromversorgung des Messgeräts begegnet werden kann. Schleifen bilden sich, wenn das Messgerät seine Energieversorgung aus demselben Netz bezieht, in dem sich auch das zu untersuchende Messobjekt befindet, da sich dann unerwünschte Gleichtaktsignale über eine kapazitive Kopplung im Übertrager ausbreiten können. Nicht zuletzt stellt die große örtliche Ausdehnung des zu messenden Objekts, teilweise mit Kommunikationsstrecken von mehreren hundert Metern zwischen Sender und Empfänger, eine wesentliche Herausforderung hin-

sichtlich der Synchronisierung sowie der Signaldämpfung dar. So kann die Übertragungsleitung zwischen verschiedenen Gebäuden innerhalb eines Netzsegments nicht ohne Weiteres mit einem handelsüblichen Netzwerkanalysator hinsichtlich ihrer S-Parameter vermessen werden.

Um diesen und weiteren Herausforderungen zu begegnen, wurde im Rahmen der Arbeit ein verteiltes Messsystem auf Basis von SDRs entwickelt, welches im Folgenden vorgestellt wird.

4.2.1 Aufbau des verteilten SDR-basierten Messsystems

Wie in Abschnitt 2.4.3 vorgestellt, eignen sich SDR-Systeme aufgrund ihrer hohen Flexibilität insbesondere auch zur Kanalcharakterisierung. Im Rahmen der Arbeit wurde entsprechend der folgenden grundsätzlichen Anforderungen ein solches, verteiltes Messsystem entwickelt:

- Unterstützung für mehrere teils weit voneinander entfernte Standorte
- Präzise Zeitsynchronisation zwischen den Messstationen
- Zentrale Steuerung und Überwachung bei der Durchführung von Messreihen
- Unterstützung von großen bis sehr großen Datenmengen, bis zu mehreren Terabyte
- Einfache Planung sowie konsistente Darstellung und Speicherung aller relevanten Messparameter und Messdaten

Das resultierende System wurde in [119, 120] bereits vorgestellt. Entsprechend werden hier lediglich die wichtigsten Aspekte erläutert.

Abbildung 4.1 zeigt den Aufbau des verteilten Messsystems. Das System wurde insgesamt als modulares System mit drei wesentlichen Komponenten entworfen:

Die Kontrolleinheit kann auf einem beliebigen x86-Rechner ausgeführt werden und bietet über eine übersichtlich gehaltene Benutzerschnittstelle die Möglichkeit, Messreihen zu steuern und zu beobachten. Abbildung 4.2 zeigt die Benutzerschnittstelle der Kontrolleinheit. In der oberen Hälfte

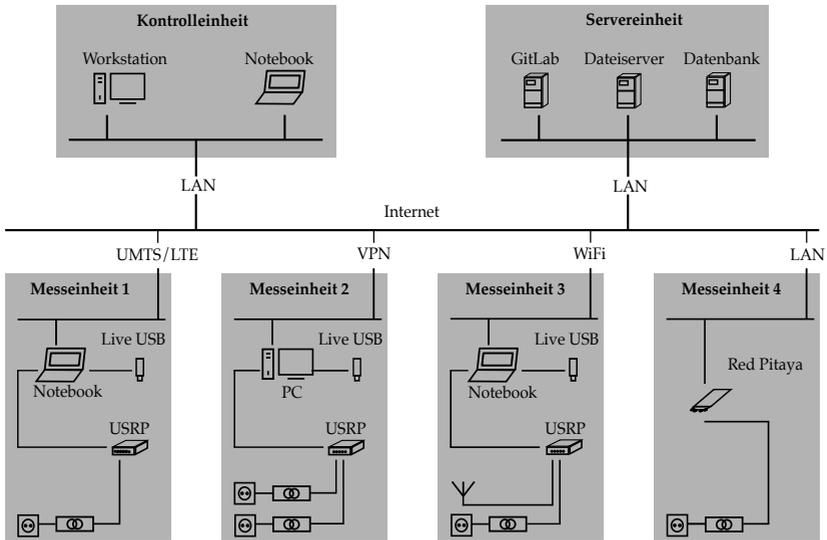


Abbildung 4.1 Systemübersicht: Automatisiertes, verteiltes SDR-Messsystem zur Charakterisierung von PLC-Kanälen

erkennt man einen Überblick mit den verschiedenen Messeinheiten sowie Steuerbefehlen, beispielsweise zur Auswahl der Messkampagne, dem Starten/Stoppen einer Messkampagne etc. Unten rechts dargestellt ist die aktuell ausgewählte Messkampagne mit sämtlichen dazugehörigen Messreihen. Weiter befinden sich unten rechts Schaltflächen zur Vorschau der zuletzt durchgeführten Messung, wie beispielsweise einem Ausschnitt des Signals im Zeit- und/oder Frequenzbereich. Unten links werden zudem noch die Logdaten der aktuell ausgewählten Messeinheit dargestellt.

Die Servereinheit dient mit drei Serversystemen dem zentralen Vorhalten und Verteilen von Daten. Hierzu zählt zum einen der zentrale *GitLab-Server* [32], der als zentrale Einheit des Versionskontrollsystems *git* [31] alle Daten zu zuvor geplanten Messreihen als zentrales *git-Repository*, also einem unter Versionskontrolle stehenden Projekt, bereithält. Ein Dateiserver dient der zentralen Speicherung der Messdaten selbst. Diese können entweder direkt zum Zeitpunkt der Messung oder aber „offline“

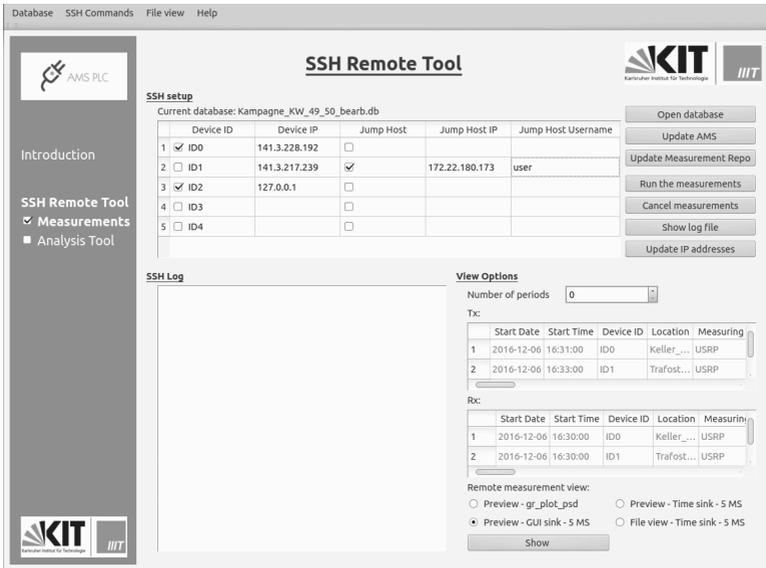


Abbildung 4.2 Zentrale Steuerungs- und Überwachungseinheit

nach der Messung auf den zentralen Dateiserver übertragen werden. Ein Datenbankserver dient der Speicherung der Messparameter mit entsprechendem Zeitstempel, so dass diese auch nachträglich jederzeit eindeutig rekonstruiert werden können.

Die Planung von Messkampagnen erfolgt vorab „offline“ über ein eigens dafür entwickeltes Werkzeug, welches in Abbildung 4.3 dargestellt ist. Hier können sämtliche Parameter aller Einzelmessungen angelegt, dargestellt und geändert werden. Zur leichteren Planung lassen sich einzelne Messungen auch in variablen Intervallen wiederholen, um so Langzeitbeobachtungen zu ermöglichen.

Die dritte Komponente bilden die Messeinheiten. Diese können entsprechend des SDR-Prinzips sehr flexibel realisiert werden. So können neben klassischen x86-Plattformen auch eingebettete Systeme wie z.B. die *Red Pitaya-Plattform* [73] eingesetzt werden. Alle Plattformen haben ein Linux-basiertes Betriebssystem auf Basis der *Ubuntu-Distribution* [97] gemeinsam, das entweder nativ installiert oder von einem bootbaren

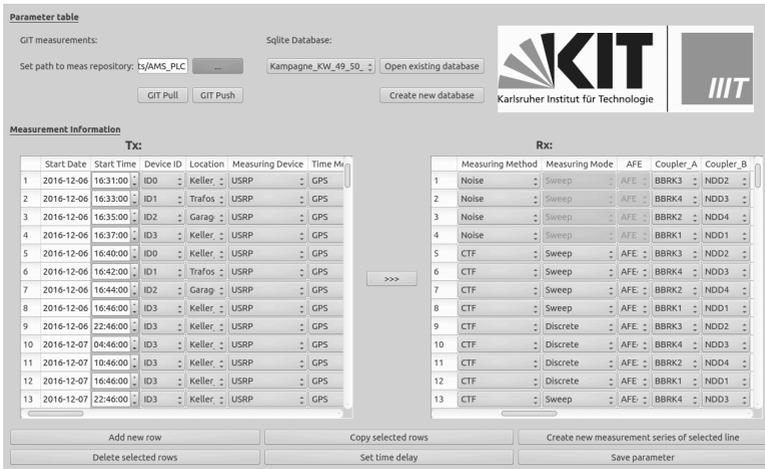


Abbildung 4.3 Werkzeug zur Planung von Messkampagnen

Live-Stick gestartet werden kann. Auf dem Systemabbild ist dabei GNU Radio als SDR-Umgebung mit entsprechenden Treibern für gängige SDR-Plattformen vorinstalliert. Die einzelnen Messmodi zur Messung der Übertragungsfunktion, des Störszenarios sowie der Zugangsimpedanz sind dabei modular und äußerst flexibel als einzelne GNU Radio Signalflussgraphen definiert, die wiederum über die Kommandozeile sowohl lokal als auch aus der Ferne über eine verschlüsselte *SSH*-Schnittstelle (Secure Shell) von der Kontrolleinheit aufgerufen werden können. Entsprechend des SDR-Prinzips können die Signalflussgraphen verschiedene SDR-Hardwareplattformen bei sonst gleichbleibender Funktionalität unterstützen. Die Eingänge der SDR-Hardware können entsprechend mit Antennen oder – wie im Rahmen dieser Arbeit – über Koppelrichtungen und/oder Netznulldurchgangsdetektoren, wie in Abschnitt 2.4.2 beschrieben, mit dem Stromnetz verbunden werden. Zur präzisen Zeitsynchronisation kann die SDR-Plattform zusätzlich noch mit GPS-Modulen bestückt werden, womit eine Synchronisierung mit einer Genauigkeit im Bereich einiger dutzend ns, und damit im Bereich weniger Abtastintervalle ermöglicht wird [23]. Es ergibt sich damit pro Messeinheit ein Aufbau entsprechend Abb. 2.10.

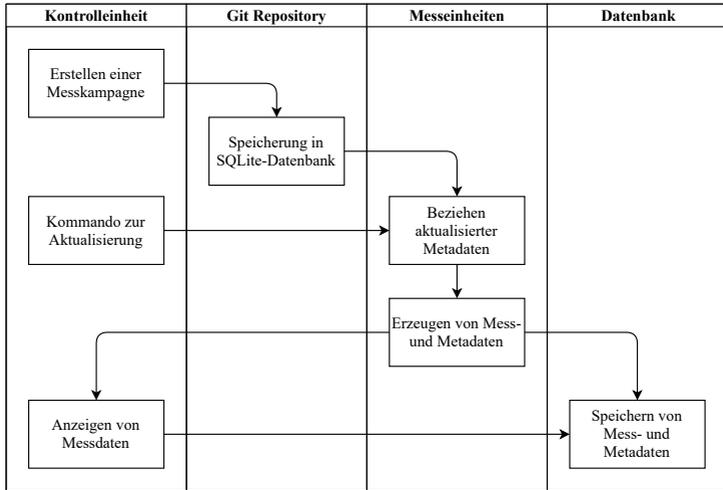


Abbildung 4.4 Datenflussdiagramm für das verteilte SDR-Messsystem

Alle Komponenten können grundsätzlich dezentral über eine Netzwerkverbindung mit beliebigem Backend, wie beispielsweise einem lokalen Netzwerk (drahtgebunden oder drahtlos), Internet (z.B. auch über eine mobile Datenverbindung), einer VPN-Verbindung etc. flexibel miteinander verbunden werden. Die Messeinheiten ermöglichen zudem einen autarken Modus, bei dem nach einmaligen Aktualisieren der Messkampagne keine Netzwerkverbindung zur Durchführung der Messung notwendig ist.

Abbildung 4.4 zeigt zusammenfassend noch einmal den Datenfluss im System. Die einzelnen Messungen einer Messkampagne werden zunächst vorab „offline“ geplant. Diese werden anschließend in einer *SQLite-Datenbank* [86] gespeichert, einem Git-Repository hinzugefügt und an den zentralen GitLab-Server übertragen. Anschließend kann von der zentralen Kontrolleinheit aus eine Aktualisierung der Datenbank auf den Messeinheiten angestoßen werden. Diese beziehen anschließend die aktuelle Version der Datenbank von der GitLab-Instanz und führen die Messungen entsprechend aus. Die erzeugten Messdaten werden anschließend mit den entsprechenden Metadaten gespeichert. Die einzelnen Ergebnisse können abschließend von der zentralen Kontrolleinheit über das Netzwerk oder durch Einbinden externer Speichermedien aufgerufen werden.

Neben der Software-Infrastruktur ist auch auf Seiten der Hardware einiges zu beachten. So werden SDR-Plattformen primär für Kommunikationssystem eingesetzt und müssen daher für Messzwecke zunächst kalibriert werden. Die Kalibrierung ist hierbei abhängig von den konkreten Betriebsparametern wie beispielsweise Abtastrate, Eingangsverstärkung sowie gewählter Mittenfrequenz. Die Geräte müssen entsprechend mit denselben Betriebsparametern vor Messbeginn kalibriert werden, indem anhand eines bekannten Eingangssignals, beispielsweise von einem Signalgenerator, entsprechende Kalibrierkurven, d.h. die Antwort des Messsystems auf einen bekannten Stimulus, über den Frequenzbereich aufgezeichnet werden. Diese können anschließend zur Korrektur der Messungen benutzt werden. Eine detaillierte Analyse des Verhältnisses von gemessener Spannung einer USRP-Plattform im Verhältnis zur tatsächlichen Eingangsspannung ist beispielsweise in [42] gegeben. Analog dazu können weitere Effekte, wie beispielsweise der Einfluss der Koppeleinrichtung auf das Messsignal, kompensiert werden, indem dessen Übertragungsfunktion zuvor am Netzwerkanalysator bestimmt wird und die Messwerte in Abhängigkeit von der Frequenz entsprechend korrigiert werden.

Ein weiterer Aspekt bei der Interpretation der gewonnenen Daten bildet das Eigenrauschen des Messsystems. Wie in [42] gezeigt, ist das Eigenrauschen des Messsystems für die verwendete Konfiguration aus USRP N210 mit LFRX-Tochterplatinen im Wesentlichen durch das Quantisierungsrauschen bestimmt. Entsprechend den Betrachtungen aus Abschnitt 2.2 wird dieses wiederum im Wesentlichen durch die Auflösung bei der A/D-Wandlung (14 Bit im Falle des USRP N210) bestimmt. Da die Eingangspegel bei der Messung von Störszenarien in der Regel jedoch deutlich höher als die Fehler aufgrund der Quantisierung sind, kann das Eigenrauschen bei der Interpretation und Bewertung der Ergebnisse vernachlässigt werden.

Aufgrund der hohen Abtastrate von bis zu 25 MSps muss zudem die Genauigkeit der GPS-Synchronisation in Betracht gezogen werden. Diese liegt entsprechend [23] bei ± 50 ns und damit in der Größenordnung eines Abtastintervalls (40 ns bei 25 MSps). Es muss daher von einem Synchronisationsfehler von bis zu 3 Abtastwerten ausgegangen werden. Zur Bewertung der momentanen Phase innerhalb eines Netzyklus ist diese Genauigkeit jedoch vollkommen ausreichend, wie folgende Überlegung

zeigt: Eine Netzperiode bei 50 Hz Netzfrequenz entspricht einer Periodendauer von 20 ms. Bei einer Abtastfrequenz von 25 MSps entspricht ein Intervall von 20 ms 500.000 Abtastwerten. Eine maximale Abweichung von bis zu 3 Abtastwerten entspricht, bezogen auf die momentane Phase der Netzperiode, einem zeitlichen Fehler von maximal 0,0006 % und kann damit bezogen auf die Schätzung der momentanen Phase innerhalb einer Netzperiode vernachlässigt werden.

4.2.2 Messkampagne zur Analyse der Störszenarien an verschiedenen Standorten des Campusnetzes

Das im vorherigen Abschnitt beschriebene Messsystem ermöglicht insbesondere die Charakterisierung von Störsignalen an verteilten Standorten über einen langen Zeitraum. Im Rahmen der Arbeit wurden entsprechend mehrere Messkampagnen an verschiedenen Standorten durchgeführt, von denen in den folgenden Abschnitten eine Messkampagne am Campus West des Karlsruher Institut für Technologie näher vorgestellt wird.

Abbildung 4.5 zeigt die Verteilung der vier Messstationen A, B, C und D auf dem Campus West. Alle vier Messstationen sind in den jeweiligen Gebäuden möglichst nahe am jeweiligen Hausanschluss platziert.

Station A befindet sich im Keller des Bürogebäudes 06.35. Station B befindet sich direkt im lokalen Transformatorengebäude, welches den Übergang von der Nieder- zur Mittelspannungsebene darstellt. Entsprechend dem Fokus der Arbeit ist Messstation B hierbei auf der Niederspannungsseite angeschlossen. Bei Station C handelt es sich ebenfalls um ein Bürogebäude, Gebäude 06.40. Station D befindet sich in einer Garagenhalle, in der sich unter anderem auch eine Werkstatt mit entsprechenden Elektrogeräten befindet. Die Gebäude 06.35, 06.40 sind dabei über 0,4 kV-Ringkabel vom Typ NYCWY 4x185/95 bzw. NKBA 4x35/4x70 redundant mit dem Transformator in Gebäude 06.47 verbunden. Gebäude 06.32 ist über eine 0,4 kV-Stichleitung vom Typ NKBA 4x70, ausgehend von Gebäude 06.36 mit derselben Ringleitung verbunden. Die Kabellängen und Kommunikationsstrecken zwischen den Messstationen sind alle im Bereich von maximal einigen hundert Metern.

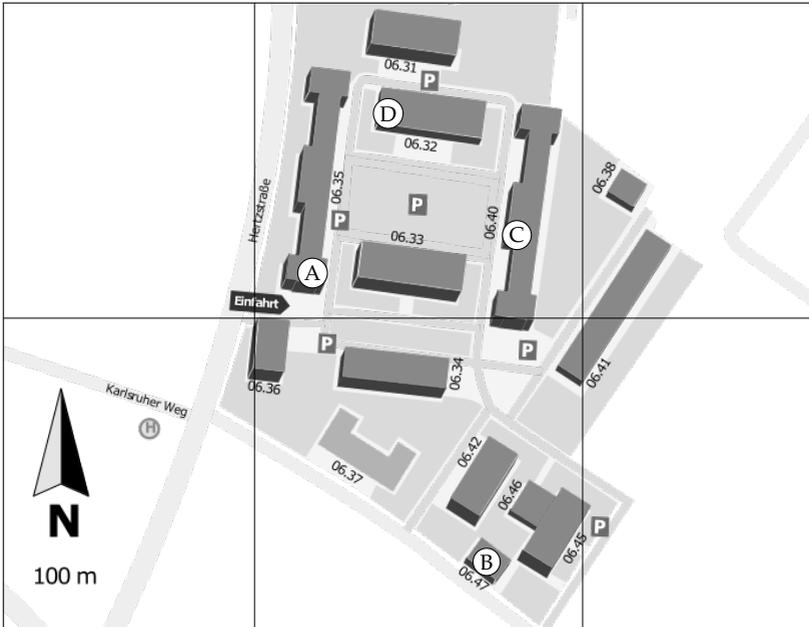


Abbildung 4.5 Verteilung der Messstationen A, B, C und D am Campus West des Karlsruher Instituts für Technologie - Kartenmaterial aus [46]

Die Messungen wurden über die Dauer von einer Woche vom 6. Dezember 2016, 16:30 Uhr bis zum 13. Dezember 2016, 15:30 Uhr jeweils einmal pro Stunde bei einer Messdauer von 2 Sekunden durchgeführt. Dies entspricht ca. 100 Netzperioden je Einzelmessung und ermöglicht die Bewertung sowohl des Kurz- als auch des Langzeitverhaltens der Störszenarien über einen Zeitraum von einer Woche hinweg. Damit wurden im Rahmen der Messkampagne über die vier Standorte verteilt insgesamt 672 Einzelmessungen durchgeführt und aufgezeichnet.

Die einzelnen Messungen waren dabei entsprechend Tabelle 4.1 konfiguriert. Die beiden Kanäle wurden hierbei *kohärent*, d.h. synchron bezüglich der Phase, aufgezeichnet, womit die Netz nulldurchgänge des zweiten Messkanals entsprechend zeitlich synchron zum Störsignal des ersten Kanals vorliegen. Als SDR-Plattform kam jeweils ein USRP N210 zum Ein-

Tabelle 4.1 Messkonfiguration und -parameter je Einzelmessung

Parameter	Wert
Abtastrate	25 MSps
Auflösung A/D-Wandler	14 Bit
Messdauer	2 s (50.000.000 Abtastwerte je Kanal)
Kanal 1	Breitbandkoppler/Stromnetz
Kanal 2	Nulldurchgangsdetektor/Stromnetz
Zeitquelle	GPS

satz, welches aufgrund des zu untersuchenden Frequenzbereichs mit einer LFRX-Tochterplatine sowie einem GPSDO-Modul zur präzisen zeitlichen Synchronisierung bestückt wurde. Die Aufzeichnung erfolgte aufgrund der hohen verfügbaren Abtastrate direkt im Basisband. Die Parameter ermöglichen damit die nachfolgende Analyse des Störszenarios im Frequenzbereich von 150 kHz bis 10 MHz [119].

4.3 Analyse des Störszenarios

Im Folgenden werden verschiedene Messungen der oben beschriebenen Messkampagne exemplarisch näher analysiert. Die hieraus abgeleiteten Erkenntnisse sind – soweit in der Literatur verfügbar – im Einklang mit den in der Literatur vorherrschenden Erkenntnissen und daher auch über das Campusnetz hinaus anwendbar [26, 59, 60, 109]. Analog zu den Übertragungseigenschaften werden die Eigenschaften der Störszenarios im Folgenden getrennt hinsichtlich ihrer Eigenschaften im Frequenz- bzw. Zeitbereich sowie hinsichtlich der Ortsabhängigkeit betrachtet.

4.3.1 Frequenzabhängigkeit des Störszenarios

Zur Analyse der Frequenzabhängigkeit werden im Folgenden unter anderem verschiedene Varianten des *Leistungsdichtespektrums* (LDS) verschiedener Messungen betrachtet. Die Schätzung der spektralen Leistungsdichte

erfolgte dabei mittels der Methode nach Welch [103]. Hierbei werden nach [65] einzelne *modifizierte Periodogramme*

$$I[k] = \frac{1}{LU} |V[k]|^2 = \frac{1}{LU} \left| \sum_{n=0}^{L-1} w[n]x[n]e^{-j(2\pi/N)kn} \right|^2 \quad (4.1)$$

entsprechend

$$\tilde{I}[k] = \frac{1}{K} \sum_{r=0}^{K-1} I_r[k] \quad (4.2)$$

gemittelt, wobei $V[k]$ die N -Punkte DFT der mit einer Fensterfunktion $w[n]$ der Länge L gefensterten Zeitfolge $x[n]$ entspricht. U wird hierbei entsprechend

$$U = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} (w[n])^2 \quad (4.3)$$

als Konstante zur Normalisierung gewählt, um eine eventuell vorhandene Verzerrung in der Schätzung zu entfernen. Die einzelnen Abtastwerte der Ursprungsfolge $x[n]$ werden dabei in Blöcke unterteilt und überlappend ausgewertet. Durch die Mittelung ergibt sich damit eine Reduktion der Varianz, wodurch sich die Methode insbesondere zur Analyse von stationären Zufallsprozessen eignet. Sofern es sich bei dem zugrundeliegenden Zufallsprozess nicht um einen stationären Prozess handelt, muss bei der Interpretation der Ergebnisse der Effekt der Mittelung über der Zeit berücksichtigt werden. Im folgenden Abschnitt zur Zeitabhängigkeit des Störszenarios wird daher näher die auf Stationaritätseigenschaft eingegangen.

Abbildung 4.6 zeigt das entsprechende Leistungsdichtespektrum an Messstation B vom 7. Dezember 2016, um 16:30 Uhr. Das LDS wurde dabei über 2 s, und damit über 50.000.000 Abtastwerte, gemittelt. Die einzelnen Histogramme wurden dabei zur effizienten Berechnung mit Hilfe der *schnellen Fourier-Transformation* (engl. fast Fourier Transform, FFT) [16] unter Verwendung einer *FFT-Länge* von jeweils 2048 je Block ermittelt. Die einzelnen Blöcke weisen jeweils eine Überlappung von 50 % auf. Die

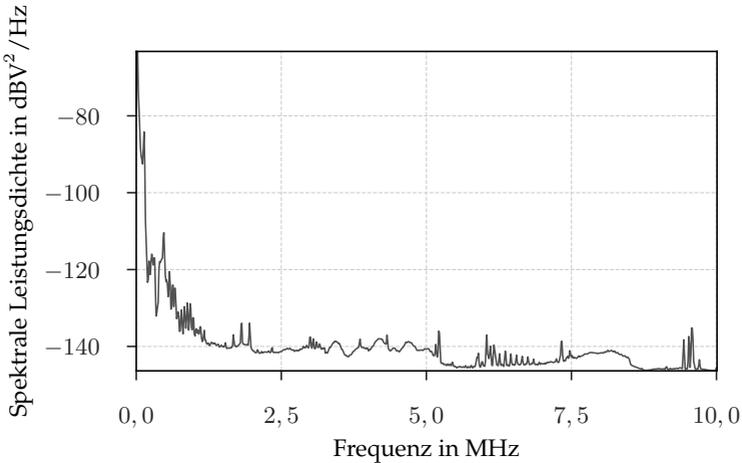


Abbildung 4.6 Über 2 Sekunden gemitteltes Leistungsdichtespektrum an Messstation B zum Zeitpunkt 07. Dezember 2016, 16:30 Uhr

resultierende Auflösung im Frequenzbereich ergibt sich damit auf eine Nachkommastelle gerundet zu 12,2 kHz. Abbildung 4.6 zeigt, dass die Leistung im Frequenzbereich über 1 MHz im Mittel deutlich geringer ausfällt als die Leistung im Frequenzbereich unter 1 MHz. Wie in Abschnitt 4.1 dargestellt, wird der überwiegende Teil Rauschleistung unterhalb von 1 MHz von an das Netz angeschlossenen Verbrauchern erzeugt, während die Rauschleistung oberhalb von 1 MHz eher auf Störquellen von außerhalb und Interferenz durch eingekoppelte Funksignale zurückzuführen ist [13]. Darüber hinaus zeigt das Leistungsdichtespektrum auch die Farbigkeit des Rauschens, das hochgradig frequenzabhängig ist und neben einem farbigen Hintergrundrauschen auch von Schmalbandstörern geprägt ist.

Abbildung 4.7 zeigt den Median sowie die jeweiligen Minima und Maxima des Leistungsdichtespektrums für Messstation B über die gesamte Dauer der Messkampagne. Die zugrundeliegenden Werte des Leistungsdichtespektrums wurden hierbei entsprechend der oben beschriebenen Methode ermittelt, wobei von je einer stündlichen Messung der Störleistungsdichte

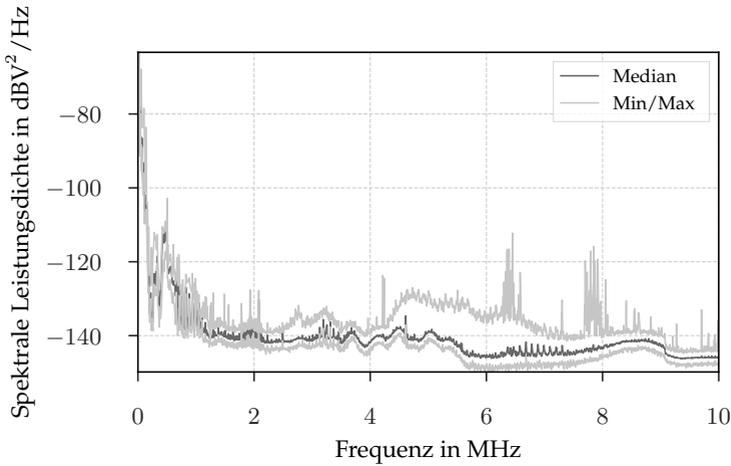


Abbildung 4.7 Median, Minimum und Maximum des gemittelten Leistungsdichtespektrum an Messstation B über die gesamte Dauer der Messkampagne

nur die ersten 200 ms (und damit 10 Netzperioden) für die Berechnung des jeweiligen Leistungsdichtespektrums berücksichtigt wurden. Abbildung 4.7 zeigt, dass die Varianz der spektralen Leistungsdichte für lange Zeiträume und höhere Frequenzen deutlich höher ausfällt als bei niedrigen Frequenzen. Dies zeigt sich beispielsweise bei ca. 6,5 MHz, wo die Maxima teilweise um ca. 30 dB über dem Median in diesem Frequenzbereich liegen. Aber auch im Bereich von ca. 4,5 MHz bis ca. 7 MHz lässt sich eine Erhöhung der Maxima im Vergleich zum Median erkennen.

Abbildung 4.8 zeigt ebenfalls den Median sowie Maxima und Minima des Leistungsdichtespektrums an Messstation B über die gesamte Dauer der Messkampagne. Hierbei wurde zur näheren Betrachtung der Varianz über große Frequenzbereiche eine Unterteilung in 32 gleichmäßige Abschnitte vorgenommen, die jeweils einen Frequenzbereich von 312,5 kHz umfassen. Außerdem ist neben den Minima und Maxima auch der *Interquartilsabstand* (IQA) dargestellt. Dieser stellt das Intervall zwischen dem obersten und untersten Quartil dar, und damit den Bereich, in dem

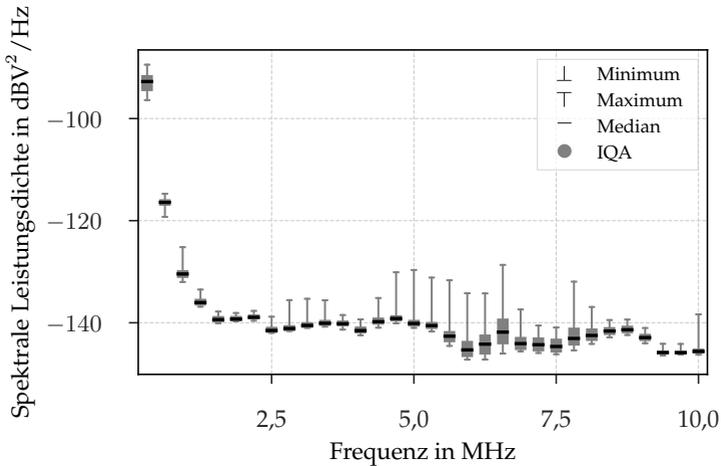


Abbildung 4.8 Median, Minimum, Maximum sowie Interquartilsabstand (IQA) des gemittelten Leistungsdichtespektrums an Messstation B über die gesamte Dauer der Messkampagne

50% der Messwerte liegen. Abbildung 4.8 zeigt, dass die Varianz über den gesamten Frequenzbereich bezogen auf den jeweiligen Median mit ca. 50 dB zwischen dem letzten Frequenzabschnitt bis 10 MHz und dem ersten Frequenzabschnitt bis ca. 312 kHz deutlich höher ausfällt als die Varianz innerhalb eines Frequenzabschnitts. Dieser liegt als maximaler Unterschied zwischen minimaler und maximaler Leistungsdichte je Frequenzabschnitt für Messstation B im 21. Frequenzabschnitt bei ca. 6,5 MHz und beträgt dort knapp 20 dB.

Wie im Folgenden noch gezeigt wird, lassen sich die qualitativen Erkenntnisse von Messstation B auch an anderen Messorten beobachten und sind damit grundsätzlich übertragbar.

4.3.2 Zeitabhängigkeit des Störszenarios

Zur Betrachtung der Zeitabhängigkeit des Störszenarios wird zunächst

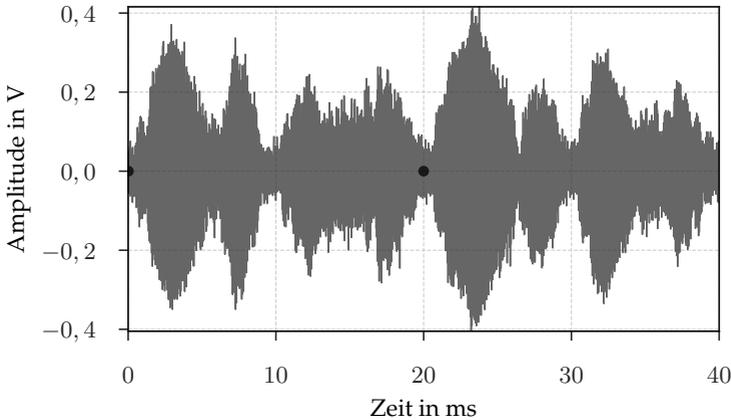


Abbildung 4.9 Störsignal an Messstation B am 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr. Die Nulldurchgänge von positiver hin zu negativer Netzspannung sind als schwarze Punkte auf der x-Achse markiert

das Zeitsignal betrachtet. Abbildung 4.9 zeigt das Rauschsignal an Messstation B am 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr. Dargestellt sind zwei volle Netzperioden von je 20 ms. Die Netznulldurchgänge von der positiven hin zur negativen Halbwelle sind jeweils bei 0 ms, bei 20 ms und bei 40 ms. Hier zeigen sich bereits einige wesentliche Eigenschaften:

Zum einen lässt sich sehr gut die Dynamik über der Zeit erkennen. Die Amplitude des Rauschsignals schwankt mitunter sehr stark. So ist im Bereich um 10 ms beispielsweise ein Betrag der Amplitude von nur etwa 50 mV zu erkennen. Im Bereich um 24 ms hingegen zeigt der Betrag der Amplitude einen Ausschlag von etwa 400 mV. Es liegt also knapp eine Größenordnung zwischen den Amplituden in Bereichen mit geringer Amplitude und den Bereichen mit hoher Amplitude.

Neben der zeitlichen Dynamik lassen sich zudem bereits erste Muster erkennen: Die Bereiche nahe der Netznulldurchgänge bei 0, 10, 20, 30 und 40 ms weisen z.B. allesamt deutliche geringere Amplituden als die Bereiche dazwischen auf. Diese beiden sowie weitere Eigenschaften erfordern eine detaillierte Betrachtung des *Kurzzeitverhaltens* des Störszenarios.

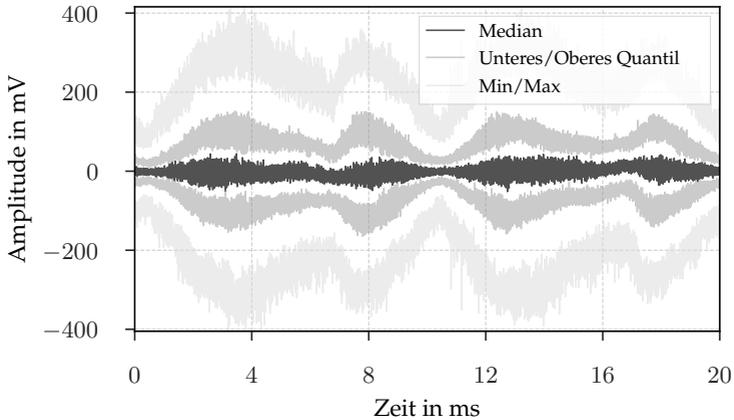


Abbildung 4.10 Statistische Analyse des Störsignals an Messstation B vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr

Für eine erste statistische Betrachtung sind in Abbildung 4.10 der Median sowie das obere/untere Quartil als auch die Minima/Maxima der Amplitude des Rauschsignals an Messstation B vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr aufgetragen. Aufgrund der zuvor aufgezeigten Abhängigkeit der Amplitude von der zeitlichen Lage innerhalb einer Netzperiode wurden die Werte hierbei über die Dauer einer Netzperiode aufgetragen. Es bestätigt sich auch hier die Beobachtung, dass sowohl der Median der Amplitude als auch der Dynamikumfang zu den Netznulldurchgängen hin abnimmt. Die Minima bzw. Maxima liegen auch in dieser Betrachtung im Bereich von etwa einer Größenordnung unter bzw. über dem Median. Ferner lässt sich auch hier eine gewisse Ähnlichkeit der statistischen Eigenschaften, bezogen auf die jeweilige Halbperiode der Netzspannung vermuten, die im Folgenden näher betrachtet werden soll.

In Abbildung 4.11 ist die Standardabweichung über die Dauer einer Netzperiode dargestellt. Bei der zugrundeliegenden Messung handelt es sich um dieselbe Messung wie bei den vorhergehenden Betrachtungen, wobei hier 1,8 s zur Ermittlung der Standardabweichung für den jeweiligen Zeitabschnitt innerhalb einer Netzperiode berücksichtigt wurden. Man er-

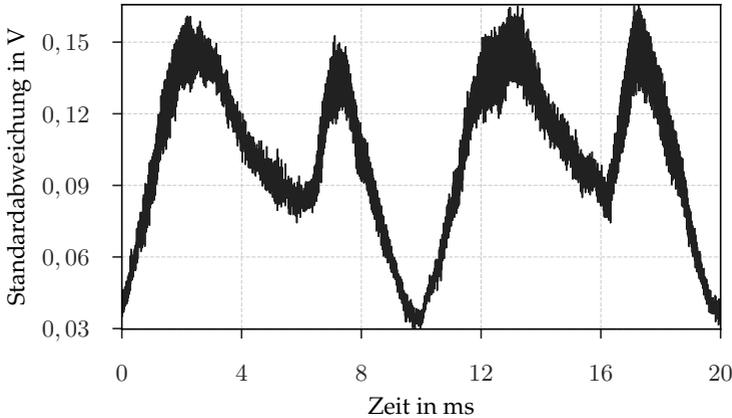


Abbildung 4.11 Standardabweichung des Störsignals an Messstation B am 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr über 1,8 Sekunden bei einer Segmentlänge von 20 ms

kennt auch hier deutlich die Abhängigkeit von der momentanen Phase der Netzspannung sowie auch die deutlich ausgeprägte Ähnlichkeit beider Halbperioden. Dieser Effekt bestätigt die Untersuchungen in [42, 79] zur genaueren Analyse der zyklstationären Eigenschaften des Störszenarios in PLC-Netzen. Hierbei wurde eine dominante *zyklische Frequenz* von 100 Hz identifiziert, d.h. dass die statistischen Eigenschaften im Abstand von 10 ms – und damit innerhalb genau einer Netzhalfperiode – eine starke Korrelation aufweisen und sich damit periodisch wiederholen.

Aufgrund der zuvor beschriebenen Periodizität werden im Folgenden jeweils die statistischen Eigenschaften über einer Netzperiode betrachtet. In Abbildung 4.12 sind jeweils Median, Minimum, Maximum sowie der Interquartilsabstand (IQA) der Amplituden für einzelne Segmente innerhalb der Netzperiode für die oben beschriebene Messung aufgetragen. Hierzu wurden die Amplituden von 90 aufeinanderfolgenden Netzperioden jeweils zeitsynchron akkumuliert und dabei in 20 Segmente zu je 1 ms Dauer unterteilt. An der resultierenden Darstellung erkennt man, dass der Median der Amplitude insgesamt in einem Bereich von nur wenigen

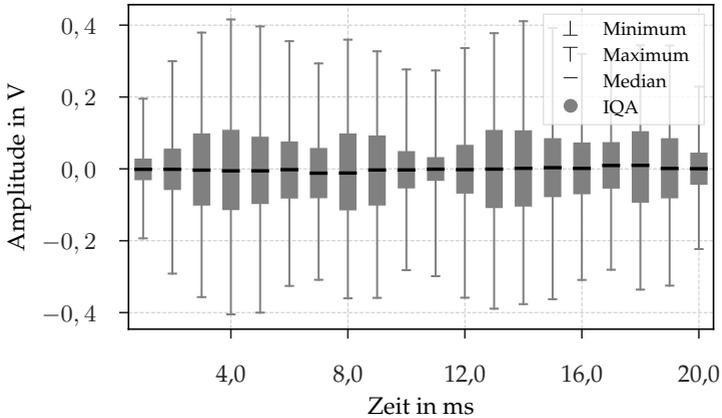


Abbildung 4.12 Statistische Analyse des Störsignals im Zeitbereich an Messstation B am 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr über 1,8 Sekunden, dargestellt für eine Periodendauer von 20 ms und eine Segmentbreite von 1 ms

mV liegt. Der IQA variiert wie auch die Minima und Maxima deutlich mit der jeweiligen Phase der Netzperiode und nimmt, wie auch die Maxima und Minima, zu den Netz nulldurchgängen hin ab. Es lässt sich auch hier wieder die Ähnlichkeit beider Netzhalbperioden erkennen.

Abbildung 4.13 zeigt dieselbe Darstellung, wobei die zugrundeliegenden Daten hier jedoch über die gesamte Dauer der Messkampagne von einer Woche herangezogen wurden. Hierbei wurden je stündlich durchgeführter Einzelmessung insgesamt 10 Netzperioden, d.h. 200 ms berücksichtigt. Der Vergleich mit Abbildung 4.12 zeigt, dass sich die Kurzzeiteigenschaften auch über lange Zeiträume kaum verändern und sich innerhalb von nur 1,8 s nahezu dieselben Eigenschaften und Verteilungen zeigen wie über einen langen Zeitraum von einer Woche. Abbildung 4.13 zeigt zudem, dass die Streuung innerhalb eines Netzsegments als Differenz zwischen Minimum und Maximum im Bereich von etwa 0,4 bis 0,8 V liegt und damit deutlich höher ausfällt als die Streuung beispielsweise des Medians zwischen verschiedenen Netzsegmenten.

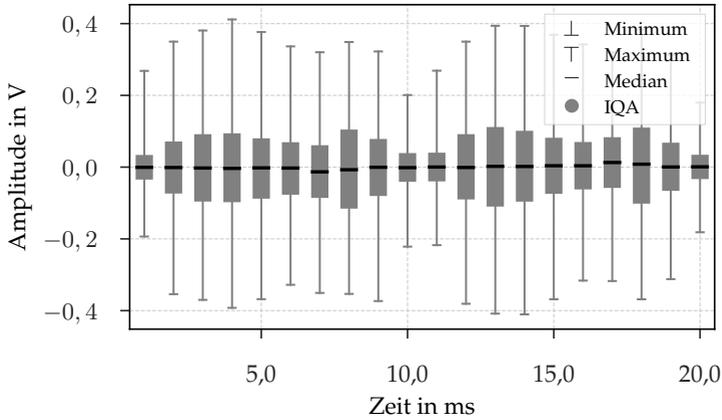


Abbildung 4.13 Statistische Analyse von jeweils 200 ms des Störsignals an Messstation B über die gesamte Dauer der Messkampagne, dargestellt für eine Periodendauer von 20 ms und eine Segmentbreite von 1 ms

Neben der Betrachtung im Zeitbereich wird im Folgenden zudem noch die zeitliche Abhängigkeit der spektralen Leistungsdichte untersucht. Hierzu wird nachfolgend von der *Kurzzeit-Fourier-Transformation* (engl. Short-Time Fourier Transform, STFT) Gebrauch gemacht. Bei der STFT wird das zu analysierende Signal mit Hilfe einer Fensterfunktion in gleich große, sich überlappende Zeitabschnitte unterteilt, die anschließend jeweils einzeln mittels der DFT bzw. FFT in den Frequenzbereich überführt und hintereinander dargestellt werden. Zur Ermittlung der beiden nachfolgenden Spektrogramme wurden dabei folgende Parameter verwendet: Die Länge der FFT betrug 1024 Abtastwerte. Als Fensterfunktion wurde ein Hamming-Fenster entsprechender Länge verwendet. Die einzelnen Segmente überschneiden sich um jeweils 512 Abtastwerte. Es wurden jeweils 40 ms des Rauschsignals an Messstation B vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr analysiert.

Abbildung 4.14 zeigt das Spektrogramm im Frequenzbereich bis 10 MHz über eine Dauer von 2 Netzperioden. Es lässt sich deutlich eine Häufung von Bereichen hoher spektraler Leistungsdichte im unteren Frequenzbe-

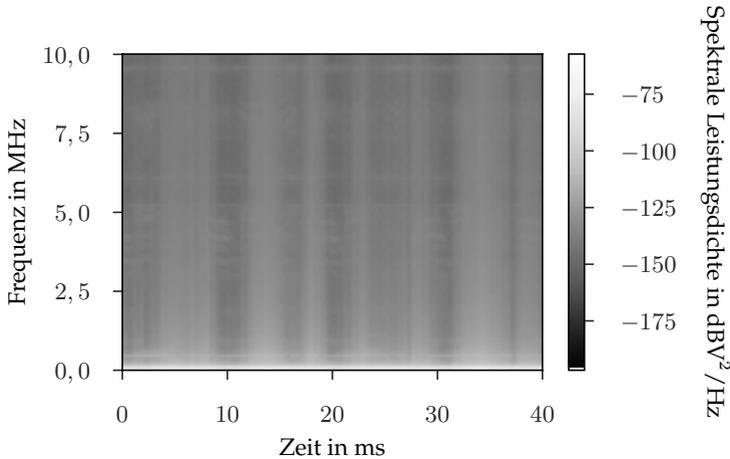


Abbildung 4.14 Spektrogramm des Störsignals an Messstation B am 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr

reich unterhalb von 1 MHz erkennen. Außerdem lässt sich eine Änderung bei der Verteilung der Leistung über dem Frequenzbereich in Abhängigkeit von der Zeit beobachten. Diese Änderung scheint für Frequenzen oberhalb von 1 MHz jedoch relativ gleichmäßig über einen weiten Frequenzbereich auszufallen.

Zu näheren Betrachtung der zyklstationären Eigenschaften, die nach [60] vor allem im niedrigen Frequenzbereich auftreten, ist in Abbildung 4.15 das Spektrogramm für denselben Zeitbereich noch einmal detailliert im Frequenzbereich bis 1 MHz dargestellt. Hier lässt sich erneut deutlich die 100-Hz-Periodizität dominanter Anteile des Rauschsignals erkennen. Vor allem im Bereich knapp unter 500 kHz ergibt sich ein periodisch in der Intensität zu- und abnehmendes Störsignal mit veränderlicher Frequenz. Quelle eines solchen Signals sind beispielsweise aktive Blindleistungskorrekturglieder, die unter anderem in Schaltnetzteilen Anwendung finden [42]. Im Vergleich zum Spektrogramm im Frequenzbereich bis 10 MHz lässt sich hier insgesamt deutlich mehr Dynamik, sowohl in der Frequenz- als auch in der Zeitebene feststellen.

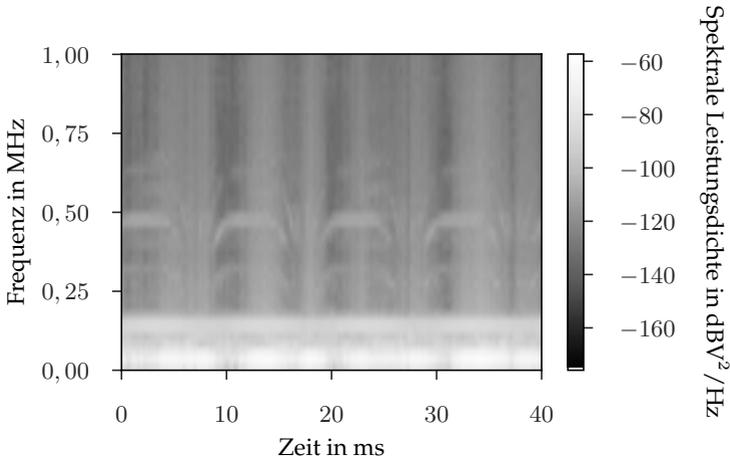


Abbildung 4.15 Spektrogramm des Störsignals an Messstation B am 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr im Bereich bis 1 MHz

Neben dem bislang eingehend untersuchten Kurzzeitverhalten mit hoher Dynamik wird im Folgenden abschließend noch das Langzeitverhalten und dessen Dynamik näher betrachtet.

Abbildung 4.16 zeigt den Verlauf des Leistungsdichtespektrums an Messstation B über 24 Stunden vom 7. Dezember 2016, 00:30 Uhr bis zum 8. Dezember 2016, 00:30 Uhr. Hierbei wurden die einzelnen Leistungsdichtespektren für jede stündliche Messung analog zum Vorgehen bei Abb. 4.6 ermittelt und über der Zeit aufgetragen. Man erkennt deutlich eine Änderung der spektralen Leistungsdichte in den Nachtstunden im Bereich von ca. 6, 2 und 7, 4 MHz. Wie eingangs beschrieben handelt es sich dabei um Funksignale, die aufgrund der sich in ändernden Ausbreitungsbedingungen der Ionosphäre sowie der darunter liegenden Dämpfungsschicht nachts wesentlich stärker zeigen als tagsüber. Davon abgesehen lassen sich allerdings kaum Veränderungen im Verlauf über einen Tag erkennen.

In Abb. 4.17 ist hingegen der Verlauf des Leistungsdichtespektrums über eine Woche vom 6. Dezember 2016, 16:30 Uhr bis zum 13. Dezember 2016, 15:30 Uhr im Abstand von jeweils 4 Stunden dargestellt. Auch hier lässt sich der Tag-/Nacht-Rhythmus besonders gut im Bereich um ca.

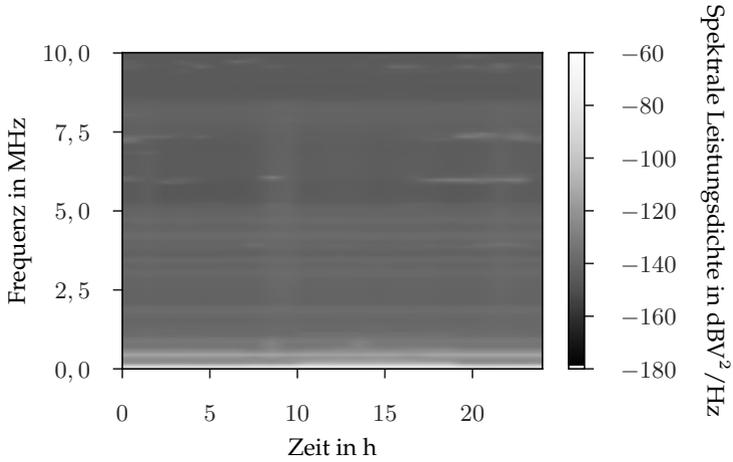


Abbildung 4.16 Leistungsdichtespektrum des Störsignals an Messstation B über 24 Stunden vom 7. Dezember 2016 00:30 Uhr bis zum 8. Dezember 2016 00:30 Uhr

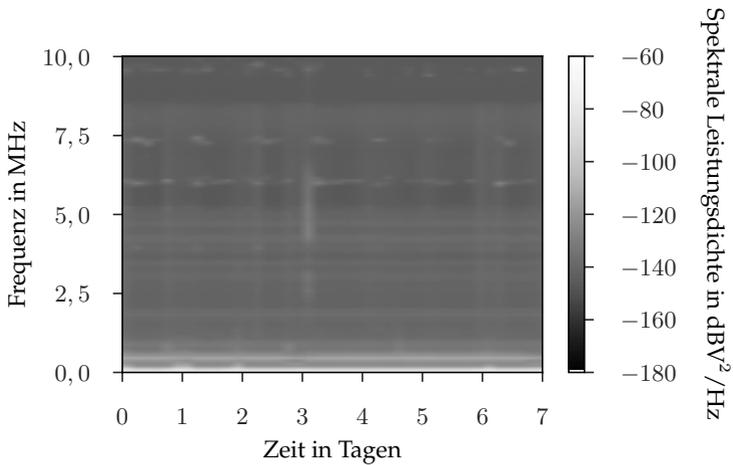


Abbildung 4.17 Leistungsdichtespektrum des Störsignals an Messstation B über die gesamte Dauer der Messkampagne (Intervall = 4 Stunden)

6,2 und 7,4 MHz erkennen. Davon abgesehen lässt sich außer einem geringfügigen Anstieg der Leistungsdichte im Bereich von 2,5 bis ca. 7 MHz zu Beginn des vierten Tags keine besondere Langzeitdynamik feststellen. Diese Erkenntnis deckt sich auch mit den Erkenntnissen in [42, 79], wo dem Langzeitverhalten des Störszenarios nur eine untergeordnete Dynamik zugeschrieben wird.

4.3.3 Ortsabhängigkeit des Störszenarios

Bisher wurde für die Analysen stellvertretend hauptsächlich Messstation B betrachtet. Dies ist insofern gerechtfertigt, als dass es sich bei Messstation B um die Trafostation, und damit um die wichtigste Messstation im jeweiligen Netzabschnitt, handelt. Es ist der zentrale Kommunikationspunkt im Niederspannungsnetz, mit dem letztendlich alle anderen Teilnehmer Informationen austauschen müssen.

In diesem Abschnitt werden zudem aber auch die Unterschiede des Störszenarios hinsichtlich des Empfängerstandorts analysiert und bewertet. Wie im Folgenden noch gezeigt wird, sind bereits bei den vier vorgestellten Standorten innerhalb desselben Netzabschnitts so deutliche Unterschiede erkennbar, dass die Betrachtungen in diesem Abschnitt ohne Beschränkung der Allgemeinheit auch auf einen größeren Kontext und verschiedene Netzabschnitte übertragen werden können. Die Erkenntnisse in diesem Abschnitt sind darüber hinaus auch im Einklang mit bisherigen Erkenntnissen in der Literatur [110].

Abb. 4.18 zeigt für die Messstationen A bis D jeweils das Histogramm der Amplituden des Rauschsignals. Hierbei wurde das Rauschsignal an allen vier Messstationen synchron am 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr aufgezeichnet und die gemessenen Amplituden anschließend in 100 gleich große Intervalle aufgeteilt. Für die Bestimmung der einzelnen Histogramme wurden jeweils 90 Netzperioden herangezogen. Neben wenigen grundlegenden Gemeinsamkeiten wie einer Zentrierung um 0 V herum zeigen die Histogramme bereits deutliche Unterschiede in der Verteilung der Amplituden zwischen den verschiedenen Standorten. Während das Histogramm an Messstation C insgesamt eine deutliche Häufung von Amplituden um

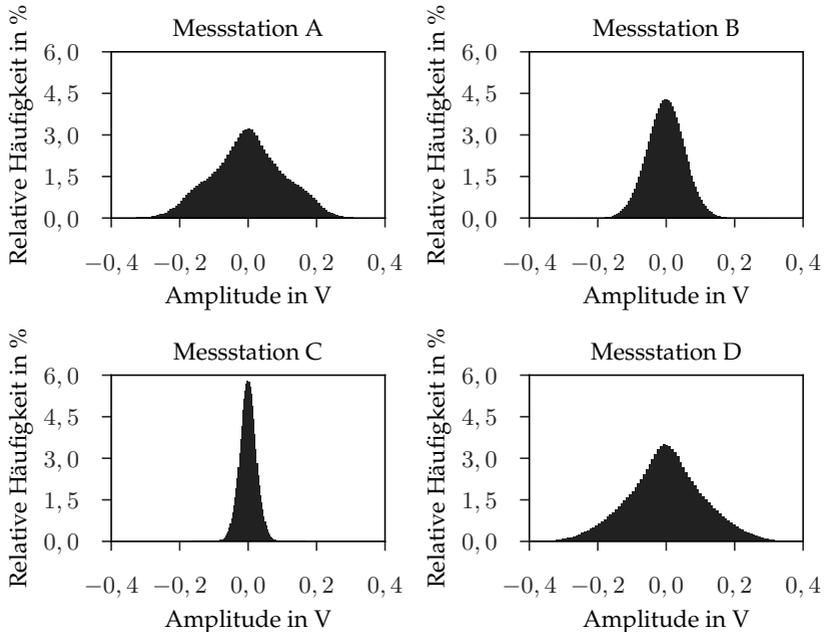


Abbildung 4.18 Histogramme der Störsignale an den Messstationen A bis D am 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr

0 V herum aufweist, zeigen insbesondere die Messstationen A und D eine deutlich breitere Verteilung der Amplituden mit relevanten Anteilen bis ca. 0,3 V. Messstation B liegt, bezogen auf die Breite der Verteilung, zwischen Station C und A bzw. D. Auffällig ist hier insbesondere auch der deutliche Unterschied in der Verteilung der Amplituden zwischen den Stationen A und C, bei denen es sich um vergleichbare Bürogebäude handelt.

Neben der unterschiedlichen Verteilung der Amplituden werden im Folgenden eventuelle Unterschiede im Kurzzeitverhalten zwischen den einzelnen Messorten genauer betrachtet. Hierzu werden analog zum Abschnitt 4.3.2 die Spektrogramme der einzelnen Standorte zu synchronen Messzeitpunkten miteinander verglichen.

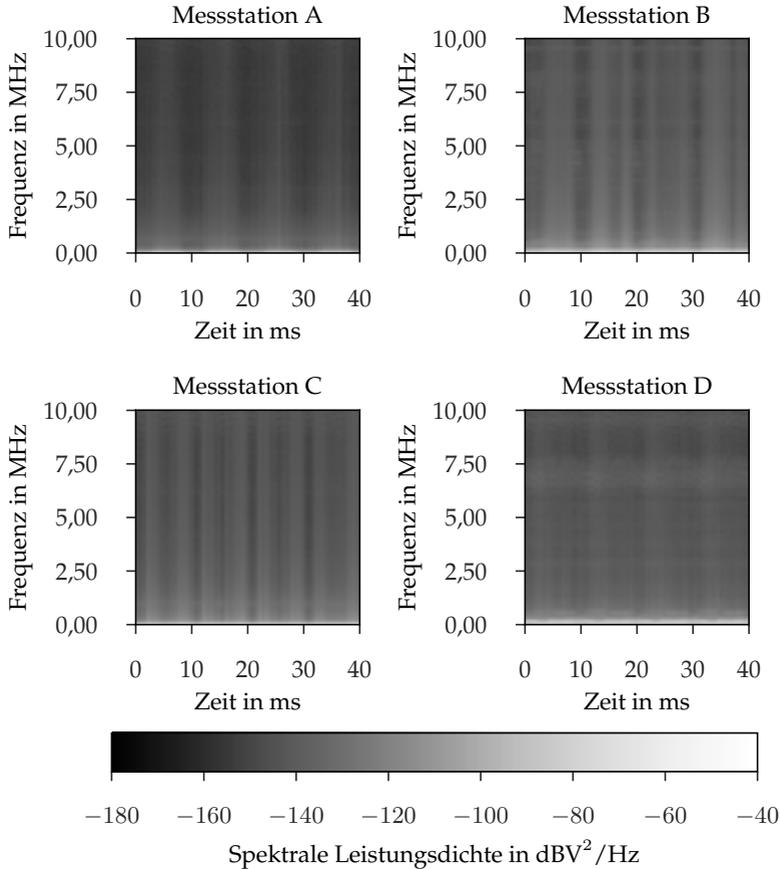


Abbildung 4.19 Spektrogramme der Messstationen A bis D vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr

In Abb. 4.19 sind die Spektrogramme der Messstationen A bis D vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr abgebildet. Man erkennt deutlich die Unterschiede zwischen den Standorten in der Zeit-/Frequenzebene. So zeigt Station A insbesondere bei hohen Frequenzen über 1 MHz nur eine sehr geringe Leistungsdichte im Vergleich zu den anderen Stationen. Daneben lassen sich insgesamt deutliche Unterschiede in der Verteilung der

Leistung sowohl über der Frequenz als auch über der Zeit zwischen den verschiedenen Stationen erkennen. Insbesondere die Messstationen B und C zeigen hierbei eine ausgeprägte zeitliche Dynamik verglichen mit der nur gering ausgeprägten zeitlichen Dynamik an Messpunkt D.

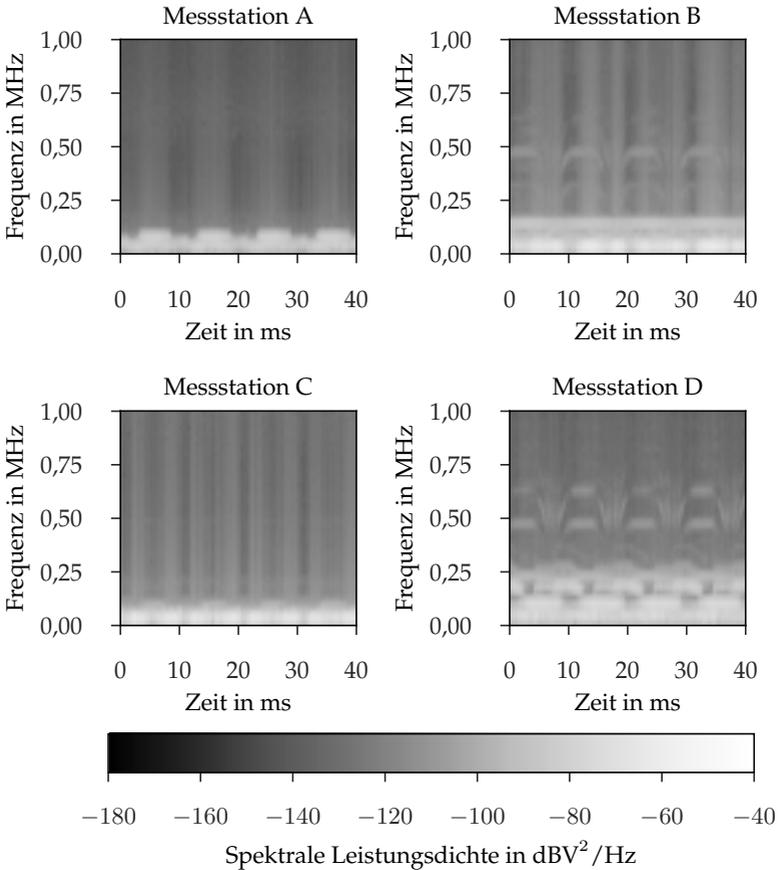


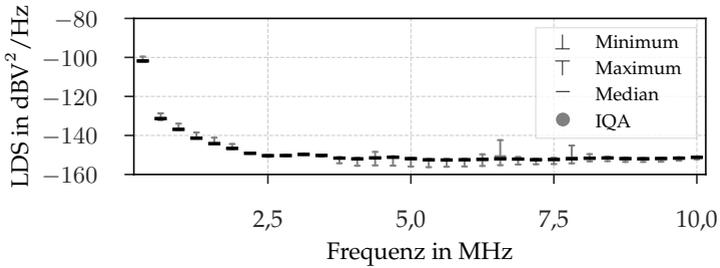
Abbildung 4.20 Spektrogramme der Messstationen A bis D vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr im Frequenzbereich bis 1 MHz

In Abb. 4.20 sind noch einmal die Spektrogramme im Frequenzbereich bis 1 MHz abgebildet. Man erkennt auch hier unmittelbar deutliche Un-

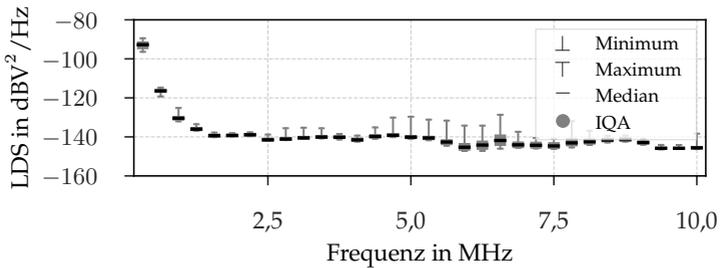
terschiede zwischen den Messpunkten. So zeigt Station D ähnlich wie auch Station B mehrere Schmalbandstörer mit veränderlicher Frequenz, während diese Art von Störsignal bei den Stationen A und C nicht zu beobachten ist. Station D zeigt darüber hinaus auch bei höheren Frequenzen um ca. 650 kHz auch noch zeitlich variable Anteile einer Schmalbandstörung. Neben den Gemeinsamkeiten zeigen sich bei den Stationen B und D aber auch noch weitere Unterschiede, vor allem in der Verteilung der Leistung über der Frequenz und auch über der Zeit im Bereich bis 250 kHz. Deutliche Unterschiede in der Verteilung der Leistung über der Zeit zeigen sich hingegen insbesondere im Vergleich der Stationen A und C. Während bei Station A vor allem im mittleren Frequenzbereich deutlich 8 verschiedene Bereiche ähnlicher Intensität über der Zeit ausgemacht werden können, zeigt sich bei Station C eine deutlich höhere Dynamik mit deutlich mehr und kürzeren Bereichen vergleichbarer Intensität. Insgesamt lässt sich dem Kurzzeitverhalten des Störszenarios eine deutliche Abhängigkeit vom jeweiligen Empfängerstandort attestieren.

Neben dem Kurzzeitverhalten wird im Folgenden abschließend noch die Dynamik über einen großen Zeitraum von einer Woche an den vier Standorten betrachtet.

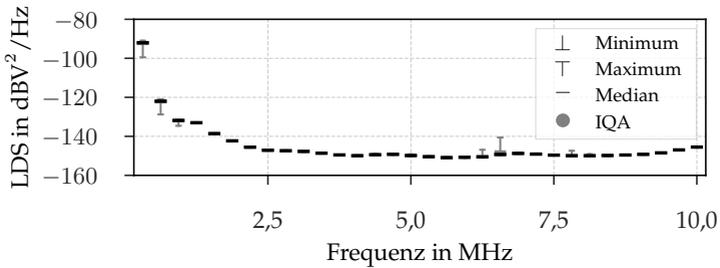
Abb. 4.21 zeigt hierzu noch einmal Median, Minimum, Maximum sowie Interquartilsabstand des gemittelten Leistungsdichtespektrums für die Messstationen A bis D über die gesamte Dauer der Messkampagne von 7 Tagen. Bereits auf den ersten Blick zeigen sich auch hier wieder deutliche Unterschiede zwischen den Standorten. Die Messpunkte A und C weisen eine insgesamt auffällig geringe Dynamik innerhalb der einzelnen Frequenzabschnitte sowohl für die Extremwerte als auch für den Interquartilsabstand auf, wobei die Dynamik bei Messstation C für sehr niedrige Frequenzen unter 500 kHz noch etwas ausgeprägter ist als bei Messstation A. Station B zeigt im Vergleich dazu eine mittlere Dynamik, die im Bereich zwischen ca. 4 und 8 MHz einen Dynamikumfang von ca. 15 dB zwischen den Extremwerten aufweist. Der Interquartilsabstand lässt aber erkennen, dass selbst in diesem Bereich erhöhter Dynamik die Hälfte der Messwerte trotzdem noch in einem relativ engen Bereich mit einem Dynamikumfang von unter 5 dB liegt. Messstation D zeigt mit Abstand die höchste Dynamik je Frequenzabschnitt mit teilweise über 20 dB Dyna-



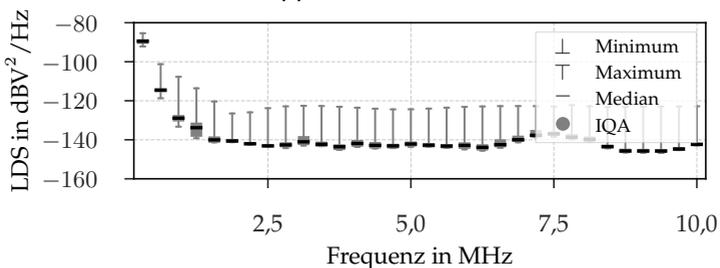
(a) Messtation A



(b) Messtation B



(c) Messtation C



(d) Messtation D

Abbildung 4.21 Median, Minimum, Maximum und Interquartilsabstand des gemittelten Leistungsdichtespektrums für Messtation A bis D über die gesamte Dauer der Messkampagne

mikumfang je Frequenzabschnitt über fast den gesamten Frequenzbereich. Allerdings handelt es sich auch hier wieder um den Dynamikbereich der Extremwerte, die beispielsweise auch durch einzelne, kurze und zugleich breitbandige Impulse hoher momentaner Leistung verursacht werden können. Eine Betrachtung des Interquartilabstands zeigt auch hier, dass der Dynamikumfang für die mittleren 50% der Messungen ebenfalls nur eine geringe Dynamik im Bereich weniger dB aufweist.

Neben den Unterschieden in der Dynamik einzelner Frequenzabschnitte zeigen sich auch in der Verteilung selbst Unterschiede. Im untersten Frequenzabschnitt liegt der Median zwischen ca. $-90 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ für Messstation D und etwas unter $-100 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ bei Messstation A, die insgesamt über den gesamten Frequenzbereich das niedrigste Leistungsdichtespektrum aufweist. Aber auch in anderen Frequenzbereichen zeigen sich deutliche Unterschiede zwischen den einzelnen Messstationen: So weist Messstation D zum Beispiel eine deutliche Anhebung der spektralen Leistungsdichte bei ca. 7,5 MHz auf, welche bei den anderen Messstationen in dieser Form nicht zu beobachten ist. Dem gegenüber steht ein an allen Messstationen beobachtbarer deutlich erhöhter Dynamikumfang im Frequenzabschnitt bei ca. 6,2 MHz. Verglichen mit den Ergebnissen in Abb. 4.16 und Abb. 4.17 kann dies auf veränderliche Ausbreitungsbedingungen der Ionosphäre in Abhängigkeit vom Sonnenstand und damit auf die Einkopplung externer Funksignale zurückgeführt werden. Neben allen, teils deutlich ausgeprägten und insgesamt dominanten Unterschieden lassen sich also auch einzelne Signalanteile identifizieren, die miteinander korreliert sind. Auf diese Eigenschaft wird in Abschnitt 5.3.2 noch genauer eingegangen.

In Abb. 4.22 sind zusammenfassend noch einmal alle Messungen aller Standorte über die gesamte Dauer der Messkampagne von 7 Tagen dargestellt. Es zeigt sich deutlich die hohe Dynamik von über 30 dB je Frequenzabschnitt, die im Vergleich zu Abb. 4.21 offensichtlich von den Unterschieden zwischen den verschiedenen Messstandorten und nicht von den Unterschieden an einem einzelnen Messstandort dominiert wird. Hier zeigt sich jetzt auch im Interquartilsabstand eine deutliche Dynamik der mittleren 50% der Messungen über den gesamten Frequenzbereich von teilweise etwas über 10 dB. Abb. 4.22 zeigt somit abschließend noch einmal deutlich, dass eine Optimierung für jede Kommunikationsstrecke

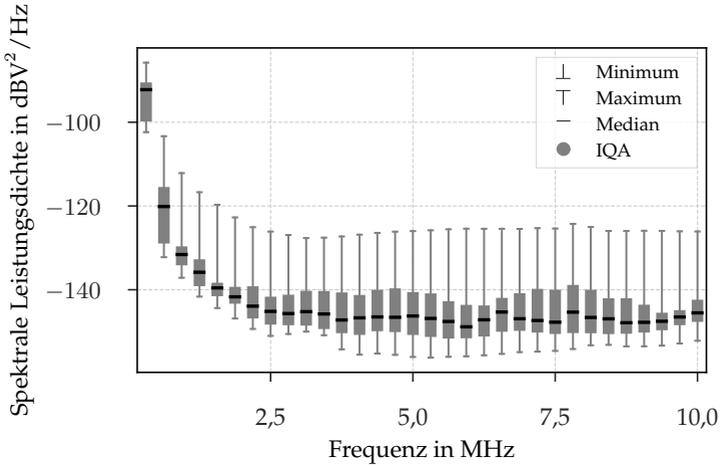


Abbildung 4.22 Median, Minimum, Maximum und Interquartilsabstand des gemittelten Leistungsdichtespektrums für Messstation A bis D über die gesamte Dauer der Messkampagne

notwendig ist, da die Störszenarien am Empfangsort insgesamt eine hohe Dynamik aufweisen, die sich, bezogen auf die unterschiedlichen Gegebenheiten am jeweiligen Empfangsort, aber deutlich unterscheiden.

4.4 Resultierende Anforderungen für störresistente Powerline-Kommunikationssysteme

Die Analyse der Störszenarien im Zugangsbereich der Niederspannungsebene zeigt deutlich, dass das häufig zur Modellierung von Rauschprozessen in Kommunikationssystemen verwendete Modell eines additiven, weißen gaußverteilten Rauschens (Additive White Gaussian Noise, AWGN) hier nicht angesetzt werden kann. Der Fokus im Rahmen dieser Arbeit liegt daher insbesondere auf einer Betrachtung der Dynamik

hinsichtlich Frequenz, Zeit und Ort. Denn es ist jene Dynamik, auf die ein adaptives System stets möglichst optimal angepasst sein muss, um die theoretische erreichbare Kanalkapazität möglichst gut auszuschöpfen. Hierbei steht ausdrücklich die konkrete Auswirkung des Störszenarios auf ein Kommunikationssystem im Vordergrund. Für eine detaillierte Betrachtung der Modellierung des Störszenarios wird an dieser Stelle auf die Literatur verwiesen [57, 59, 112].

Basierend auf den Analyseergebnissen lassen sich damit folgende Kernaussagen für die resultierenden Anforderungen adaptiver, störresistenter Powerline-Kommunikationssysteme treffen:

- Wie in Abschnitt 4.3.3 gezeigt, weist das Störszenario insgesamt eine enorme Abhängigkeit vom jeweiligen Empfangsort auf. Ein adaptives, störresistentes PLC-System muss daher zwingend in der Lage sein, einzelne Kommunikationsstrecken getrennt voneinander optimieren zu können. Weiter müssen auch Up- und Downlink getrennt voneinander individuell optimiert werden, da das Störszenario stark von der Umgebung des jeweiligen Empfängers abhängig ist.
- In Abschnitt 4.3.2 wurde zum einen das Kurzzeitverhalten des Störszenarios untersucht. Hierbei zeigte sich eine deutlich ausgeprägte Dynamik innerhalb einer Netzperiode. Bei genauerer Betrachtung lässt sich eine Zyklostationarität des Störsignals mit einer zyklischen Frequenz vom Doppelten der Netzfrequenz (also 100 Hz) feststellen. Ein adaptives, störresistentes PLC-System sollte daher in der Lage sein, adäquat auf periodisch wiederkehrende, sich innerhalb einer Periode aber schnell ändernde Störverhältnisse im Bereich von Bruchteilen von Millisekunden reagieren zu können.
- Ebenfalls in Abschnitt 4.3.2 wurde zudem auch das Langzeitverhalten des Störszenarios analysiert. Dieses zeigt generell nur eine sehr geringfügige Dynamik wesentlicher charakteristischer Eigenschaften über Stunden und Tage, die im Allgemeinen auch deutlich geringer als die Dynamik des Kurzzeitverhaltens ausfällt. Die einzige Ausnahme hiervon bilden einzelne Funksignale, die sich in den Nachtstunden aufgrund veränderter Ausbreitungsbedingungen

deutlich stärker in den Messungen niederschlagen. Ein adaptives, störresistentes PLC-System sollte daher in der Lage sein, zumindest innerhalb eines verminderten Dynamikumfangs auf veränderte Störverhältnisse in Abhängigkeit von der Tageszeit reagieren zu können.

- Abschnitt 4.3.1 zeigt, dass zur Realisierung adaptiver, störresistenter PLC-Systeme unbedingt frequenzselektive Modulationsverfahren eingesetzt werden sollten, da sich mit teils über 50 dB Unterschied in der Störleistungsdichte eine sehr hohe Dynamik über dem Frequenzbereich bis 10 MHz ergibt. Ein Kommunikationssystem sollte dabei in der Lage sein, auf Unterschiede im Bereich weniger kHz reagieren zu können. Die Unterteilung des Frequenzbereichs sollte dabei nicht größer als die durch schmalbandige Rundfunksender und deren Kanalraster von rund 9 kHz vorgegebene Breite gewählt werden.

Die mit dem neuartigen SDR-basierten Messsystem gewonnen Erkenntnisse decken sich mit den bisherigen Ergebnissen aus der Literatur [26, 59, 60, 109]. Die stark frequenz-, zeit- und ortsabhängige Dynamik erfordert ein extrem flexibles System, welches in der Lage sein muss, sich in weiten Bereichen an vorherrschende Bedingungen adaptieren zu können.

In diesem Kapitel wurden die charakteristischen Eigenschaften des Störszenarios von PLC-Kanälen in Niederspannungsnetzen vorgestellt. Es wurde ein eigens zur Analyse von Störszenarien in Niederspannungsnetzen im Frequenzbereich bis 10 MHz entwickeltes SDR-basiertes Messsystem vorgestellt. Die damit im Rahmen einer Messkampagne ermittelten Ergebnisse wurden anschließend hinsichtlich der Frequenz-, Zeit- und Ortsabhängigkeit analysiert und die so gewonnenen Erkenntnisse hinsichtlich resultierender Anforderungen für störresistente Kommunikationssysteme interpretiert.

Zusammenfassend ergibt sich damit unter Berücksichtigung der Erkenntnisse aus dem vorherigen Kapitel zu den Übertragungseigenschaften von PLC-Netzen eine vollständige, detaillierte Charakterisierung der Dynamik des PLC-Kanals, auf deren Basis im folgenden Kapitel Entwurfskriterien für eine adaptive Bitübertragungsschicht abgeleitet und evaluiert werden können.

5 Entwurf und Evaluation eines selbstlernenden Mehrträger-Übertragungsverfahrens

Die Fortschritte der SDR-Technologie der letzten Jahrzehnte ermöglichen, wie in Kapitel 2 gezeigt, ein noch nie dagewesenes Maß an Dynamik und Flexibilität für PLC-Systeme. Zusammen mit den Fortschritten in den Bereichen künstliche Intelligenz sowie maschinelles Lernen – insbesondere den Fortschritten des letzten Jahrzehnts – ergeben sich völlig neue Möglichkeiten für selbstlernende Kommunikationssysteme. Dies eröffnet insbesondere für PLC-Systeme neue Chancen, da typische PLC-Kanäle, wie in beiden vorherigen Kapiteln gezeigt, eine sehr hohe Dynamik hinsichtlich Frequenz, Zeit und Ort aufweisen, der klassische PLC-Systeme mit statischen Kommunikationsparametern aufgrund mangelnder Adaptionsfähigkeiten in der Regel nicht gerecht werden können. Selbstlernende Systeme hingegen bilden mit ihren Fähigkeiten, sich individuell an die jeweils vorherrschenden Gegebenheiten anzupassen, die ideale Grundlage für leistungsfähige, robuste PLC-Systeme im Zugangsbereich der Niederspannungsebene.

In diesem Kapitel wird gezeigt, wie moderne Verfahren des maschinellen Lernens gewinnbringend in Mehrträger-PLC-Systemen angewandt werden können, um so mit neuen modellunabhängigen Adaptionsmöglichkeiten der Vielfalt typischer PLC-Kanäle begegnen zu können.

Das Kapitel ist wie folgt aufgebaut:

In Abschnitt 5.1 werden zunächst die Anforderungen und Rahmenbedingungen für das selbstlernende Mehrträger-Übertragungsverfahren vorgestellt. Abschnitt 5.2 zeigt, wie Verfahren des maschinellen Lernens zur selbstadaptiven Auswahl von Kommunikationsparametern eingesetzt

werden können. Neben der Vorstellung des selbstlernenden Übertragungsverfahrens wird hierbei auch auf übergeordnete Aspekte zur Realisierung selbstadaptierender PLC-Systeme eingegangen. In Abschnitt 5.3 wird eine SDR-basierte Umgebung zur Simulation von PLC-Netzen sowie – basierend darauf – die Ergebnisse der Evaluation des selbstlernenden Übertragungsverfahrens vorgestellt. Den Abschluss dieses Kapitels bildet das Fazit zu selbstlernenden PLC-Übertragungsverfahren.

5.1 Anforderungen und Rahmenbedingungen

In diesem Abschnitt wird zunächst der Rahmen für das selbstlernende Übertragungsverfahren vorgestellt. Da der Fokus dieser Arbeit vor allem auf neuartigen Lernmethoden zur Bewertung der grundsätzlichen Eignung für PLC-Systeme liegt, wird die Betrachtung im Folgenden auf das zugrundeliegende Übertragungsverfahren der Bitübertragungsschicht beschränkt. Dadurch lassen sich fundamentale Erkenntnisse sowie eine erste Einschätzung hinsichtlich der grundsätzlichen Eignung des Verfahrens für PLC-Netze gewinnen. Das heißt insbesondere, dass keine weiteren Verfahren wie beispielsweise Kanalkodierung, Interleaving etc. betrachtet werden. Eine Beschränkung auf das zugrundeliegende Übertragungsverfahren stellt hierbei keinerlei Einschränkung hinsichtlich der abgeleiteten Erkenntnisse dar, da diese in einem zweiten Schritt jederzeit um weitere Verfahren ergänzt bzw. mit diesen kombiniert werden können, um so eine weitere Steigerung der Systemleistung zu erzielen.

Weiter beschränken sich die Untersuchungen im Folgenden ausschließlich auf unidirektionale Punkt-zu-Punkt-Strecken. Netzwerkaspekte wie Repeating, Mesh-Networking etc. basieren auf den hier betrachteten Punkt-zu-Punkt-Verbindungen und werden im Rahmen dieser Arbeit nicht untersucht.

Vor dem Hintergrund dieser Rahmenbedingungen werden im Folgenden noch einmal die kanalbedingten Anforderungen, das gewählte Übertragungsverfahren sowie der dafür gewählte Parameterraum und sonstige Rahmenbedingungen vorgestellt.

Kanalbedingte Anforderungen

Die kanalbedingten Anforderungen ergeben sich unmittelbar aus der Kombination der Erkenntnisse der beiden letzten Kapitel, in denen die Übertragungseigenschaften sowie die Störszenarien näher analysiert wurden. Analog dazu werden im Folgenden noch einmal die wichtigsten Erkenntnisse zu den Kanaleigenschaften von PLC-Netzen im Zugangsbereich der Niederspannungsebene im Frequenzbereich von 150 kHz bis 10 MHz wiederholt:

In Kapitel 3 wurde gezeigt, dass die Übertragungseigenschaften extrem ortsabhängig sind, auch innerhalb eines Netzsegments. Trotz grundsätzlich vorherrschender Symmetrie müssen beide Kommunikationsrichtungen unabhängig voneinander optimiert werden, da sich beispielsweise durch Fehlanpassung individuelle Unterschiede ergeben. Die Übertragungsfunktion selbst zeigt hierbei ein stark frequenzselektives Verhalten mit geringfügigen dynamischen Änderungen innerhalb einer Netzperiode. Über lange Zeiträume von Stunden oder Tagen zeigen die Übertragungseigenschaften nur geringfügige Änderungen.

Die Störszenarien zeigen ebenfalls eine hohe örtliche Variabilität, unterscheiden sich also stark von Station zu Station. Hier zeigt sich im Kurzzeitverhalten eine ausgeprägte Zyklstationarität mit zyklischen Frequenzen um 100 Hz, was einer Wiederholung der statistischen Eigenschaften mit der Dauer einer halben Netzperiode entspricht. Auch hier zeigt sich, dass sich die wesentlichen statistischen Eigenschaften über lange Zeiträume wie Tage oder Stunden nur geringfügig ändern. Im Frequenzbereich konnte ebenfalls eine starke Dynamik mit tendenziellem Tiefpasscharakter, aber auch tiefen Einbrüchen, festgestellt werden.

Zusammenfassend ergeben sich damit folgende kanalbedingte Anforderungen an ein Übertragungsverfahren: Im Frequenzbereich zeigt sich generell eine hohe Dynamik in Abhängigkeit der Frequenz, welcher das Verfahren mit einer Strategie zur frequenzselektiven Optimierung begegnen sollte. Da vor allem das Störszenario darüber hinaus auch noch eine hohe zeitliche Dynamik mit zyklischen Frequenzen um 100 Hz aufweist, sollte ferner eine Anpassung der Parameter in Abhängigkeit von der relativen Lage innerhalb einer halben Netzperiode möglich sein. Die Dynamik ist im Frequenzbereich allgemein stärker ausgeprägt als im Zeitbereich; daher sollte die Anpassung im Frequenzbereich bevorzugt werden. Da

jede Kommunikationsstrecke ohnehin einzeln optimiert werden muss, werden im Folgenden – wie bereits erwähnt – ausschließlich Punkt-zu-Punkt-Verbindungen betrachtet.

Zugrundeliegendes Mehrträger-Übertragungsverfahren

Basierend auf den kanalbedingten Anforderungen soll für das selbstlernende Übertragungsverfahren ein auf SDR-Plattformen effizient implementierbares Mehrträgereverfahren zum Einsatz kommen. *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* (OFDM) eignet sich hierbei hervorragend, da es sich – wie im Folgenden gezeigt wird – mit Hilfe der FFT-Operation relativ einfach und gleichzeitig sehr effizient in Software realisieren lässt und damit in dieser Hinsicht Vorteile gegenüber anderen Verfahren wie zum Beispiel *Filter Bank Multi Carrier* (FBMC) bietet. Die Grundidee bei OFDM besteht darin, dass ein serieller Symbolstrom mit relativ kurzer Symboldauer in einen Strom paralleler Symbole mit deutlich erhöhter Dauer je Symbol transformiert wird. Dadurch wird in Kombination mit der Wahl eines geeigneten Schutzintervalls die Übertragung robuster gegenüber *Intersymbolinterferenz* (ISI), wie sie beispielsweise aufgrund der zeitlichen Dispersion in Kanälen mit Mehrwegeausbreitung – wie es bei PLC-Kanälen typischerweise der Fall ist – auftritt. Das OFDM-Verfahren ermöglicht darüber hinaus die Implementierung zeit- und frequenzagiler Systeme, indem die Parameter einzelner Symbole verschieden gewählt werden. OFDM-Systeme eignen sich daher sehr gut zur Realisierung von adaptiven PLC-Systemen, weshalb nicht zuletzt auch aktuelle Standards für die Powerline-Kommunikation auf OFDM basieren [28].

Im Folgenden werden kurz die wichtigsten Grundlagen des OFDM-Verfahrens wiederholt. Die Betrachtung erfolgt hierbei in Anlehnung an [43]. Für eine detaillierte Betrachtung sei auf [43] verwiesen.

Die seriellen Symbole werden beim OFDM-Verfahren auf insgesamt N Unterträger aufgeteilt. Die N Unterträger werden dabei so gewählt, dass sie der namensgebenden Orthogonalitätsbedingung

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Psi_n(t) \cdot \Psi_m^*(t) dt = \int_0^{T_0} \Psi_n(t) \cdot \Psi_m^*(t) dt = \begin{cases} 1 & : n = m \\ 0 & : n \neq m \end{cases} \quad (5.1)$$

genügen. Die Funktionen $\Psi_n(t)$ sind hierbei die N Basisfunktionen, welche durch Fensterung einer komplexen Trägerschwingung der Frequenz f_n mit einem Rechteckfenster der Länge T_0 gegeben sind:

$$\Psi_n(t) = e^{j2\pi f_n t} \cdot \frac{1}{\sqrt{T_0}} \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_0}\right), \quad n = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (5.2)$$

Die Orthogonalitätsbedingung ist genau dann erfüllt, wenn für die einzelnen Subträgerfrequenzen ein Abstand von

$$\Delta f = \frac{1}{T_0} \quad (5.3)$$

gilt. Die einzelnen Subträgerfrequenzen ergeben sich damit zu:

$$f_n = f_{\min} + n \cdot \Delta f, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (5.4)$$

Analog dazu ergibt sich das Zeitsignal eines OFDM-Nutzsymbols zu

$$u(t) = \sum_{n=0}^{N-1} I(n) \cdot \Psi_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} I(n) \cdot e^{j2\pi f_n t} \cdot \frac{1}{\sqrt{T_0}} \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_0}\right). \quad (5.5)$$

Die Symbole $I(0), \dots, I(N - 1)$ beschreiben dabei die einzelnen, parallel vorliegenden Sendesymbole.

Insgesamt ergeben sich damit die Symboldauer T_0 und Bandbreite B_t eines OFDM-Nutzsymbols zu

$$T_0 = N \cdot T_S, \quad (5.6)$$

$$B_t = \frac{B_S}{N}. \quad (5.7)$$

B_S und T_S entsprechen hierbei der Bandbreite bzw. der Symboldauer eines entsprechenden Einträgerverfahrens ohne Seriell-/Parallelwandlung.

Es ergibt sich somit eine um Faktor N höhere Symboldauer und damit – aufgrund der im Vergleich zur maximalen zeitlichen Dispersion des Kanals längeren Symboldauer – ein geringer Einfluss der Intersymbolinterferenz. Zum weiteren Schutz gegen ISI wird in der Regel zusätzlich noch ein Schutzintervall (engl. *Guard Interval*, GI) eingefügt, welches idealerweise so gewählt wird, dass es mindestens der maximalen Signallaufzeit des Kanals entspricht. Damit ergibt sich die Gesamtsymboldauer zu:

$$T_{\text{Ges}} = T_0 + T_{\text{GI}}. \quad (5.8)$$

Da das Schutzintervall zur Vermeidung von ISI nicht für die Nutzdatenübertragung genutzt werden kann, sollte das Verhältnis aus Schutzintervall zu Gesamt-Symboldauer so gering wie möglich gewählt werden. Da das Schutzintervall durch die zeitliche Dispersion des Kanals vorgegeben ist, kann dies effektiv durch Erhöhung der Nutz-Symboldauer T_0 , und damit durch eine höhere Trägerzahl N , erreicht werden. Dem entgegen steht die Forderung, dass die Symboldauer möglichst kleiner als die Kohärenzzeit des Kanals gewählt werden sollte, da es sonst zu einer nichtlinearen Verzerrung und damit zu Fehlern bei der Demodulation kommen kann. Wie in [71] gezeigt, verursacht ein Mehrträgerverfahren mit steigender Trägerzahl und steigender Varianz der SNR-Werte der Einzelkanäle zudem mehr Bitfehler im Vergleich zu einem Einträgerverfahren bei gleichen Kanalverhältnissen, so dass die Anzahl der Unterträger nicht beliebig hoch gewählt werden sollte.

Abschließend sei noch auf eine effiziente Möglichkeit zur Implementierung von OFDM-Systemen mittels der FFT-Operation verwiesen, mit deren Hilfe sich die Seriell-/Parallel-Wandlung bzw. Parallel-/Seriell-Wandlung bei zeitgleicher Fensterung mit einem Rechteckfenster im Zeitbereich effizient berechnen lässt. Die Nutzsymbole werden dazu am Eingang des Senders zunächst seriell-/parallel-gewandelt und anschließend der FFT-Operation unterzogen. Dadurch ergibt sich direkt das Nutzsignal im Zeitbereich, dem anschließend durch zyklische Wiederholung eines Teils des Nutzsymbols das Schutzintervall hinzugefügt wird. Anschließend kann das so entstandene Zeitsignal mittels eines D/A-Wandlers in ein analoges Signal übersetzt und mit Hilfe eines Mischers auf die Mittenfrequenz heraufgemischt werden. Ein entsprechender Empfänger lässt sich reziprok dazu realisieren.

Parameterraum

Nachdem im vorherigen Abschnitt das Mehrträger-Übertragungsverfahren OFDM vorgestellt wurde, werden in diesem Abschnitt die zu lernenden Systemparameter sowie deren vorgegebene Bereiche vorgestellt. Gemeinsam ergibt sich daraus der *Parameterraum* für das selbstlernende System, welches im folgenden Unterkapitel näher beschrieben wird.

Einer der wichtigsten Parameter für das Übertragungsverfahren stellt der Frequenzbereich dar. Entsprechend des Rahmens der Arbeit soll dieser

den Bereich von 150 kHz bis 10 MHz abdecken – siehe zur Wahl des Frequenzbereichs auch Kapitel 1.

Da sich die Eigenschaften des Kanals etwa mit der Hälfte einer Netzperiode, also mit einer Periode von etwa 10 ms, wiederholen, soll das selbstlernende Mehrträger-Übertragungsverfahren eine Rahmenstruktur für die entsprechende Dauer einer halben Netzperiode erlernen. Wie oft eine Anpassung der so gefundenen Parameter stattfinden muss, wird in Abschnitt 5.3 evaluiert. Da weder das Störszenario noch die Übertragungseigenschaften eine ausgeprägte Dynamik im Langzeitverhalten zeigen, liegt die Vermutung nahe, dass einmal gefundene Parameter über lange Zeiträume hinweg gute Ergebnisse liefern und nur selten angepasst werden müssen.

Die konkreten Parameter für das OFDM-Verfahren selbst bilden vor allem die Subträgerzahl N sowie die Modulationsart je Subträger. Für die beiden Parameter wurden jeweils folgende Aktionsbereiche gewählt:

- **Anzahl Subträger:** 64, 128, 256, 512, 1024, 2048 und 4096,
- **Modulationsart je Subträger:** nicht belegt, BPSK, QPSK, 8QAM und 16QAM.

Die Wahl relativ vieler Subträger lässt sich damit begründen, dass eine Trägerzahl unter 64 keine ausreichende Möglichkeit zur Adaption an die frequenzselektiven Eigenschaften des Kanals bietet. Eine Trägerzahl von 4096 Subträgern hingegen bewirkt einen Trägerabstand von etwa 2,4 kHz, was damit weit unterhalb der typischen Kohärenzbandbreite sowie auch deutlich unterhalb der Bandbreite eines Rundfunksenders in diesem Frequenzbereich liegt. Wie im vorherigen Abschnitt erwähnt, nehmen zudem die Bitfehler eines Mehrträgerverfahrens im Vergleich zu einem Einträgerverfahren mit steigender Trägerzahl sowie stark unterschiedlichen Störabständen der einzelnen Subkanäle zu, so dass eine deutlich höhere Anzahl an Subträgern als 4096 ebenfalls nicht sinnvoll scheint. Das Schutzintervall wurde entsprechend gängiger Standards, wo häufig Schutzintervalllängen von $1/4$ bis $1/10$ der Nutzsymboldauer des OFDM-Symbols genutzt werden, zu $1/4$ der Nutzsymboldauer gewählt. Daraus folgt insbesondere, dass durch die unterschiedliche Anzahl an Subträgern implizit auch verschieden lange Schutzintervalllängen gewählt werden können.

Es ergibt sich somit für die Parameter des OFDM-Systems ein zweidimensionaler Parameterraum, der sich aus 7 unterschiedlichen Trägerzahlen sowie 5 unterschiedlichen Modulationsarten zusammensetzt. Neben den beiden vorgestellten Parametern wären natürlich noch weitere Parameter wie beispielsweise Schutzintervalllänge, Kanalkodierungsverfahren und -parameter, Interleavingverfahren etc. denkbar, die entsprechend zu einem höherdimensionalen Parameterraum führen würden. Im Rahmen dieser Arbeit soll jedoch das grundsätzliche Potenzial selbstlernender Systeme für PLC-Netze untersucht werden. Daher scheint eine Einschränkung auf die wesentlichen Systemparameter sowie die damit einhergehende Reduktion der Komplexität zur Bewertung der grundsätzlichen Eignung vorteilhaft. Weitere Optimierungen der hier vorgestellten Performanz sind ggf. in nachfolgenden Arbeiten weiter zu untersuchen.

Sonstige Rahmenbedingungen

Da der Fokus der Arbeit, wie bereits erwähnt, vor allem auf der Anwendung von Lernverfahren für die Powerline-Kommunikation liegt, wird für die folgenden Betrachtungen von einer idealen Zeit- und Frequenzsynchronisation sowie von einer idealen Kanalverzerrung ausgegangen. Für beide Problemstellungen in realen Kommunikationssystemen sind aus der Literatur hinreichend viele Verfahren bekannt, so dass diese o.B.d.A. für die Bewertung der grundsätzlichen Eignung der Lernverfahren für intelligente PLC-Systeme zunächst nicht betrachtet werden müssen.

Weiter werden entsprechend den Ausführungen in Kapitel 1 aktuell geltende regulatorische Aspekte weitgehend ausgeklammert, da zum einen die Eignung und technische Machbarkeit selbstlernender PLC-System im Vordergrund steht und zum anderen, beispielsweise auch auf den Ergebnissen dieser Arbeit basierend, neue Konzepte der Frequenzzuteilung in Zukunft durch selbstlernende Kommunikationssysteme erst ermöglicht werden.

In diesem Unterkapitel wurde der Rahmen für die nachfolgenden Betrachtungen gesetzt. Damit können nun im folgenden Unterkapitel die Lernverfahren sowie deren Implementierung vorgestellt werden.

5.2 Maschinelles Lernen zur adaptiven Anpassung der Systemparameter

Der Forschungsbereich der künstlichen Intelligenz hat vor allem in den letzten beiden Jahrzehnten enorme Fortschritte gemacht [107]. Dieser Fortschritt hat zur Folge, dass die Lernverfahren vermehrt auch in neuen Domänen Anwendung finden, so in den letzten Jahren nicht zuletzt auch im Bereich der Nachrichten- bzw. Kommunikationstechnik [2, 37, 44, 64, 88, 94]. Die Arbeiten reichen dabei von einzelnen Komponenten, wie beispielsweise der digitalen Vorverzerrung zum Ausgleich nichtidealer Eigenschaften der Transmitterhardware, bis hin zur Abbildung kompletter Kommunikationssysteme mit Hilfe sogenannter *Auto-Encoder*. Beim Auto-Encoder-Ansatz wird die Kommunikationsstrecke als Kombination zweier *neuronaler Netze* (jeweils Sender und Empfänger) abgebildet, die über den Kanal miteinander verbunden sind [37, 44, 62, 63]. Im Folgenden wird zur Beurteilung der grundsätzlichen Eignung selbstlernender Verfahren für den Einsatz in PLC-Systemen zunächst ein Ansatz verfolgt, der auf bewährte Verfahren der Kommunikationstechnik setzt und diese um neue Fähigkeiten zur Selbstadaption erweitert.

PLC-Systeme stellen aufgrund verschiedener Faktoren ideale Kandidaten für Kommunikationssysteme mit selbstlernender Bitübertragungsschicht dar. So stellt die enorme Vielfalt an gänzlich unterschiedlichen Bedingungen in Abhängigkeit von der jeweils vorhandenen Netztopologie sowie dem vorherrschenden Störszenario ein enormes Potenzial für individuelle Optimierung dar. Klassische Systeme können dieser Vielfalt aufgrund ihrer mangelnden Flexibilität und Adaptionfähigkeit häufig nicht gerecht werden. Vielmehr stellen aktuelle OFDM-basierte Standards mit denselben statischen Parametern je Subträger meist einen suboptimalen Kompromiss dar, der für einen Großteil der möglichen Umgebungssituationen eine Kommunikation ermöglichen soll. Eine Möglichkeit zur Optimierung der Gesamtleistung besteht in der Anpassung der Kommunikationsparameter, individuell für jeden Unterträger (Frequenzagilität) und jedes Symbol (Zeitagilität). Kombiniert man beide Adaptionsformen entsteht ein zeit- und frequenzagiles Kommunikationssystem. Das Verfahren der Anpassung der Kommunikationsparameter über der Zeit und Frequenz wird

dabei auch als *adaptive Kodierung und Modulation* (engl. *Adaptive Coding and Modulation*, ACM) bezeichnet.

Die Idee selbstlernender PLC-Systeme ist eine Weiterentwicklung der ACM-Systeme, bei der eine Rückmeldung zur konkret vorherrschenden Umgebungssituation während der Laufzeit im realen System gesammelt und ausgewertet wird. Ein selbstlernendes ACM-System kann sich so durch Experimente selbst optimieren und an die vorherrschende Umgebungssituation anpassen, indem es versucht, möglichst gute Rückmeldungen zu sammeln und schlechte Rückmeldungen zu vermeiden.

Einen weiteren Vorteil dieses Lernprozesses stellt die weitgehende Unabhängigkeit von Annahmen und Modellen dar, wie sie beispielsweise bei ratenadaptiven Systemen zum Einsatz kommen. Wie in den beiden vorherigen Kapiteln gezeigt, ist insbesondere die Modellierung der Störszenarien und damit die Schätzung bzw. Prädiktion des Störabstands bei typischen PLC-Kanälen komplex und damit fehleranfällig. Das hier vorgestellte Verfahren macht außer der grundlegenden Annahme der Zyklstationarität der momentanen Störleistung mit einer zyklischen Frequenz von 100 Hz keinerlei Annahmen hinsichtlich der Modellierung der zugrundeliegenden Störprozesse.

Im Folgenden wird das im Rahmen der Arbeit entwickelte selbstlernende PLC-System vorgestellt. Hierbei wird in Abschnitt 5.2.1 zunächst ein Verfahren zur Partitionierung der Rahmenstruktur eingeführt. Das Lernen der eigentlichen Modulationsparameter wie Unterträgeranzahl und Modulation je Unterträger wird anschließend in Abschnitt 5.2.2 erläutert, bevor am Ende des Unterkapitels in Abschnitt 5.2.3 noch auf weitere Aspekte bei der Realisierung selbstlernender Systeme eingegangen wird.

5.2.1 K-Means Clustering zur Partitionierung der Rahmenstruktur

Beim *k-Means Clustering* handelt es sich um einen Algorithmus zur Gruppierung von Objekten. Er zählt zur Klasse der *unüberwachten Lernverfahren* (engl. *unsupervised learning*), d.h. der Algorithmus ist in der Lage, selbstständig und ohne Überwachung Muster und Zusammenhänge in Daten zu erkennen. Das Verfahren wurde erstmals 1957 von Lloyd et al. in den

Bell Labs zur PCM-Modulation verwendet, allerdings erst im Jahre 1982 veröffentlicht [52]. Parallel dazu entwickelten auch Forgy et al. denselben Algorithmus in 1965 [27], weshalb der Algorithmus heute auch als *Lloyd-Forgy-Algorithmus* bezeichnet wird.

Im Rahmen dieser Arbeit wird das k-Means Clustering zur Segmentierung der zeitlichen Ebene innerhalb der Frequenz-/Zeitebene eingesetzt. Bisherige *Modulationskodierungsschemata* (engl. *Modulation Coding Schemes*, MCS) teilen die Frequenz-/Zeitebene häufig in äquidistante Bereiche auf, die in der Regel nicht optimal an die jeweils vorherrschenden Kanaleigenschaften angepasst sind. Bei mehrträgerbasierten NB-PLC-Systemen im Frequenzbereich unter 500 kHz ist die zeitliche Segmentierung in der Regel durch die relativ lange Symboldauer vorgegeben. Diese liegt für gängige Unterträgerkonfigurationen mit wenigen dutzend bis wenigen hundert Unterträgern aufgrund der geringen Abtastrate von nur wenigen hundert kHz bereits im Bereich von Millisekunden und ist damit in Relation zur Netzhalfperiode relativ lang. Wie in den vorhergehenden Kapiteln beschrieben, wiederholen sich die statistischen Eigenschaften des Kanals innerhalb einer Netzhalfperiode, weshalb es ausreicht, die MCS-Parameter für dieses Intervall zu bestimmen. Da ferner – wie in den vorherigen Kapiteln gezeigt – die Variation in zeitlicher Richtung hauptsächlich durch das Störszenario bestimmt wird und Änderungen des Rauschens auch deutlich unterhalb der Kohärenzzeit der Übertragungsfunktion beobachtet werden können, sollte der Fokus bei der zeitlichen Segmentierung auf dem Störszenario liegen.

Als Weiterentwicklung statischer MCS-Verfahren, bei denen die Parameter fest vorgegeben sind und sich auch in Zeit- und Frequenzrichtung nicht unterscheiden werden zum Beispiel in [60, 77, 95] adaptive Verfahren zur Modulation mit teils deutlichem Leistungsgewinn vorgeschlagen. Die hierbei eingesetzten *Bitloading-Algorithmen* haben den Nachteil, dass die zugrundeliegenden theoretischen Betrachtungen häufig auf Annahmen und Modellen beruhen¹, die teils deutlich von den real vorherrschenden Gegebenheiten abweichen [106].

Die Grundidee im Rahmen dieser Arbeit ist es daher, eine möglichst

¹Die Annahme von konstantem additivem, weißem gaußverteilterm Rauschen (AWGN) je Subträger erweist sich bei genauerer Betrachtung häufig als nicht gegeben [77].

gute zeitliche Segmentierung aufgrund der real vorherrschenden Kanaleigenschaften vorzunehmen. Hierfür wird ein Intervall der Dauer einer Netzhalbperiode, basierend auf der Betrachtung der Störleistung als wesentlicher Effekt der zeitlichen Dynamik, in Gruppen ähnlicher Eigenschaften unterteilt.

Im Folgenden werden zunächst die Grundlagen des k-Means Clustering vorgestellt, bevor im Anschluss auf die konkrete Implementierung des Partitionierungsalgorithmus eingegangen wird.

Grundlagen des k-Means Clustering

Wie bereits erwähnt, handelt es sich beim k-Means Clustering um einen unbeaufsichtigten Lernansatz. Die Grundidee besteht darin, Objekte in Gruppen geringer Varianz und ähnlicher Größe zu unterteilen, indem die Summe der quadratischen Abweichungen von den jeweiligen Clusterschwerpunkten minimiert wird. Diese ist nach

$$\sum_{i=0}^n \min_{\mu_j, j \in C} (\|x_i - \mu_j\|^2) \quad (5.9)$$

für Cluster j gegeben. μ_j bezeichnet dabei den Schwerpunkt des Clusters j aus der Menge an Clustern C , x_i den i -ten von insgesamt n Punkten innerhalb des Clusters. Summiert über alle Cluster wird implizit also die Summe der Varianzen der Cluster minimiert, wobei jedes Objekt dem nächstgelegenen Clusterschwerpunkt zugeordnet wird. Der namensgebende Parameter k , der die Anzahl der Cluster angibt, muss hierbei vorgegeben werden. Wie später noch gezeigt wird, kann er aber beispielsweise auch durch einen iterativen Prozess bestimmt werden, indem k so lange erhöht wird, bis ein bestimmtes Abbruchkriterium hinsichtlich der Verhältnisse innerhalb eines Clusters oder zwischen den Clustern erfüllt ist.

Implementiert werden kann k-Means Clustering zum Beispiel nach dem Algorithmus von Lloyd [52]. Dabei werden folgende Schritte ausgeführt:

1. Initialisierung, indem k Punkte aus dem Datenset zufällig als Mittelpunkte gewählt werden.

2. Zuordnen aller Punkte des Datensets zum jeweils nächstgelegenen Mittelpunkt.
3. Aktualisieren der Mittelpunkte, indem je Cluster der Schwerpunkt als Mittelwert aller dem jeweiligen Cluster zugeordneten Punkte berechnet wird.

Die Schritte 2 und 3 werden dabei so oft wiederholt, bis sich die jeweiligen Mittelpunkte von Iteration zu Iteration nur noch geringfügig unterscheiden und das Verfahren somit keine wesentliche Veränderung bzw. Verbesserung mehr bringt, d.h. dass sich die Clusterzentren kaum noch verändern. Hierzu wird die jeweilige Entfernung der Clusterzentren vor und nach einer Iteration der Schritte 2-3 mit einem zuvor definierten Schwellwert verglichen und bei Unterschreitung des Schwellwerts wird abgebrochen.

Der *k*-Means-Algorithmus konvergiert immer für eine nicht begrenzte Anzahl an Schritten [30]. Das Verfahren konvergiert dabei relativ schnell, da die quadratische Distanz in der zu minimierenden Zielfunktion nicht größer werden kann. Ein Problem des *k*-Means-Algorithmus ist die Tatsache, dass nicht garantiert werden kann, dass das globale Minimum gefunden wird. Deshalb kann der Algorithmus gegen ein lokales Minimum konvergieren. Dies kann teilweise umgangen werden, indem statt des Lloyd-Algorithmus der *k*-Means++-Algorithmus verwendet wird, bei dem gegenüber dem Lloyd-Algorithmus die initialen Mittelpunkte nicht zufällig aus dem Datenset, sondern derart gewählt werden, dass diese möglichst weit auseinander liegen. In [4] haben Arthur und Vassilvitskii gezeigt, wie damit die Wahrscheinlichkeit, das globale Minimum zu finden, erhöht werden kann.

Implementierung des Partitionierungsalgorithmus

Zur Partitionierung der Rahmenstruktur des hier vorgestellten selbstlernenden Mehrträger-Übertragungsverfahrens wird der *k*-Means++-Algorithmus verwendet. Er soll genutzt werden, um innerhalb einer Netzhalbperiode Bereiche mit ähnlichen spektralen Eigenschaften zu identifizieren und zu Gruppen ähnlicher Eigenschaften zusammenzufassen. Hierfür wird zunächst das Störsignal im Frequenzbereich bis 10 MHz abgetastet.

Anschließend wird für das abgetastete Signal analog zum Vorgehen in [119] die spektrale Leistungsdichte nach der Methode von Welch geschätzt. Hierbei kommt eine FFT-Länge von 2048 Punkten sowie ein Hamming-Fenster der Länge 2048 zum Einsatz. Diese FFT-Länge stellt einen guten Kompromiss für die Auflösung in Zeit- und Frequenzrichtung dar.² Die einzelnen Spektren werden über $N = 100$ Netzhalbperioden, d.h. über 1 s, synchron überlagert und gemittelt, um die Varianz zu reduzieren. In Summe erhält man damit bei einer Abtastrate von 25 Msps für die Dauer einer Netzhalbperiode (10 ms) insgesamt etwa 122 Segmente. Diese Segmente stellen in Form von 122 Punkten in einem 2048-dimensionalen Raum die Eingangsdaten für den k-Means++-Algorithmus dar.

Da die Anzahl der Cluster im Vorfeld nicht bekannt ist, wurde ein iteratives Verfahren zur Bestimmung der Clusteranzahl gewählt. Hierbei wird k schrittweise so lange erhöht, bis

1. jeweils die Korrelation aller LDS eines Clusters mit dem Clusterschwerpunkt und damit jeweils der mittleren Spektren der Cluster größer als 0,99 ist und
2. der maximale Unterschied zwischen entsprechenden Frequenzbins der jeweiligen Clusterschwerpunkte kleiner als 15 dB ist.

Auf diese Art und Weise kann sichergestellt werden, dass der Partitionierungsalgorithmus genau so lange durchgeführt wird, bis die einzelnen Segmente sich hinsichtlich ihrer spektralen Eigenschaften hinreichend ähneln, so dass kein zusätzlicher Vorteil durch eine weitere Unterteilung zu erwarten ist.

Als Ergebnis des in diesem Abschnitt vorgestellten Verfahrens zur Partitionierung ergibt sich eine Rahmenstruktur, die jeweils die Netzhalbperiode in Gruppen mit ähnlichen spektralen Eigenschaften aufteilt. Für jede dieser Gruppen können nun die Modulationsparameter separat optimiert bzw. gelernt werden, um so neben der Adaption in der zeitlichen Ebene zu-

²Die Auflösung im Frequenzbereich zur Segmentierung der Rahmenstruktur ist zunächst unabhängig von der Anzahl an Unterträgern des OFDM-Systems und sollte so gewählt werden, dass eine hinreichend hohe Auflösung im Frequenzbereich hinsichtlich Schmalbandstörungen erreicht wird. Damit können zeitliche Variationen im Frequenzbereich aufgelöst werden.

sätzlich auch adaptiv geeignete Modulationsparameter für den jeweiligen Frequenzbereich zu finden.

5.2.2 Reinforcement Learning zur Bestimmung der Modulationsparameter

Reinforcement Learning (RL, zu deutsch etwa bestärkendes/verstärkendes Lernen) beschreibt eine Methode des maschinellen Lernens, bei der ein *Agent* versucht, eine *Strategie* (engl. *Policy*) zu lernen, mit der er durch geeignete Wahl von *Aktionen*, basierend auf *Beobachtungen* innerhalb einer *Umgebung*, die erhaltene kumulierte *Belohnung* zu maximieren.

Die Historie des Reinforcement Learning reicht zurück bis in die 1950er Jahre [91], wobei die Methode insbesondere im letzten Jahrzehnt viel Verwendung fand. So setzte zum Beispiel das Programm *AlphaGo* auf Reinforcement Learning, welches 2016 Bekanntheit erlangte als es den zu diesem Zeitpunkt allgemein als weltbesten Spieler geltenden Lee Sedol im Brettspiel *Go* schlagen konnte [82].

Einer der wesentlichen Vorteile des Reinforcement Learning liegt darin, dass es kein Modell der Umgebung erfordert. Darüber hinaus benötigt es keine im Voraus bekannten Zielwerte, da es direkt anhand der Belohnung von der Umgebung lernen kann. Beide Eigenschaften machen es zu einem hervorragenden Kandidaten zur Optimierung der Modulationsparameter in einem selbstlernenden PLC-System, da – wie in den beiden vorhergehenden Kapiteln gezeigt – vor allem die komplexe Modellierung der Kanalbedingungen häufig nur unzureichend den tatsächlich vorherrschenden Kanalbedingungen entspricht.

Im Folgenden werden zunächst die Grundlagen des Reinforcement Learning erläutert, bevor die konkrete Problemstellung für das selbstlernende Mehrträgerverfahren formuliert und entsprechend die Realisierung der Agenten vorgestellt wird.

Grundlagen des Reinforcement Learning

Die folgenden Betrachtungen zu den Grundlagen des Reinforcement Learning erfolgen im Wesentlichen in Anlehnung an [30] und sollen einen groben Überblick über die im Folgenden verwendeten Verfahren geben.

Für eine detaillierte Einführung in die Grundlagen des Reinforcement Learning sei beispielsweise auf [91] verwiesen.

Wie eingangs bereits erwähnt, ist es das Ziel des Reinforcement Learning eine Strategie für einen Agenten zu finden, mit der die kumulierte Belohnung der Umgebung maximiert werden kann. Die Strategie bezeichnet hierbei jene Methode mit der eine Aktion a aus einer Menge an möglichen Aktionen ausgewählt wird. Dies kann beispielsweise durch ein neuronales Netz erfolgen, welches die Beobachtung am Eingang zur Verfügung gestellt bekommt und an dessen Ausgang beispielsweise Wahrscheinlichkeiten für die verschiedenen Aktionen ausgegeben werden. Es kann aber auch ein beliebiger anderer Algorithmus verwendet werden. Wie später noch gezeigt wird, kann es unter bestimmten Umständen zum Beispiel sogar sinnvoll sein, die jeweilige Aktion a vollständig zufällig zu wählen, um so explorativ herauszufinden, welche Aktionen bzw. Aktionsketten welche Belohnung nach sich ziehen. Um weitere Grundlagen des Reinforcement Learning beschreiben zu können, werden zunächst die Grundlagen von Markov-Entscheidungsprozessen, die häufig zur Modellierung der Umgebung von RL-Systemen eingesetzt werden, wiederholt.

Bei einem *Markov-Entscheidungsprozess* (MEP) handelt es sich um ein Modell eines Entscheidungsprozesses, bei dem ein Agent bei jedem Wechsel von einem Ursprungszustand in einen Folgezustand eine Aktion wählen kann, von deren Wahl die Transitionswahrscheinlichkeiten für die Folgezustände abhängen. Die Transitionswahrscheinlichkeiten hängen dabei nur vom Ursprungszustand sowie von der gewählten Aktion, nicht aber von den vorhergehenden Zuständen ab und sind damit *gedächtnislos*. Darüber hinaus können verschiedenen Übergängen verschiedene Belohnungen zugeordnet werden, welche sowohl positiv als auch negativ sein können. Die Theorie zu Markov-Entscheidungsprozessen geht bis in die 1950er Jahre zurück, wo Bellman das Konzept erstmals vorstellte [10].

Es war auch Bellman, der einen Ansatz zur Entscheidungsfindung in einem MEP vorstellte [11]. Nach dem Optimalitätsprinzip von Bellman ist der optimale Nutzen eines Zustands durch die Summe aller zukünftig zu erwartenden und ggf. abgeschwächten Belohnungen aller zukünftigen Zustände gegeben, wenn diese zukünftigen Entscheidungen ebenfalls

optimal gewählt werden. Der optimale Nutzen des aktuellen Zustands ist dabei unabhängig vom Anfangszustand [11]. Dies spiegelt auch die *Bellman-Gleichung*

$$V^*(s) = \max_a \sum_{s'} T(s, a, s') [R(s, a, s') + \gamma \cdot V^*(s')] \quad \forall s \quad (5.10)$$

zur Berechnung des Zustandswerts $V^*(s)$ des Zustands s wieder. Die Transitionswahrscheinlichkeit $T(s, a, s')$ beschreibt die Wahrscheinlichkeit für den Übergang von Zustand s nach s' unter der Bedingung, dass der Agent Aktion a ausgewählt hat. Die Belohnung $R(s, a, s')$ beschreibt entsprechend jene Belohnung, die der Agent erhält, wenn er ausgehend vom Zustand s nach Wahl der Aktion a in den Zustand s' wechselt. Der Faktor γ beschreibt jenen Faktor, der zur Abschwächung zukünftiger Belohnungen (engl. *discount factor*) verwendet wird. Zukünftige Belohnungen werden aufgrund des *credit assignment problem* abgeschwächt, welches das Problem beschreibt, dass ein Agent beim Erhalt einer Belohnung nicht genau zuordnen kann, welcher Aktion diese Belohnung konkret zuzuordnen ist. Durch den Abschwächungsfaktor kann also gesteuert werden, wie stark eine kurzfristige Belohnung gegenüber einer langfristigen Belohnung gewichtet werden soll.

Unter Berücksichtigung des Optimalitätsprinzips von Bellman besteht eine Möglichkeit zur Schätzung der optimalen Zustandswerte im *Value Iteration-Algorithmus*, bei dem die Zustandswerte zunächst mit 0 initialisiert und dann iterativ nach

$$V_{k+1}(s) \leftarrow \max_a \sum_{s'} T(s, a, s') [R(s, a, s') + \gamma \cdot V_k(s')] \quad \forall s \quad (5.11)$$

aktualisiert werden. $V_k(s)$ beschreibt dabei den geschätzten Nutzen des Zustands s in der k -ten Iteration. Die geschätzten Werte für den jeweiligen Nutzen konvergieren dabei mit zunehmender Anzahl an Iterationen gegen den jeweiligen optimalen Nutzen je Zustand [30]. Alleine die Kenntnis des optimalen Nutzens eines Zustands stellt allerdings noch keine Strategie dar, nach der ein Agent Entscheidungen treffen kann. Um eine geeignete Strategie zu finden, kann die Zustands-Nutzenfunktion (5.11) leicht in eine Zustands-Aktions-Nutzenfunktion erweitert werden, bei der Zustands-Aktions-Paare, so genannte *Q-Werte* (Qualitätswerte), analog zu

den Zustands-Nutzenwerten zunächst mit 0 initialisiert und anschließend iterativ nach dem *Q-Value Iteration-Algorithmus* entsprechend

$$Q_{k+1}(s, a) \leftarrow \sum_{s'} T(s, a, s') \left[R(s, a, s') + \gamma \cdot \max_{a'} Q_k(s', a') \right] \quad \forall (s, a) \quad (5.12)$$

aktualisiert werden. Der Q-Wert $Q_k(s, a)$ beschreibt dabei den Q-Wert des Zustands-Aktionspaares (s, a) in der k -ten Iteration. Hat man so die optimalen Q-Werte gefunden, kann leicht die optimale Strategie π^* nach

$$\pi^*(s) = \operatorname{argmax}_a Q^*(s, a) \quad (5.13)$$

als jene Strategie gewählt werden, die jedem Zustand genau jene Aktion zuordnet, für die der Q-Wert maximiert wird. Der Agent wählt also in jedem Schritt einfach jenen Zustand mit dem höchsten Q-Wert, da dieser langfristig die höchste Belohnung verspricht.

Bislang wurde von einem vollständig charakterisierten MEP ausgegangen. Üblicherweise sind die Übergangswahrscheinlichkeiten sowie die Belohnung des MEP jedoch nicht bekannt und müssen daher zunächst geschätzt werden. Eine Methode zur Schätzung der unbekanntenen MEP-Parameter stellt das *Temporal Difference Learning* dar [91], bei dem der Agent unter Verwendung einer Erkundungsstrategie den MEP-Raum erkundet und schließlich die Zustands-Nutzenwerte, basierend auf den beobachteten Übergängen sowie erhaltenen Belohnungen, aktualisiert. Der Temporal Difference Learning-Algorithmus lässt sich damit nach [30] als

$$V_{k+1}(s) \leftarrow (1 - \alpha)V_k(s) + \alpha (r + \gamma \cdot V_k(s')) \quad (5.14)$$

beschreiben. Das Symbol α beschreibt dabei die *Lernrate* und r die Belohnung, die der Agent für den Übergang von Zustand s nach s' erhalten hat.

Beim *Q-Learning* geht man ähnlich wie beim Q-Value Iteration-Algorithmus vor, wobei hier die Übergangswahrscheinlichkeiten sowie die Belohnungen zunächst unbekannt sind. Nach dem Q-Learning-Algorithmus werden die Q-Werte geschätzt, indem ein Agent bei seinen Interaktionen mit der Umwelt beobachtet wird. Der Agent kann zunächst beispielsweise

zufällige Aktionen wählen, anhand derer die Q-Werte entsprechend der Beobachtungen aktualisiert werden. Wurden die Q-Werte entsprechend

$$Q(s, a) \leftarrow r + \gamma \cdot \max_{a'} Q(s', a') \quad (5.15)$$

geschätzt, kann leicht die optimale Strategie auf Basis der Q-Werte definiert werden, nach der in einem Zustand s die Aktion mit dem höchsten Q-Wert gewählt wird. Hierbei ist anzumerken, dass die tatsächlich gewählte Strategie unabhängig von der zur Exploration verwendeten Entdeckungsstrategie ist. Q-Learning wird daher auch als *off-policy-Verfahren* bezeichnet.

Wählt man eine rein zufällige Entdeckungsstrategie, so kann davon ausgegangen werden, dass alle Zustände und alle Übergänge ausreichend häufig zur Schätzung der MEP-Parameter besucht werden. Es kann jedoch sehr lange dauern, bis die Schätzungen für alle möglichen Zustände ausreichend gut sind. Eine Alternative besteht darin, Aktionen mit einem hohen Q-Wert häufiger bzw. mit einer höheren Wahrscheinlichkeit zu wählen und so den Lernprozess insgesamt zu beschleunigen. Eine Möglichkeit zur Implementierung einer solchen Entdeckungsstrategie stellt beispielsweise eine *Softmax-Strategie* dar, bei der die Wahrscheinlichkeit, eine Aktion zu wählen vom Nutzen eben jener Aktion abhängt. Die Wahrscheinlichkeit $P(a | s)$ Aktion a im Zustand s zu wählen ist beispielsweise nach [91] durch

$$P(a | s) = \frac{e^{Q(s,a)/T}}{\sum_{\forall i} e^{Q(s,a_i)/T}}, \quad T \in (0, \infty) \quad (5.16)$$

gegeben. Die Wahrscheinlichkeitsverteilung ähnelt dabei einer Boltzmannverteilung, die mittels der Temperatur T parametrisiert werden kann. Bei Wahl von $T \rightarrow \infty$ entspricht (5.16) einer Gleichverteilung und alle Aktionen werden unabhängig von ihrem Nutzen gleichwahrscheinlich gewählt. Wählt man $T \rightarrow 0$, wird stets die Aktion mit dem höchsten Nutzen gewählt und alle anderen ignoriert.

Problemdefinition und Realisierung der Agenten

Basierend auf den Grundlagen kann nun dargelegt werden, wie sich das Verfahren bei der konkreten Problemstellung zur Optimierung der Systemparameter des Kommunikationssystems anwenden lässt. Das Ergebnis des

im letzten Abschnitt vorgestellten Partitionierungsalgorithmus stellt eine im **Zeitbereich** zerlegte Rahmenstruktur mit jeweils ähnlichen spektralen Eigenschaften des Rauschens dar. Die Anzahl der Segmente pro Rahmen bewegt sich dabei im Bereich von 1 bis 122. Das Ziel des Reinforcement Learning ist es nun, für jeden dieser Bereiche jeweils die optimalen Modulationsparameter zu finden. Hierbei steht vor allem die Anpassung im **Frequenzbereich** im Vordergrund.

Konkret wird dabei zunächst die Granularität im Frequenzbereich, d.h. die Anzahl der Subträger des OFDM-Systems bestimmt. Anschließend wird in Abhängigkeit von der jeweiligen Kanalkapazität der Informationsgehalt je Segment in der Zeit-/Frequenzebene, und damit die Anzahl an Bits pro Symbol – d.h. im konkreten Fall die Modulationsart je Träger – bestimmt. Die einzelnen Segmente werden dabei unabhängig voneinander trainiert bzw. gelernt, d.h. jedes Segment hat einen eigenen Speicher für die jeweiligen Aktionen und Q-Werte. Die Unterteilung in unabhängige Lernprobleme liegt darüber hinaus auch im zugrundeliegenden Modell begründet, da sonst die Markov-Eigenschaft beim Übergang zwischen den Segmenten verletzt wäre.³

Unter Berücksichtigung dieses Ansatzes vereinfacht sich die Problemstellung zu einem *Multi-Armed Bandit*-Problem⁴, bei dem es sich bei den einzelnen Zuständen um *Endzustände* handelt und die Belohnung je Aktion nicht von vorherigen Aktionen abhängt. Für jeden Zustand soll entsprechend jene Aktion gefunden werden, die die maximale Belohnung verspricht.

Insgesamt lässt sich das Problem damit folgendermaßen definieren: Jedes Segment innerhalb der Rahmenstruktur stellt jeweils einen eigenen

³Der Übergang von einem Zeitsegment zum nächsten ist rein deterministisch und hätte somit eine Übergangswahrscheinlichkeit von 1 und würde dadurch die Markov-Eigenschaft verletzen.

⁴Der Name hat seinen Ursprung in einem Gedankenexperiment, in dem aus mehreren Spielautomaten (sog. einarmigen Banditen) mit jeweils zuvor unbekannter Erfolgsrate jener Automat gewählt werden soll, der den maximalen Gewinn verspricht. Die Schwierigkeit liegt darin, dass der Automat mit der höchsten Erfolgsrate unbekannt ist, bis eine ausreichend gute Schätzung, basierend auf einer ausreichend großen Stichprobenmenge, getroffen werden kann. Auf dem Weg dahin soll ein möglichst günstiges Gleichgewicht zwischen direkter und zukünftiger Belohnung gefunden werden. Es soll also nicht nur jener Automat mit der bislang höchsten Erfolgsrate gewählt werden, damit evtl. bessere Automaten mit höherer Erfolgsrate nicht unentdeckt bleiben.

Endzustand dar, für den jeweils jene Aktion gefunden werden soll, die die maximale Belohnung verspricht. Entsprechend [127] kommt dabei zur Bestimmung der Modulationsparameter ein zweistufiger Prozess zum Einsatz, bei dem zunächst eine Unterteilung jedes Zeitsegments in Frequenzrichtung stattfindet. Die verschiedenen Aktionen der ersten Stufe stellen hierbei verschiedene Subträgerzahlen dar; die Zustände entsprechen den einzelnen Segmenten. Im zweiten Schritt wird dann jeweils die Modulationsart für jeden Subträger gelernt. Hierbei entsprechen die einzelnen Zustände jeweils einem Segment in der Zeit-/Frequenzebene; die Aktionen entsprechen jeweils verschiedenen Modulationsarten.

Die konkrete Realisierung der Agenten beider Stufen wird im Folgenden näher betrachtet.

Stufe 1: Lernen der Subträgeranzahl

Ziel der ersten Stufe ist das Lernen einer möglichst optimalen Anzahl an Subträgern. Wesentliche Faktoren sind dabei unter anderem der durch die Anzahl der Subträger bestimmte Subträgerabstand, der möglichst kleiner als die Kohärenzbandbreite des Kanals sein sollte, um Verzerrungen zu vermeiden. Weiter sollte die Symboldauer, die ebenfalls von der Anzahl der Subträger abhängt, kleiner als die Kohärenzzeit des Kanals sein. Das Schutzintervall hingegen sollte möglichst größer als die Länge der Impulsantwort des Kanals sein, um Intersymbolinterferenz zu vermeiden. Zur Vereinfachung wird das Schutzintervall im Folgenden auf ein Viertel der Nutzsymboldauer festgelegt um ISI auch für eine geringe Symboldauer zu vermeiden. Weiterhin gilt nach [71] dass ein Mehrträgerverfahren mit zunehmender Anzahl an Subkanälen sowie zunehmender Varianz der einzelnen Störabstände mehr Bitfehler als ein vergleichbares Einträgerverfahren bei gleichem Störabstand verursacht.⁵ Die hier genannten Faktoren sind wichtig zum Verständnis der zugrundeliegenden Problemstellung sowie zur Wahl einer geeigneten Belohnungsfunktion. Zu beachten ist auch, dass das hier vorgestellte Verfahren unabhängig von der zugrundeliegenden Modellierung ist. Es wird lediglich durch *Experimentieren* gelernt, welche Aktion – also welche Subträgeranzahl – unter den jeweils

⁵Aufgrund der vielfältigen Adaptionsmöglichkeiten sind Mehrträgerverfahren hier dennoch überlegen, wie eingangs bereits dargelegt wurde.

vorherrschenden Bedingungen die besten Ergebnisse im Sinne der Belohnungsfunktion liefert.

Die **7 möglichen Aktionen** der ersten Stufe bestehen jeweils in der Auswahl einer der Subträgerzahlen 64, 128, 256, 512, 1024, 2048 und 4096. Sie lassen sich problemlos auf weitere Optionen erweitern. Als Modulationsverfahren kommt zunächst für jeden Subträger BPSK zum Einsatz. Die konkrete Wahl spielt hierbei nur eine untergeordnete Rolle, da die verschiedenen Aktionen relativ zueinander bewertet werden und die eigentlichen Modulationsarten je Subträger in der zweiten Stufe gelernt werden. Die Q-Werte für die Aktion a werden entsprechend

$$Q_{k+1}(s, a) = (1 - \alpha) \cdot Q_k(s, a) + \alpha \cdot R \quad (5.17)$$

berechnet. Die jeweilige Aktion wird – wie weiter oben gezeigt wurde – entsprechend eines Softmax-Algorithmus nach (5.16) mit $\alpha = 0,1$ und $T = 1$ gewählt.

Wie im vorherigen Abschnitt geschildert, ist die Wahl einer geeigneten Belohnungsfunktion essenziell wichtig für das gesamte Verfahren. Sie sollte unmittelbar auf das Ziel und nicht auf Zwischenziele abgestimmt sein. Die Grundidee besteht darin, korrekt übertragene Information, d.h. eine geringe Bitfehlerrate, zu belohnen. Der Durchsatz spielt hier nur eine untergeordnete Rolle, da dieser nicht direkt von der Subträgerzahl abhängt. Die Bitfehlerrate hingegen hängt unter anderem von der Subträgeranzahl ab. So führt eine zu geringe Anzahl an Subträgern beispielsweise zu Interferenz aufgrund der geringen Symboldauer sowie des damit verbundenen kurzen Schutzintervalls. Bei einer zu hohen Trägeranzahl hingegen, treten die oben beschriebenen negativen Effekte ein, wodurch die Bitfehlerrate ebenfalls ansteigt. Auch wird die Symboldauer mitunter zu lang, so dass sich die Kanaleigenschaften über die Dauer eines Symbols evtl. signifikant ändern. Weiterhin steigt der Implementierungsaufwand mit steigender Subträgerzahl. Neben dem Ziel einer möglichst geringen Bitfehlerrate sollte daher auch eine geringere Anzahl an Subträgern belohnt werden. Beides lässt sich mit Hilfe der Belohnungsfunktion

$$R_1 = k \cdot \frac{(1 - \text{BER})}{\log_2 N} \quad (5.18)$$

realisieren. Die Gewichtung der beiden Einzelziele kann mit Hilfe des Parameters k eingestellt werden, der standardmäßig mit einem Wert von

10 initialisiert wird. Die Bitfehlerrate ist mit BER bezeichnet, N bezeichnet die Anzahl der Subträger.

Konkret lässt sich der Ablauf je Segment in Stufe 1 folgendermaßen zusammenfassen: Zunächst wird mittels des Softmax-Algorithmus eine Aktion und damit eine Anzahl an Subträgern für den aktuellen Durchlauf festgelegt. Anschließend werden im jeweiligen Segment entsprechend dem Verhältnis der Dauer eines OFDM-Symbols und der Segmentdauer n OFDM-Symbole mit der gewählten Subträgeranzahl übertragen. Die Daten sind hierbei ähnlich wie bei einem Pilotsymbol sowohl dem Sender als auch dem Empfänger bekannt und können beispielsweise einer Pseudozufallsfolge entsprechen. Im Empfänger wird anschließend die Bitfehlerrate über alle OFDM-Symbole des jeweiligen Segments und basierend darauf die Belohnung für den aktuellen Durchgang nach (5.18) berechnet. Mit Hilfe der Belohnung wird anschließend entsprechend (5.17) der Q-Wert für die entsprechende Aktion in der Tabelle aktualisiert. In der nächsten Iteration wird das Vorgehen entsprechend von Beginn an wiederholt, jedoch mit aktualisierter Q-Wert-Tabelle. Idealerweise konvergieren die Q-Werte gegen die tatsächlichen Werte, so dass die Lernphase nach x Iterationen (x parametrierbar) abgebrochen und für jedes Segment jeweils die Aktion (also die Subträgerzahl) mit maximalem Q-Wert festgesetzt wird. Die optimale Subträgerzahl im Sinne der Belohnungsfunktion (5.18) wurde damit gelernt.

Stufe 2: Lernen der Modulationsart je Subträger

Auch in der zweiten Stufe lässt sich das Lernsystem als Multi-Armed Bandit-Problem modellieren und damit in N unabhängige Endzustände (1 Endzustand je Subträger) unterteilen, deren Aktionsraum jeweils aus den verfügbaren Modulationsarten besteht.

Die Grundidee der zweiten Stufe besteht darin, den Durchsatz **korrekter** Daten zu belohnen, wobei eine bestimmte Schwelle der Bitfehlerrate nicht überschritten werden soll. Dies ist beispielsweise für die Auswahl und Parametrierung der *Vorwärtsfehlerkorrektur* (engl. *Forward Error Correction*, FEC) von Bedeutung. Ein weiterer Grund zur Festlegung eines BER-Schwellwerts ist die Tatsache, dass die Menge an korrekt übertragenen Bits immer in Relation zur BER betrachtet werden muss. Für den

Empfang komplett zufälliger Daten ergibt sich eine BER von 0,5. Für diesen Fall würde ein höherer Durchsatz stets auch in einer höheren Anzahl „korrekt übertragener“ Bits resultieren. Die *Transinformation* würde in dem Fall jedoch 0 betragen und somit keinen Mehrwert gegenüber einem reinen Zufallsgenerator bieten. Ziel ist es also, die Transinformation unter Einhaltung einer bestimmten BER-Schwelle zu maximieren. In diesem Kontext ist auch die *Shannon-Grenze* zu erwähnen, die angibt bis zu welcher Datenrate sich Information über einen Kommunikationskanal mit gegebener Bandbreite und gegebenem Signal-zu-Rausch-Verhältnis theoretisch fehlerfrei übertragen lässt. Sie liegt genau beim Maximum der Transinformation.

Auch in der zweiten Stufe entscheidet die Wahl einer geeigneten Belohnungsfunktion maßgeblich über Erfolg und Misserfolg des Verfahrens. Entsprechend den vorhergehenden Überlegungen soll die Menge an korrekt übertragenen Bits unter Einhaltung einer bestimmten BER-Schwelle optimiert werden. Die BER wird hierbei in jedem Durchlauf zunächst pro Subträger bestimmt, wobei einzelne Subträger auch ungenutzt bleiben können. Um zu verhindern, dass sich ein ungenutzter Träger negativ auf die Gesamtbelohnung auswirkt erhält dieser eine Belohnung von 0. Subträgern, deren BER über der definierten Schwelle BER_{\max} liegt, wird eine negative Belohnung, also eine Art Bestrafung/Bedauern, zugewiesen. Liegt die BER unterhalb der BER-Schwelle, fällt die Belohnung entsprechend positiv aus. Die Stärke der Belohnung/Bestrafung soll proportional zur Anzahl der korrekt übertragenen Bits sein. Für den (positiven) Belohnungsfall leuchtet dies direkt ein: Je mehr Information unter Einhaltung der BER-Schwelle übertragen wird, desto besser. Aber auch für den Fall einer negativen Belohnung bzw. Bestrafung erweist sich dieses Vorgehen als sinnvoll, denn in der Regel lässt sich durch die Wahl eines robusteren Modulationsverfahrens – und damit indirekt auch mehr Energie je Bit – ein besseres SNR und damit eine geringere BER erreichen. Je höher der Modulationsindex – und damit auch die Zahl korrekt wie inkorrekt übertragener Bits ist, desto geringer die Energie je Bit und damit das SNR – bei sonst gleichbleibenden Bedingungen. Es ist daher auch vorteilhaft, einzelne Subträger im Falle eines komplett gestörten Subkanals unbelegt zu lassen und nicht zur Übertragung zu nutzen, da so ein Ansteigen der Gesamtbitfehlerrate verhindert werden kann.

Die zuvor getroffenen Überlegungen lassen sich in der Belohnungsfunktion

$$R_{2,i} = \begin{cases} \text{sign} \left(1 - \frac{\text{BER}_i}{\text{BER}_{\max}} \right) \cdot (1 - \text{BER}_i) \cdot \log_2 M_i, & M_i \geq 2 \\ 0, & \text{sonst.} \end{cases} \quad (5.19)$$

des i -ten Subträgers zusammenfassen. BER_{\max} bezeichnet dabei die parametrierbare BER-Schwelle, BER_i die Bitfehlerrate des i -ten Unterkanals und M_i die Kardinalität der Symbolmenge. $\log_2 M_i$ entspricht damit der Anzahl an Bits pro Symbol. Sofern BER_i größer als BER_{\max} ist, ergibt sich ein Verhältnis > 1 und damit aufgrund der Vorzeichenfunktion sign ein negatives Vorzeichen, d.h. eine Bestrafung. Im umgekehrten Fall ergibt sich stets ein positives Vorzeichen und damit eine Belohnung. Der Term $(1 - \text{BER}_i) \cdot \log_2 M_i$ gibt die Anzahl korrekt übertragener Bits an.

Die Belohnung je Durchlauf ergibt sich durch Summation über alle Subträger:

$$R_2 = \sum_i R_{2,i}. \quad (5.20)$$

Der Ablauf der zweiten Stufe gestaltet sich damit analog zur ersten Stufe: Zunächst wird für jeden Subträger mittels des Softmax-Algorithmus eine Aktion, also eine Modulationsart bzw. Belegung gewählt. Anschließend wird auf jeden Subträger eine vorab bekannte Sequenz von Daten jeweils mit der gewählten Modulationsart aufmoduliert und übertragen. Im Empfänger wird anschließend die Bitfehlerrate und basierend darauf zunächst die Belohnung je Subträger und schließlich die Gesamtbelohnung des Durchgangs berechnet. Die berechneten Werte werden zur Aktualisierung der Q-Wert-Tabelle genutzt. Der Vorgang wird insgesamt wieder x mal (x parametrierbar) wiederholt, bevor die Q-Werte festgeschrieben und je Subträger jene Aktion (hier also die Modulationsart) mit maximalem Q-Wert ausgewählt wird.

Das Design als zweistufiger Prozess hat aus Implementierungssicht zudem den Vorteil, dass der Speicherbedarf relativ gering ist, weil der Aktionsraum aus der Summe an Subträgerzahloptionen und dem Produkt aus Modulationsoptionen je Subträger und Anzahl an Subträgern relativ klein

ist, wodurch die Explorationsphase relativ schnell konvergiert und brauchbare Werte liefert. Würde man alle Optionen in einem Durchgang lernen wollen, so wäre der mögliche Aktionsraum um ein Vielfaches größer – d.h. die Summe über alle Subträgerzahloptionen multipliziert mit der Anzahl an Modulationsoptionen je Subträger – und die Explorationsphase würde entsprechend länger dauern, um ähnlich gute Schätzungen zu erhalten. Weiter ermöglicht das vorgestellte Verfahren eine direkte Schätzung der Q-Werte, ohne dass komplexere Verfahren wie beispielsweise *Deep Q Learning* (DQN) eingesetzt werden müssen.

5.2.3 Weitere Aspekte zur Realisierung selbstadaptierender PLC-Systeme

Das hier vorgestellte Verfahren ist zur Eingrenzung der Problemstellung zunächst auf den Teilaspekt des Modulationsverfahrens beschränkt, welcher als Kernkomponente eines Kommunikationssystems maßgeblich von den vorherrschenden Kanalbedingungen beeinflusst wird. Ferner ist es aber auch möglich, höhere Schichten und weitere Module, wie beispielsweise die Kanalkodierung, mit zu berücksichtigen, indem beispielsweise der Aktionsraum der zweiten Stufe des Reinforcement Learning um weitere Optionen mit verschiedenen Kanalkodierungsverfahren erweitert wird. Auf diese Weise ließe sich die Performanz verschieden starker Kodierungsverfahren bzw. verschiedener Kombinationen aus Block- und Faltungskodes unter real vorherrschenden Bedingungen lernen und damit eine noch bessere Qualität des Gesamtsystems erzielen.

Unter Berücksichtigung von EMV- und Koexistenzaspekten können Verfahren wie *Smart Notching*, bei dem einzelne Bereiche des Spektrums unterdrückt werden, ebenfalls in das System integriert werden und so vorhandene Primärnutzer wie zum Beispiel Rundfunk- oder Amateurfunkdienste in erweiterten Bändern schützen. So wird maschinelles Lernen über die hier vorgestellten Verfahren beispielsweise auch heute schon in Cognitive Radio-Anwendungen zur Detektion von Primärnutzern verwendet und ermöglicht so die Nutzung verschiedener Spektralbereiche durch mehrere Funkdienste [70].

Ein weiterer wichtiger Aspekt für das vorgestellte Verfahren ist die Verfügbarkeit eines robusten Signalisierungskanals, über den Sender und

Empfänger sich im Rahmen des Lernvorgangs beispielsweise synchronisieren oder auch Informationen, beispielsweise über das zu verwendende Verfahren, austauschen können. Da der Signalisierungsaufwand insgesamt sehr gering ausfällt, kann hierfür ein robustes Verfahren mit hoher Redundanz, beispielsweise ein OFDM-System mit wenigen dutzend Subträgern, BPSK-Modulation und starker Kanalcodierung sowie paralleler Übertragung auf vielen Subträgern eingesetzt werden. Denkbar sind auch noch einfachere Verfahren und/oder die Beschränkung auf für Powerline-Kommunikation reservierte Frequenzbereiche.

Eine häufig wiederkehrende Herausforderung für maschinelle Lernsysteme stellt die *Generalisierung*, d.h. das Ableiten allgemeingültiger Regeln aus Beispielen, dar. Beim vorgestellten Verfahren kann dies beispielsweise auf die „Gültigkeitsdauer“ der gefundenen Parameter bezogen werden. Bezogen auf das Kurzzeitverhalten wurde das Verfahren entsprechend durch die zeitliche Segmentierung angepasst. Offen bleibt hingegen die Frage, ob die Parameter, die im Rahmen einer vergleichsweise kurzen Lernphase ermittelt werden, über lange Zeiträume wie Stunden oder Tage Gültigkeit haben. In diesem Zusammenhang ist auch der Aspekt des *Transfer Learning* von besonderem Interesse. Dabei wird ein zuvor trainiertes Modell auf eine neue Problemstellung angewandt. Im konkreten Fall ließe sich beispielsweise ein Kommunikationssystem in einer Simulationsumgebung vorab trainieren und dann am konkreten Einsatzort final anpassen. Die Idee dahinter ist, dass fundamentale Eigenschaften wie beispielsweise die Tiefpasscharakteristik des Kanals bereits inhärent im initialen Modell berücksichtigt sind und damit idealerweise eine schnellere Konvergenz des Lernvorgangs erzielt werden kann.

Neben dem hier vorgestellten Verfahren, welches eine Kombination aus bewährtem Modulationsverfahren (OFDM) und maschinellem Lernen (Reinforcement Learning) darstellt, gibt es auch andere Ansätze, bei denen kein konventionelles Modulationsverfahren zum Einsatz kommt. Ein Vertreter stellt beispielsweise das Verfahren nach [62] dar, bei dem kein klassisches Modulationsverfahren mit starren Symbolen im Konstellationsdiagramm verwendet wird, sondern eine optimale Verteilung der Symbole im Konstellationsdiagramm für einen gegebenen Kanaleinfluss gelernt wird. Ein weiterer, häufig gewählter Ansatz in diesem Kontext stellt das

Auto-Encoder-Verfahren beispielsweise nach [37, 44, 63] dar, bei dem mitunter die gesamte Kommunikationsstrecke zwischen Datenquelle und -senke als ML-System betrachtet wird. Sendeseitig wird hierbei ein *Encoder* eingesetzt, der die Daten am Eingang mittels eines neuronalen Netzes verarbeitet, bevor diese auf den Kanal aufgeprägt werden. Empfangsseitig übernimmt ein *Decoder* die reziproke Funktion und überführt die durch den Kanal beeinflussten Signale in einen Datenstrom. Bemerkenswert ist hierbei der Freiheitsgrad, der sich für das Lernsystems aufgrund fehlender Rahmenbedingungen, beispielsweise durch Vorgabe konventioneller Verfahren, bietet. Kombiniert mit Ansätzen des Reinforcement Learning lassen sich beispielsweise über die geeignete Wahl der Belohnungsfunktion auch Parameter wie Sendeleistung je Frequenzbereich, Latenz, Energieverbrauch etc. im Rahmen des Lernprozesses mit berücksichtigen. Auf der anderen Seite hingegen stehen den zuvor genannten Vorteilen eine mitunter höhere Komplexität, ein mitunter erhöhter Ressourcenbedarf sowie evtl. erschwerte Konformitätserklärungen aufgrund des mangelnden Einblicks in die innere Funktionsweise des Kommunikationssystems entgegen – sofern nicht weitere Maßnahmen getroffen werden.

Insgesamt ist die Anwendung von Verfahren des maschinellen Lernens – wie eingangs erwähnt – Gegenstand der aktuellen Forschung. Zu beachten ist dabei, dass gerade im Bereich der Nachrichtentechnik für viele Probleme bereits die optimale Lösung im mathematischen Sinne bekannt ist. In diesen Fällen werden ML-Verfahren keine oder nur indirekt bessere Qualität, beispielsweise durch effizientere Implementierungsmöglichkeiten und reduzierte Komplexität, bieten. In vielen Bereichen jedoch zeigen die Forschungsergebnisse der vergangenen Jahre teils signifikante Verbesserungsmöglichkeiten und insgesamt interessante Perspektiven für die Anwendung von ML-Verfahren im Bereich der Nachrichten- und Kommunikationstechnik [2, 37, 44, 64, 88, 94].

In diesem Abschnitt wurde die Anwendung von maschinellem Lernen zur selbstadaptiven Anpassung der Systemparameter eines OFDM-basierten PLC-Systems vorgestellt. Im nachfolgenden Abschnitt werden die damit erzielbaren Ergebnisse für typische PLC-Umgebungen dargestellt.

5.3 Evaluation des selbstlernenden Übertragungsverfahrens

Nachdem im vorhergehenden Abschnitt die Lernverfahren des selbstadaptierenden Übertragungsverfahrens näher vorgestellt wurden, werden in diesem Abschnitt die damit erzielbaren Ergebnisse unter realistischen Kanalbedingungen evaluiert. In diesem Kontext wird auch die Leistungsfähigkeit des vorgestellten Verfahrens in Relation zu bestehenden Verfahren gesetzt und bewertet.

Dazu werden im Folgenden die Erkenntnisse der vorhergehenden Kapitel kombiniert: Das Übertragungssystem selbst wurde wie auch die Simulationsumgebung vollständig als SDR-System konzipiert. Dies ermöglicht ein hohes Maß an Flexibilität sowie eine realitätsnahe Evaluation, da das System so tatsächlich auch real in Betrieb genommen werden kann. Die Abstraktionstiefe ist dabei nicht zuletzt aufgrund der Verwendung von Referenzmodellen aus Kapitel 3 sowie Aufzeichnungen realer Störscenarien aus Kapitel 4 relativ gering.

Der folgende Abschnitt ist in zwei Teile unterteilt: Im ersten Teil wird der Aufbau des Gesamtsystems samt der eigens dafür entwickelten, SDR-basierten Simulationsumgebung vorgestellt. Im zweiten Teil werden dann die damit erzielten Ergebnisse näher betrachtet und diskutiert.

5.3.1 Systemübersicht

Die einzelnen Verfahren des maschinellen Lernens sowie das OFDM-Mehrträgerverfahren wurden in den vorherigen Abschnitten vorgestellt. Hier wird nun der Verbund der Verfahren in einem Gesamtsystem skizziert. Es werden dabei ausschließlich Einzelstrecken betrachtet. Aufgrund der Asymmetrie des Kanals – wie in den vorherigen beiden Kapiteln gezeigt – stellt dies keine Beschränkung der Allgemeinheit dar.

Abbildung 5.1 zeigt die Systemübersicht der ersten Stufe zur Partitionierung der Rahmenstruktur. Die Simulationsumgebung besteht hierbei aus einem Referenzkanal sowie einer einfachen Nachbildung eines SDR-Empfängers. Der Referenzkanal ist dabei als Rauschquelle realisiert, die

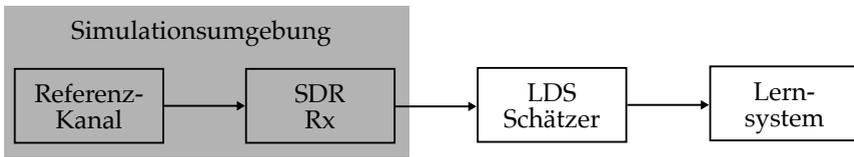


Abbildung 5.1 Systemübersicht zur Partitionierung der Rahmenstruktur

entweder zuvor aufgezeichnete Rauschsignale wiedergeben oder auch – wie im folgenden Abschnitt beschrieben – verschiedene Rauschsignale synthetisch erzeugen kann. Die simulierte SDR-Empfangsstufe kann beispielsweise durch eine einfache Ratenumsetzung und/oder durch einen IQ-Modulator realisiert sein. Hier wäre grundsätzlich auch die Modellierung verschiedener SDR-Typen denkbar. Im einfachsten Fall, d.h. wenn das Rauschsignal bereits in der gewünschten und geeigneten Form vorliegt, kopiert die Empfangsstufe das Eingangssignal direkt an den Ausgang.

Der Ausgang der Simulationsumgebung ist direkt mit dem Lernsystem nach Kapitel 5.2.1 verbunden. Wie dargestellt erfolgt hier zunächst die Schätzung des Leistungsdichtespektrums, welches wiederum die Eingangsdaten für das ebenfalls in 5.2.1 vorgestellte Lernverfahren bildet.

Abbildung 5.2 zeigt den Systemaufbau der zweiten Stufe zur Bestimmung der Modulationsparameter. Auch hier wurden die wesentlichen Komponenten bereits vorgestellt. Im Zentrum befindet sich das in Abschnitt 5.2.2 vorgestellte Lernsystem. Ihm ist der Sendedatenvektor \mathbf{b} bekannt. Zusammen mit dem Empfangsdatenvektor $\hat{\mathbf{b}}$ kann das Lernsystem die Bitfehlerrate bestimmen. Wie in Abschnitt 5.2.2 gezeigt, werden im Rahmen des Lernens der Modulationsparameter verschiedene Formen der Rahmenstruktur „getestet“. Entsprechend wird die vom Lernsystem vorgegebene Rahmenstruktur für eine Netzhalbperiode an den OFDM-Modulations- bzw. Demodulationsblock weitergegeben. Der Block zur OFDM-Modulation erhält den Eingangsdatenstrom von der Datenquelle. Vom Lernsystem erhält er mit der Rahmenstruktur die Information, wie viele Subträger in welchem Netzsegment zu verwenden sind und welche Modulationsart auf einem Subträger zum Einsatz kommen soll. Schließlich wird jedem OFDM-Symbol noch ein zyklischer Präfix mit der Länge eines Viertels des Nutzsymbols hinzugefügt. Das OFDM-

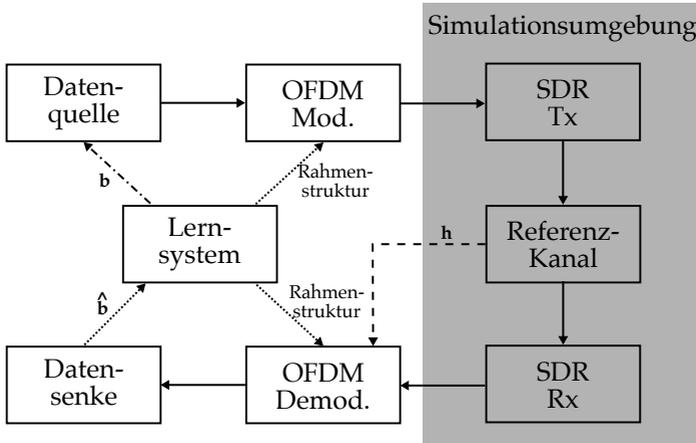


Abbildung 5.2 Systemübersicht zur selbstadaptiven Anpassung der Modulationsparameter

Übertragungsverfahren verwendet dabei eine Systembandbreite von 10 MHz, wobei die Träger unterhalb von 150 kHz ausgeklammert werden.

Am Ausgang des OFDM-Modulators stehen komplexwertige I/Q-Abtastwerte zur Verfügung, die an die Sendestufe des simulierten SDRs übergeben werden. Diese besteht im einfachsten Fall aus einem Quadraturmischer, der das Sendesignal vom Basisband in die Bandpasslage überführt. Grundsätzlich könnten auch hier weitere Aspekte der Sendehardware modelliert werden. Das Bandpasssignal wird anschließend dem Referenzkanalblock zugeführt, welcher zum einen die Übertragungseigenschaften entsprechend der Ausführung in Kapitel 3 nachbildet und zum anderen dem modifizierten Nutzsignal noch ein Rauschsignal aufprägt. Das so entstandene Empfangssignal wird anschließend der Empfangsstufe des Empfänger-SDRs übergeben, welche reziprok zum Sende-SDR im einfachsten Fall ebenfalls als Quadraturmischer realisiert ist. Das komplexe Basisbandsignal erreicht anschließend die OFDM-Demodulation, wo zunächst der zyklische Präfix wieder entfernt und wo anschließend, entsprechend der übergebenen Rahmenstruktur, die Ausgangsdaten demoduliert werden. Der Empfangsvektor \hat{b} wird abschließend von der Daten Senke an das Lernsystem übergeben und der Kreis schließt sich.

Da der Fokus im Rahmen der Arbeit auf selbstlernenden Verfahren liegt, wurden zudem folgende Annahmen getroffen: Wie in Abbildung 5.2 angedeutet, wird der Kanaleinfluss ideal entzerrt, indem dem OFDM-Demodulator die exakte Kanalimpulsantwort des Referenzkanals vorliegt. Weiter werden keine Synchronisationsfehler und damit auch keine Synchronisationsverfahren zwischen Sender und Empfänger berücksichtigt. Für die Verbindungen des Lernsystems mit den Modulen, bzw. zwischen Sender und Empfänger, wird von einem idealen Signalisierungskanal ausgegangen. Wie im vorherigen Abschnitt erläutert, kann der Signalisierungskanal beispielsweise durch hohe Redundanz bei robusten Verfahren realisiert werden, da der Datendurchsatz vergleichsweise gering ist.

SDR-basierte Simulationsumgebung

Wie bereits erwähnt, wurde die Simulationsumgebung in GNU Radio realisiert [113, 114, 118]. Sie ist in folgenden Arbeiten näher beschrieben: [121] beschäftigt sich mit der SDR-basierten Messung der Übertragungseigenschaften, [125] mit der GNU Radio-basierten Nachbildung der Übertragungseigenschaften von PLC-Netzen, [126] mit der Modellierung und Berechnung der Kanalimpulsantwort(en) in PLC-Netzen, [122] mit der Modellierung und Erzeugung von künstlichen Rauschsignalen sowie [124] mit der SDR- und FPGA-basierten Emulation von PLC-Kanälen.

Die Simulation der Übertragungseigenschaften einzelner Punkt-zu-Punkt-Verbindungen erfolgt entsprechend [125] als LPTV-System. Die einzelnen Kanalfilter je Segment sind dabei aus Gründen der Effizienz als FFT-Filter implementiert. Die Übertragungsfunktion selbst kann dabei entweder aus einer vorhanden Messung nach [121] übernommen, aus den vorgefertigten OPERA-Referenzkanälen nach [5] ausgewählt, aus einer Bottom-Up Netzsimulation nach [126] – wie in Abschnitt 3.2.1 gezeigt – importiert oder über direkte Wahl der Filterkoeffizienten bestimmt werden.

Das Störszenario kann ebenfalls auf unterschiedliche Arten abgebildet werden:

Eine Möglichkeit besteht darin, zuvor aufgezeichnete Rauschsignale zum Zeitpunkt der Simulation in Echtzeit wiederzugeben und zudem

durch die abgebildeten Übertragungseigenschaften modifizierten Nutzsignal hinzuzuaddieren. Diese Methode bietet – je nach Wahl des Störszenarios – eine sehr geringe Abstraktionstiefe, erfordert keine weitere Kenntnis über die zugrundeliegenden Prozesse der Störsignale und eignet sich allgemein sehr gut zur Bewertung unter realitätsnahen Bedingungen. Aufgrund der Reproduzierbarkeit eignet sich diese Methode auch sehr gut zur Fehleranalyse.

Die zweite Möglichkeit besteht im modellbasierten Ansatz nach [122], bei dem die verschiedenen Störerarten nach Abschnitt 4.1 einzeln simuliert und auch einzeln parametrierbar werden können. Diese Methode eignet sich aufgrund der sehr guten Parametrierbarkeit besonders gut zur Untersuchung der Effekte einzelner Störaspekte auf die Kommunikationsqualität. Es lassen sich zudem verschiedenste Kanaleigenschaften von sehr guten bis hin zu extrem gestörten Kanälen sowie künstlich erzeugte Grenzfälle simulieren. Das Verfahren lässt sich darüber hinaus ideal in einen iterativen Entwicklungsprozess integrieren. So lässt sich die Abstraktionstiefe der Rauschsimulation mit dem Fortschritt der Entwicklung anpassen, indem das Störszenario beispielsweise ausgehend von einem einfachen AWGN-Szenario immer mehr an Komplexität gewinnt und sich damit immer weiter der Realität annähert.

Die Abtastrate der Simulation kann frei gewählt werden und muss entsprechend dem Nyquist-Shannonschen Abtasttheorem mindestens dem Doppelten der Systembandbreite bzw. mindestens dem Doppelten der höchsten, im Bandpassbereich vorkommenden, Frequenz entsprechen. Das Signal-zu-Rauschverhältnis kann sowohl durch die Wahl der fiktiven Sendeleistung des sendenden SDRs als auch durch eine Skalierung des Rauschsignals bzw. der Übertragungsfunktion eingestellt werden.

Abschließend sei noch die Möglichkeit zur Emulation von PLC-Kanälen nach [124] erwähnt. Aufgrund der SDR-Basis lässt sich die Simulationsumgebung durch Verwendung eines SDRs leicht auch in eine Emulation überführen, indem die Übertragungseigenschaften beispielsweise zur Wahrung einer geringen Latenz auf einem FPGA nachgebildet werden, während das Störsignal weiterhin in Software erzeugt und vor der D/A-Wandlung dem modifizierten Nutzsignal aufgeprägt werden kann.

Verwendete Musterszenarien

Zum Zweck der Evaluation wird das selbstlernende Mehrträger-Übertragungsverfahren möglichst unter realistischen, reproduzierbaren Bedingungen getestet. Die ausgewählten Musterszenarien sollen dabei möglichst repräsentative Bedingungen verschiedener Umgebungen berücksichtigen. Die Reproduzierbarkeit ist insbesondere für den Vergleich der Leistungsfähigkeit des selbstlernenden Systems mit konventionellen Systemen wichtig. Wie zuvor bereits erwähnt, werden zur Evaluation des selbstlernenden Systems ohne Beschränkung der Allgemeinheit nur unidirektionale Einzelstrecken betrachtet, da in realen Systemen aufgrund der in Kapitel 4 vorgestellten hohen Variabilität und Ortsabhängigkeit ohnehin jede Kommunikationsstrecke einzeln optimiert werden muss.

Für die Übertragungsfunktion der Musterszenarien wurden die Referenzkanäle nach [5] verwendet. Um verschiedene Qualitätsstufen abzudecken, wurden die folgenden Referenzkanäle verwendet:

- **Referenzkanal 1 (150 m, gut):** Hier handelt es sich um einen sehr guten Kanal mit vergleichsweise geringer Dämpfung, der Tiefpasscharakter ist gut erkennbar.
- **Referenzkanal 2 (150 m, mittel):** Hier ist der Tiefpasscharakter bereits sehr stark ausgeprägt, es liegen zudem zwei tiefe Frequenzeinbrüche vor.
- **Referenzkanal 4 (250 m, gut):** Dieser Kanal zeigt deutliche Effekte der Mehrwegeausbreitung mit mehreren, tiefen Einbrüchen über der Frequenz. Zudem ist der Dynamikbereich mit ca. 60 dB relativ groß.
- **Referenzkanal 7 (350 m, mittel):** Bei Kanal 7 handelt es sich ebenfalls um einen schlechten Kanal mit zwei Frequenzeinbrüchen. Der hohe Frequenzbereich ist hier insgesamt stark gedämpft.
- **Referenzkanal 9 (theoretisch):** Hierbei handelt es sich um einen typischen Kanal mit einem tiefen Frequenzeinbruch und einer insgesamt deutlich ausgeprägten Dynamik über dem Frequenzbereich.

Insgesamt sind damit verschiedene Klassen und Längen vertreten. Der Verlauf der einzelnen Übertragungsfunktionen ist im folgenden Abschnitt zudem an den jeweiligen Stellen zur einfacheren Einordnung und Interpretation skizziert.

Auch die Störszenarien werden möglichst realistisch abgebildet. Die folgenden Ergebnisse wurden daher mit den in Kapitel 4 diskutierten Aufzeichnungen erzielt. Hierbei wurden aufgrund der hohen Variabilität sowohl Aufzeichnungen von verschiedenen Standorte als auch zu unterschiedlichen Uhrzeiten verwendet, um die in Kapitel 4 betrachteten Unterschiede explizit auch hinsichtlich des selbstlernenden Systems zu bewerten.

Im Folgenden wird bei den vorgestellten Ergebnissen die jeweils verwendete Aufzeichnung des Störsignals sowie auch der jeweils verwendete Referenzkanal angegeben.

5.3.2 Ergebnisse

In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse des selbstlernenden Übertragungsverfahrens für die im vorherigen Abschnitt dargestellten Kanalbedingungen vorgestellt. Dabei wird zunächst auf die Partitionierung der Rahmenstruktur und anschließend auf die Adaption der Modulationsparameter eingegangen. Hierbei wird weiter unterschieden nach der Adaption an die Übertragungsfunktion, der Adaption an das Störszenario sowie im dritten Schritt schließlich der Adaption an den Gesamtkanal. Abschließend wird die Leistungsfähigkeit des selbstlernenden Systems mit der Leistungsfähigkeit eines vergleichbaren statischen Systems verglichen, um so eine Einschätzung über eventuell erzielbare Vorteile mit Hilfe des neuen Verfahrens gewinnen zu können.

Partitionierung der Rahmenstruktur

Im folgenden Abschnitt wird zunächst das Ergebnis der Partitionierung der Rahmenstruktur nach Abschnitt 5.2.1 für verschiedene Störszenarien aus Kapitel 4 vorgestellt. Dabei werden nach der detaillierten Vorstellung des Ergebnisses zu einer einzelnen Aufzeichnung des Rauschsignals zudem noch Aufzeichnungen von Rauschsignalen zu verschiedenen Zeiten

sowie auch an verschiedenen Orten betrachtet.

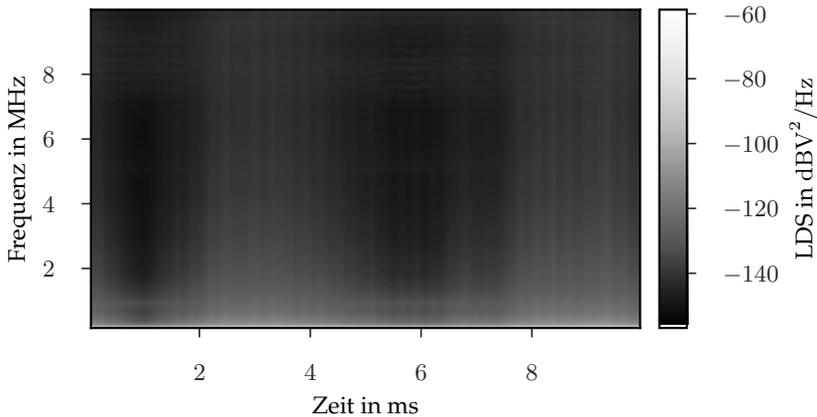


Abbildung 5.3 Mittleres Störleistungsdichtespektrum zur Aufzeichnung des Rauschsignals vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C

Abbildung 5.3 zeigt das mittlere Störleistungsdichtespektrum der Aufzeichnung vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C. Die Abhängigkeit der Störleistung sowohl von der Zeit als auch von der Frequenz ist deutlich zu erkennen. Bereits hier lassen sich Bereiche mit ähnlichen spektralen Eigenschaften erkennen, beispielsweise der Bereich relativ hoher Störleistung bei etwa 2 bis 4 ms sowie der Bereich bei etwa 8 bis 10 ms. Die Bereiche um 1 ms sowie der Bereich um etwa 5 bis etwa 6 ms zeigen hingegen ein deutlich geringere Störleistung vor allem im mittleren bis hohen Frequenzbereich. Im Folgenden wird die Partitionierung der Rahmenstruktur für die in Abbildung 5.3 dargestellte Aufzeichnung näher betrachtet.

In Abbildung 5.4 ist jeweils der Korrelationskoeffizient zwischen den 61 verschiedenen zeitlich getrennten Segmenten abgebildet. Hierzu wurde für alle Kombinationen der 61 einzelnen mittleren Leistungsdichtespektren mit jeweils 4096 Frequenzpunkten über einer Netzhalbperiode aus Abbildung 5.3 der Korrelationskoeffizient gebildet und die so entstehende symmetrische Matrix entsprechend abgebildet. Die Intensität bzw. der

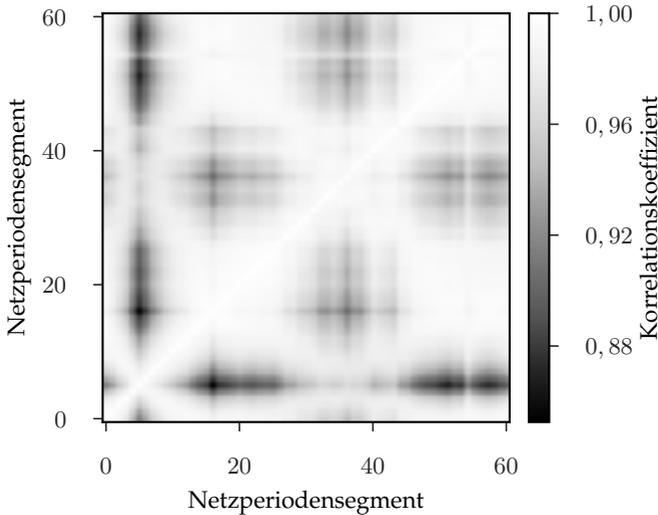


Abbildung 5.4 Korrelationskoeffizienten der mittleren Leistungsdichtespektren über eine halbe Netzperiode für Messstation C, 7. Dezember 2016, 16:30 Uhr

Helligkeitswert gibt dabei den Wert des Korrelationskoeffizienten und damit die Ähnlichkeit der Leistungsdichtespektren der jeweiligen Segmente wieder. Man erkennt deutlich die spektrale Ähnlichkeit der Segmente um Netzperiodensegment 20 und um Netzperiodensegment 50 herum. Dies deckt sich mit der Beobachtung in Abbildung 5.3 um die Bereiche bei etwa 3 bzw. 8 ms. Die Segmente um Netzperiodensegment 17 bzw. Netzperiodensegment 7 herum weisen hingegen nur eine geringe Korrelation auf. Abbildung 5.4 gibt insgesamt einen guten Überblick darüber, welche Segmente eine hohe Ähnlichkeit aufweisen und damit zu Clustern zusammengefasst werden können.

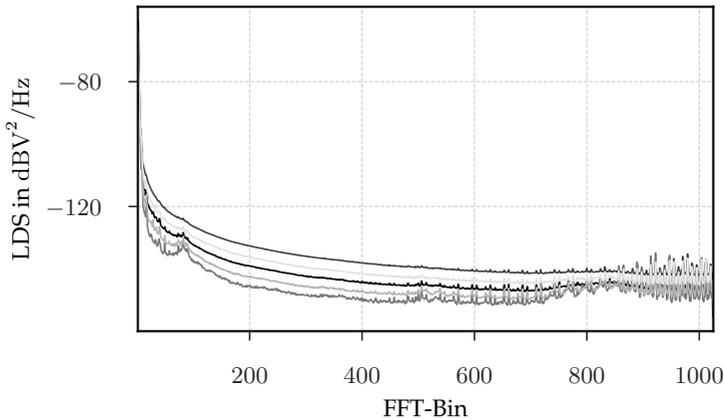


Abbildung 5.5 Clusterzentren (mittlere LDS je Partition) nach Abschluss des k-Means-Verfahrens für Messstation C, 7. Dezember 2016, 16:30 Uhr

Abbildung 5.5 zeigt die Clusterzentren nach Abschluss des Lernverfahrens. Entsprechend des in Abschnitt 5.2.1 vorgestellten Abbruchkriterium wurden fünf verschiedene Cluster identifiziert. Die Clusterzentren stellen dabei jeweils das mittlere Leistungsdichtespektrum für die fünf identifizierten Partitionen dar. Es sind deutliche Unterschiede im Spektralbereich zwischen den verschiedenen Clusterzentren erkennbar. Diese zeigen sich sowohl in der mittleren Leistungsdichte als auch in der Dynamik, vor allem bei hohen Frequenzen.

Die Korrelationskoeffizienten zwischen den einzelnen Clusterzentren sind in Abbildung 5.6 dargestellt. Es zeigt sich eine mitunter relativ hohe Korrelation zwischen einzelnen Clusterzentren, beispielsweise Cluster 2 und 5 oder Cluster 1 und 5, die sich sehr stark ähneln. Es gibt auch Clusterzentren, die sich deutlich unterscheiden, beispielsweise Cluster 2 und Cluster 3, die einen Korrelationskoeffizienten von etwa 0,92 aufweisen. Hier sind aufgrund der Unterschiede im Spektralbereich insbesondere verschiedene Modulationsparameter in den folgenden Lernverfahren zu erwarten.

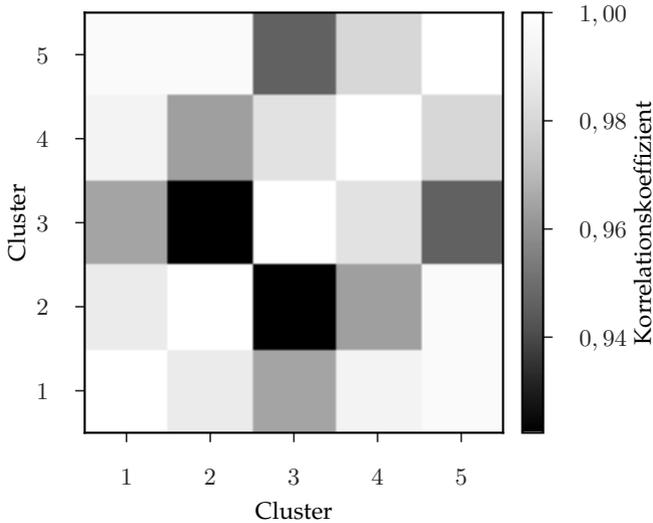


Abbildung 5.6 Korrelationskoeffizienten der einzelnen Clusterzentren nach Abbildung 5.5 für Messstation C, 7. Dezember 2016, 16:30 Uhr

Abbildung 5.7 zeigt das Ergebnis der Partitionierung der Rahmenstruktur für die Aufzeichnung an Messstation C am 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr. Insgesamt wurden die 61 einzelnen Segmente einer Netzhalbperiode in 5 Cluster unterteilt. Die Zuordnung des jeweiligen Segments zu einem der 5 Cluster ist oben in der Abbildung dargestellt. Zum Zwecke der Anschaulichkeit ist darunter noch einmal das mittlere Leistungsdichtespektrum über einer Netzhalbperiode dargestellt. Man erkennt deutlich, dass jene Bereiche, die demselben Cluster zugeordnet sind, eine deutliche Ähnlichkeit im Spektrum aufweisen. Dies zeigt sich sowohl für Bereiche hoher Störleistungsdichte, beispielsweise für Cluster 2, aber auch für Bereiche

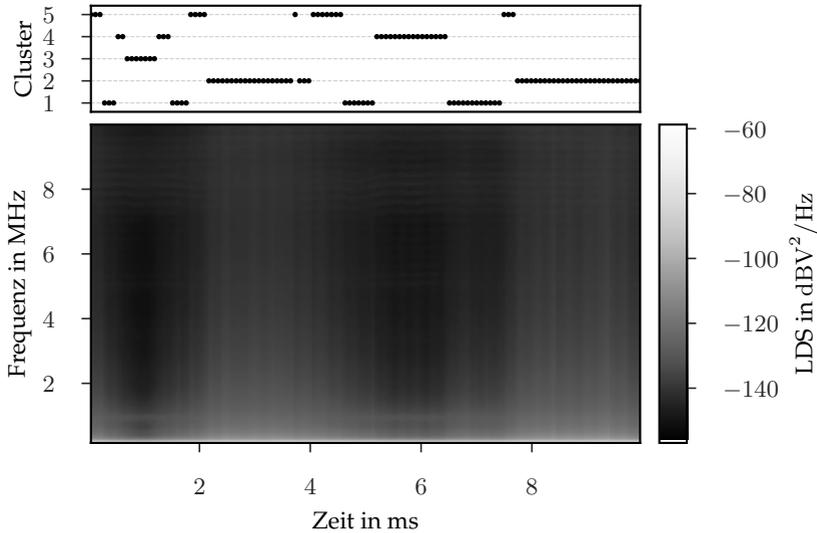


Abbildung 5.7 Mittlere Leistungsdichtespektren über eine Netzhälfte (unten) sowie Clusterzuordnung (oben) für Messstation C, 7. Dezember 2016, 16:30 Uhr

geringerer Störleistungsdichte wie beispielsweise Cluster 4 oder Cluster 3. Das Verfahren hat somit seinen Zweck erfüllt und Bereiche ähnlicher spektraler Eigenschaften innerhalb einer Netzhälfte identifiziert und in Gruppen zusammengefasst.

Im Folgenden wird entsprechend dem Langzeitverhalten des Störszenarios betrachtet, wie gut sich die gelernte Unterteilung der Netzhälfte auch auf zukünftige Aufzeichnungen anwenden lässt. Dazu wird zunächst die Aufzeichnung ca. eine Woche später vom 13. Dezember 2016 um 15:30 Uhr, ebenfalls an Messstation C, betrachtet.

Abb. 5.8 zeigt analog zu Abb. 5.4 die Korrelationskoeffizienten der mittleren Leistungsdichtespektren (LDS) über eine halbe Netzhälfte an Messstation C. Trotz des späteren Zeitpunkts von knapp einer Woche zeigt sich insgesamt ein sehr ähnliches Bild im Vergleich mit Abbildung 5.4.

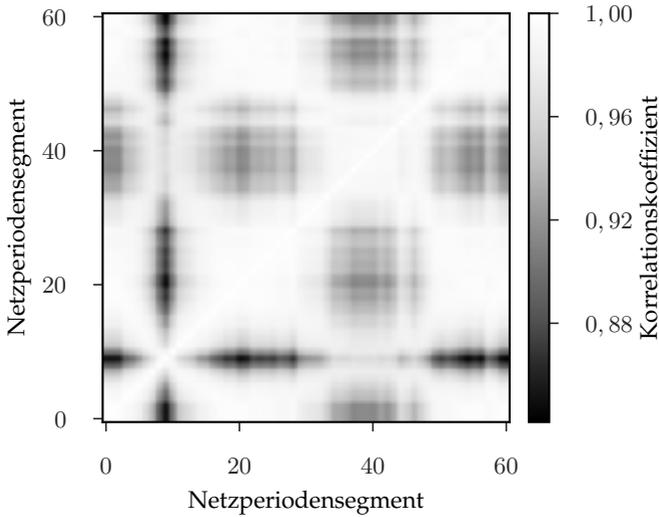


Abbildung 5.8 Korrelationskoeffizienten der mittleren Leistungsdichtespektren über eine halbe Netzperiode für Messstation C, 13. Dezember 2016, 15:30 Uhr

Auch das Ergebnis des Lernverfahrens für die Aufzeichnung knapp eine Woche später zeigt Ähnlichkeiten, insbesondere beim mittleren Leistungsdichtespektrum (unten), aber auch bei der Clusterzuordnung (oben) in Abb. 5.9. Auch die Anzahl der Cluster ist mit 5 gleichgeblieben. Das Lernverfahren zeigt auch damit über lange Zeiträume von mehreren Tagen ähnliche Ergebnisse, was sich unmittelbar auf die erforderliche Häufigkeit für aktualisierende Lernvorgängen auswirkt.

Um sicherzustellen, dass die Ergebnisse auch über verschieden Tageszei-

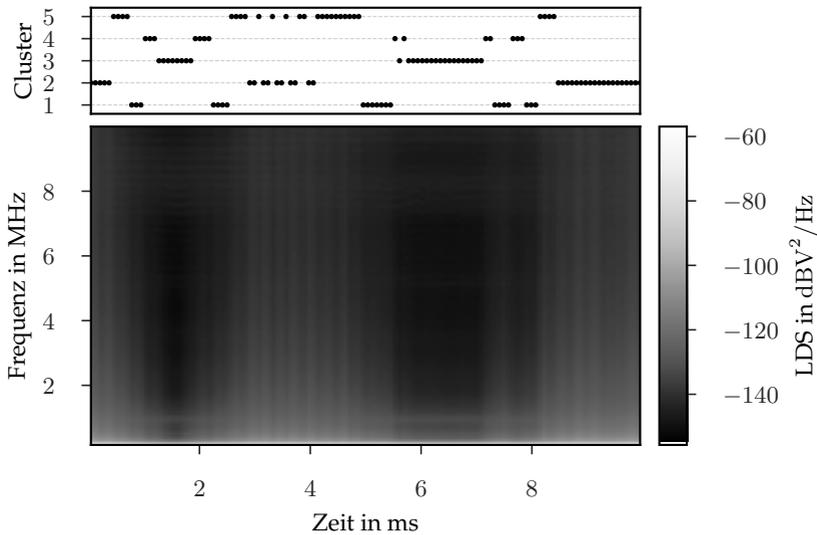


Abbildung 5.9 Mittlere Leistungsdichtespektren über eine Netzhalbperiode (unten) sowie Clusterzuordnung (oben) für Messstation C, 13. Dezember 2016, 15:30 Uhr

ten hinweg übertragbar sind, wird im Folgenden noch eine Aufzeichnung zur Nachtzeit, 12 Stunden nach der Aufzeichnung zum Ergebnis in Abb. 5.7, betrachtet.

Abbildung 5.10 zeigt das Ergebnis des Lernverfahrens für eine Aufzeichnung 12 Stunden nach der in Abb. 5.7 verwendeten Aufzeichnung. Man erkennt, dass auch hier wieder 5 Cluster identifiziert wurden. Auch hier zeigt sich eine deutliche Ähnlichkeit der LDS der einzelnen Segmente (unten) sowie auch der Clusterzuordnung der einzelnen Segmente (oben). Man erkennt auch hier wieder Bereiche hoher Störintensität im mittleren bzw. hohen Frequenzbereich um 4 ms sowie um etwa 9 ms. Auch hier gibt es wieder Bereiche mit vergleichsweise geringer Störleistung bei mittleren und hohen Frequenzen, beispielsweise um etwa 1 ms sowie um etwa 6 bis 7 ms.

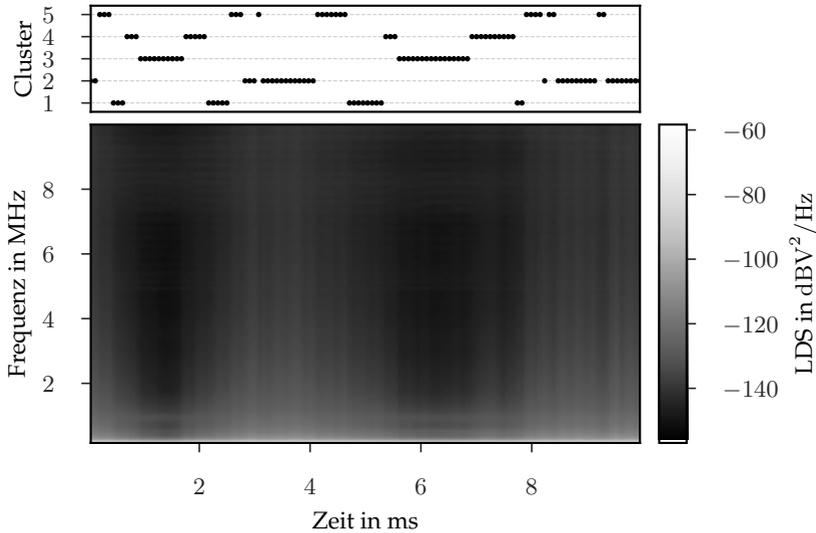


Abbildung 5.10 Mittlere Leistungsdichtespektren über eine Netzhalfperiode (unten) sowie Clusterzuordnung (oben) für Messstation C, 8. Dezember 2016, 4:30 Uhr

Neben der zeitlichen Variation wird nachfolgend noch die Ortsabhängigkeit des Störszenarios untersucht und entsprechend ein weiterer Standort betrachtet. Hierzu wird im Folgenden das Ergebnis zu einer Aufzeichnung an Messstation D zur selben Uhrzeit wie die Aufzeichnung an Messstation C vom 7. Dezember 2016, 16:30 Uhr wiedergegeben.

In Abb. 5.11 sind die Korrelationskoeffizienten zwischen den verschiedenen mittleren LDS der Aufzeichnung an Messstation D vom 7. Dezember um 16:30 Uhr gezeigt. Es lässt sich sehr deutlich der Unterschied zu Messstation C – vgl. Abb. 5.4 – erkennen. Die Grafik zeigt einen gänzlich andersartigen Charakter.

Entsprechend der Unterschiede in den vorherigen beiden Abbildungen unterscheidet sich auch das Ergebnis des Lernverfahrens von dem an Messstation C, wie in Abbildung 5.12 dargestellt. Auch hier zeigen sich

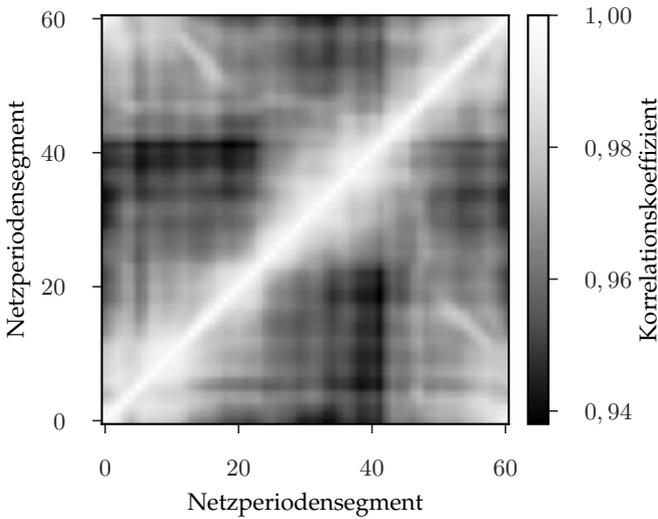


Abbildung 5.11 Korrelationskoeffizienten der mittleren Leistungsdichtespektren über eine halbe Netzperiode für Messstation D, 7. Dezember 2016, 16:30 Uhr

die unterschiedlichen spektralen Eigenschaften (unten), sowie auch ein anderes Kurzzeitverhalten, welches in einer anderen Clusterzuweisung (oben) sowie einer veränderten Anzahl an Clustern (hier 6) resultiert.

Nachdem nun die Ergebnisse zur Partitionierung der Rahmenstruktur vorgestellt wurden, kann im Folgenden das zweite vorgestellte Lernverfahren zur Adaption der Modulationsparameter betrachtet werden.

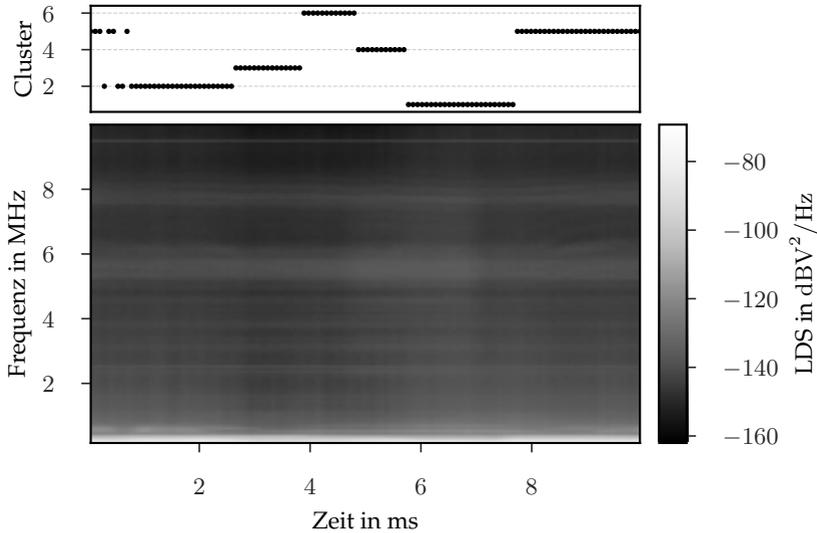


Abbildung 5.12 Mittlere Leistungsdichtespektren über eine Netzhalbperiode (unten) sowie Clusterzuordnung (oben) für Messstation D, 7. Dezember 2016, 16:30 Uhr

Adaption der Modulationsparameter an die Übertragungsfunktion

Wie in Abschnitt 5.2.2 geschildert, sieht das Verfahren zur Adaption der Modulationsparameter einen zweistufigen Prozess vor. Die Aufgabe der ersten Stufe ist es, die Anzahl an zu verwendenden Unterträgern für das OFDM-Verfahren zu lernen. Diese wird, wie bereits erwähnt, maßgeblich durch die Übertragungseigenschaften des Kommunikationskanals beeinflusst. In der zweiten Stufe wird dann – in Abhängigkeit von der zuvor gelernten Unterträgeranzahl – die Modulationsart und damit der Informationsgehalt je Symbol je Subträger gelernt.

In diesem Abschnitt werden dabei zunächst die Ergebnisse der Adaption der Modulationsparameter hinsichtlich der Übertragungseigenschaften evaluiert. In den folgenden Abschnitten folgt anschließend die Betrachtung der Ergebnisse zur Adaption der Modulationsparameter für verschiedene

Störszenarien sowie schließlich für den Gesamtkanal mit der Kombination aus charakteristischen Übertragungseigenschaften sowie realitätsnahem Störszenario.

Zur näheren Betrachtung der Adaption an die Übertragungsfunktion wird das Rauschsignal im folgenden Abschnitt daher zunächst als einfaches AWGN modelliert. Die Rauschleistung wurde dabei derart gewählt, dass die höchste Modulationsart (QAM16) in den Bereichen geringer Kanaldämpfung bis etwa -25 dB gute Ergebnisse liefert. Die Übertragungseigenschaften des Kanals führen damit zu einem ausreichend großen Dynamikumfang des empfangenen Signals, so dass die Anpassungseffekte sichtbar werden. Bei zu hohem SNR über dem gesamten Frequenzbereich würden alle Subträger mit der höchsten Modulationsart verwendet werden, bei zu gering gewähltem SNR am Empfänger würden die meisten Unterträger entsprechend nicht belegt werden. In beiden Fällen wäre keine sinnvolle Analyse der Adaptionmöglichkeiten möglich.

Für die Betrachtungen der folgenden Abschnitte wurde ein Schutzintervall von 20% der Gesamtsymboldauer gewählt, entsprechend 25% der Nutzsymboldauer. Für den Parameter k in Gleichung (5.18) wurde ein Wert von 10 und für die Temperatur T des Softmax-Algorithmus (5.16) ein Wert von 1 gewählt. Sofern nicht anders erwähnt, wurde das Lernverfahren über 50 Zyklen (Iterationen) mit je 2 vollständigen Rahmen je Zyklus á 10 ms je Rahmen durchgeführt. Die Gesamtdauer des Lernprozesses betrug damit exakt $50 \cdot 2 \cdot 10 \text{ ms} = 1 \text{ s}$.

Abbildung 5.13 zeigt das Ergebnis der ersten Stufe zur Adaption der Modulationsparameter für OPERA Kanal 9. Die Übertragungsfunktion wurde dabei als Linie über den Frequenzbereich dargestellt, die einzelnen Subträger werden durch senkrechte Linien getrennt. Es zeigt sich eine Aufteilung des Frequenzbereichs in 64 Abschnitte bzw. Unterträger, die im Folgenden näher betrachtet und auf Plausibilität geprüft werden.

Die Entwicklung der Q-Werte der ersten Stufe des Lernverfahrens ist in Abb. 5.14 über 50 Iterationen dargestellt. Hier zeigt sich, dass sich nach etwa 40 Iterationen zwei Kandidaten herauskristallisieren: Aktion 1 mit 64 Unterträgern und Aktion 6 mit 2048 Unterträgern. Nach Abschluss des

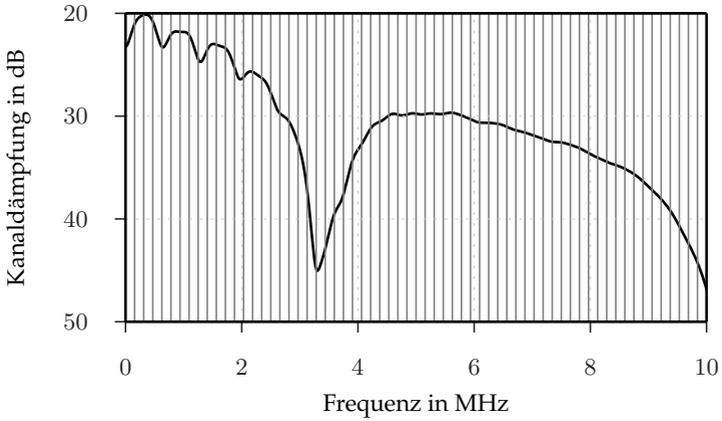


Abbildung 5.13 Unterträgerverteilung für OPERA Kanal 9

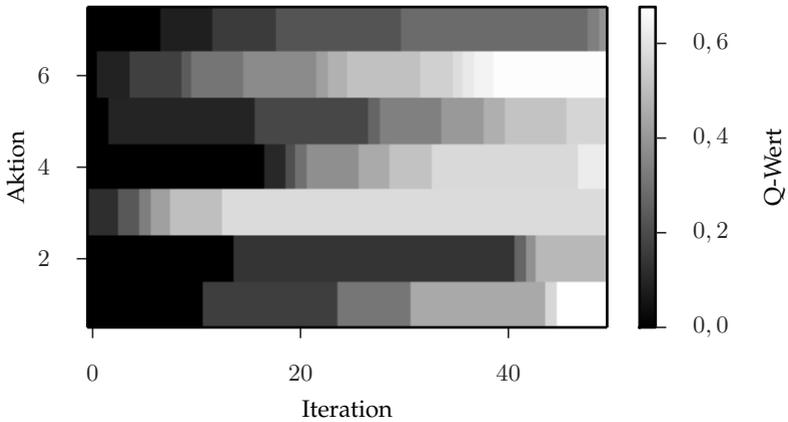


Abbildung 5.14 Entwicklung der Q-Werte der ersten Adaptionstufe über den Lernprozess für OPERA Kanal 9

Verfahrens nach 50 Iterationen weist Aktion 1 mit 64 Unterträgern den

maximalen Q-Wert auf und wird entsprechend gewählt. Zur Beurteilung, ob der gelernte Wert sinnvoll gewählt wurde, wird im Folgenden die Kohärenzbandbreite betrachtet. Sie stellt das wesentliche Kriterium für die Wahl der Trägerzahl zur Adaption im Frequenzbereich dar.

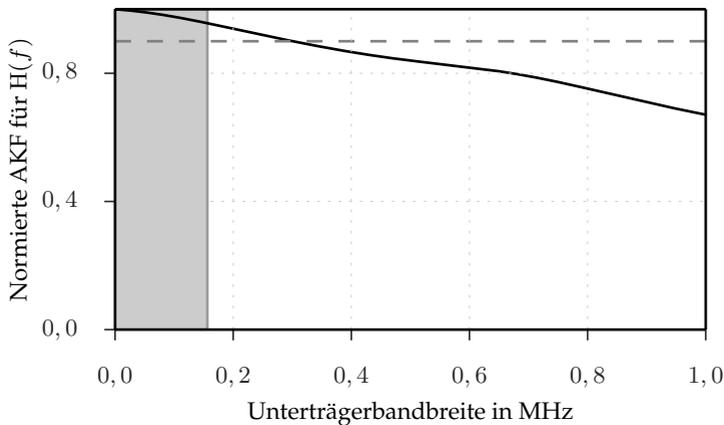


Abbildung 5.15 Auf 1 normierte AKF und gelernte Unterträgerbreite (grau) für OPERA Kanal 9

Abbildung 5.15 zeigt die normierte Autokorrelationsfunktion (AKF) der Übertragungsfunktion für OPERA Kanal 9. Wie zuvor erwähnt, beschreibt die Kohärenzbandbreite, bezogen auf die Übertragungseigenschaften, jene Bandbreite, bei der die normierte AKF für $H(f)$ gerade 0,9 beträgt. Die Schwelle von 0,9 ist in Abb. 5.15 als gestrichelte horizontale Linie eingezeichnet. Die Kohärenzbandbreite für OPERA Kanal 9 ergibt sich als Schnittpunkt der beiden Linien und liegt etwas über 0,3 MHz. Wie in Abschnitt 5.2.2 vorgeschlagen wurde, sollte die gelernte Unterträgerbandbreite idealerweise unter der Kohärenzbandbreite des Kanals liegen, damit größeren Unterschieden in den Übertragungseigenschaften in verschiedenen Subkanälen passend begegnet werden kann. Grau hinterlegt ist in Abb. 5.15 zusätzlich die gelernte Unterträgerbandbreite für die gelernte Unterträgeranzahl von 64. Wie man leicht erkennen kann, liegt diese unter

der Kohärenzbandbreite des Kanals und scheint damit sinnvoll gelernt worden zu sein. Im Folgenden werden die Ergebnisse der zweiten Stufen des Lernverfahrens zur Adaption der Modulationsparameter betrachtet.

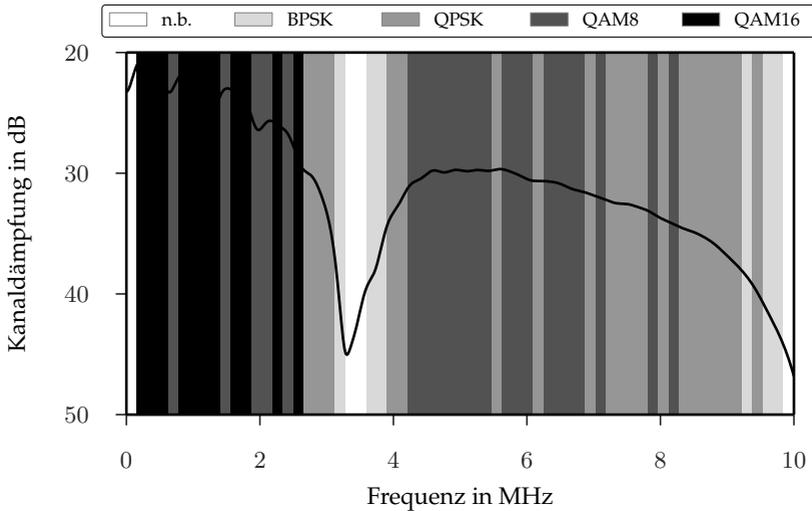


Abbildung 5.16 Gelernte Unterträgerbelegung für OPERA Kanal 9 mit 64 Unterträgern

In Abb. 5.16 ist das Ergebnis der zweiten Stufe des Lernverfahrens zur Adaption der Modulationsparameter und damit die Belegung der einzelnen Unterträger in Form senkrechter Balken dargestellt. Zur einfacheren Deutung des Ergebnisses ist zudem noch der Verlauf der Übertragungsfunktion über der Frequenz abgebildet. Man erkennt deutlich, dass in den Bereichen geringer Kanalämpfung – im unteren Frequenzbereich bis etwa 2,5 MHz – die Informationsdichte durch höherwertige Modulationsverfahren wie vorzugsweise QAM16 deutlich höher gewählt wurde als in Bereichen mittlerer Dämpfung. Zu hohen Frequenzen hin nimmt die Belegung entsprechend ab und im Bereich über 9 MHz kommen überwiegend robuste Modulationsverfahren wie BPSK/QPSK zum Einsatz. Auch im Bereich des tiefen Einbruchs der Übertragungsfunktion um etwa 3,5 MHz ist die Adaption bis hin zur Nichtbelegung der am stärksten

gedämpften Subträger deutlich sichtbar. Das System hat gelernt, dass die Kanalbedingungen hier derart schlecht sind, dass keine sinnvolle Datenübertragung mehr möglich ist und jede Belegung der ausgeblendeten Träger die Bitfehlerrate erhöhen würde. Gleiches gilt für den höchsten Unterträger bei knapp 10 MHz, bei dem die Kanaldämpfung ebenfalls so hoch ist, dass unter den vorherrschenden Bedingungen keine sinnvolle Datenübertragung mehr möglich ist. Das Ergebnis kann damit insgesamt vor dem Hintergrund des gewählten AWGN-Szenarios als plausibel eingestuft werden.

Im Folgenden wird der Lernprozess selbst, der zu dem eben diskutierten Ergebnis geführt hat, exemplarisch im Detail betrachtet.

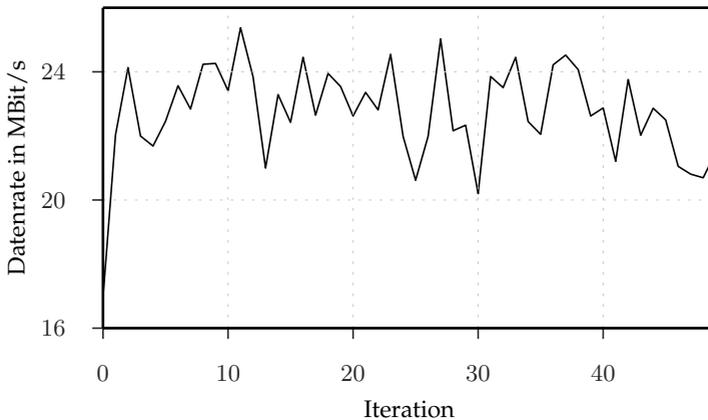


Abbildung 5.17 Entwicklung der Datenrate über den Lernprozess für OPE-RA Kanal 9 mit 64 Unterträgern

Abb. 5.17 zeigt dazu zunächst den Verlauf der Datenrate über den Lernprozess. Man erkennt, dass die Datenrate über dem gesamten Verlauf hinweg ähnliche Werte, d.h. etwa 22 MBit/s beträgt. Entsprechend den Überlegungen in Abschnitt 5.2.2 muss die Datenrate jedoch im Kontext mit der Bitfehlerrate betrachtet werden, um ein aussagekräftiges Gesamtbild zu erhalten.

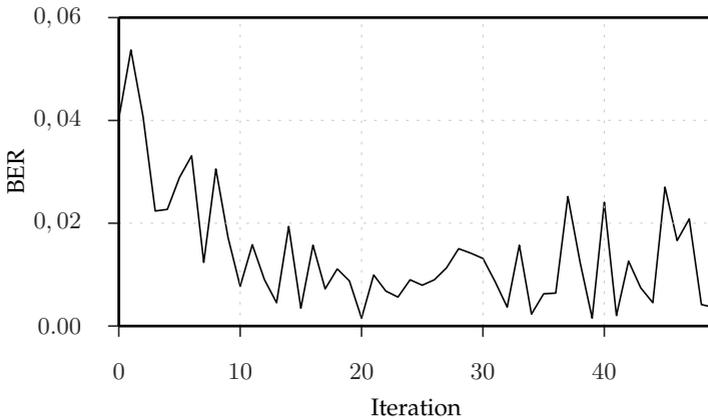


Abbildung 5.18 Entwicklung der Bitfehlerrate über den Lernprozess für OPERA Kanal 9 mit 64 Unterträgern

Abb. 5.18 zeigt dazu den Verlauf der Bitfehlerrate über die 50 Iterationen des Lernprozesses. Hier ist im Gegensatz zur Datenrate – vor allem zu Beginn des Lernprozesses – der deutliche Trend einer abnehmenden Bitfehlerrate erkennbar. Zur Erinnerung: Die anvisierte BER-Schwelle in Gleichung (5.19) wurde zu $10^{-2} = 0,01$ gewählt. Im Kontext mit der Datenrate ergibt sich damit ein Gesamtbild, das deutlich die positive Entwicklung des Lernverfahrens im zeitlichen Verlauf wiedergibt: Während die Menge der übertragenen Information nahezu konstant bleibt, konnte die Bitfehlerrate deutlich reduziert und die Übertragung damit optimiert werden. Das Ziel im Sinne der Belohnungsfunktion wurde erreicht.

Zur weiteren Analyse des Lernprozesses ist in Abb. 5.19 die Aktionswahl je Iteration und Unterträger (links), sowie zur einfacheren Interpretation der Verlauf der Übertragungsfunktion über der Frequenz (rechts) dargestellt. Der Verlauf der Übertragungsfunktion wurde dabei derart dargestellt, dass er der Anordnung der Unterträger links im Bild entspricht. Man erkennt deutlich, dass im Bereich des tiefen Einbruchs um 3,5 MHz/um

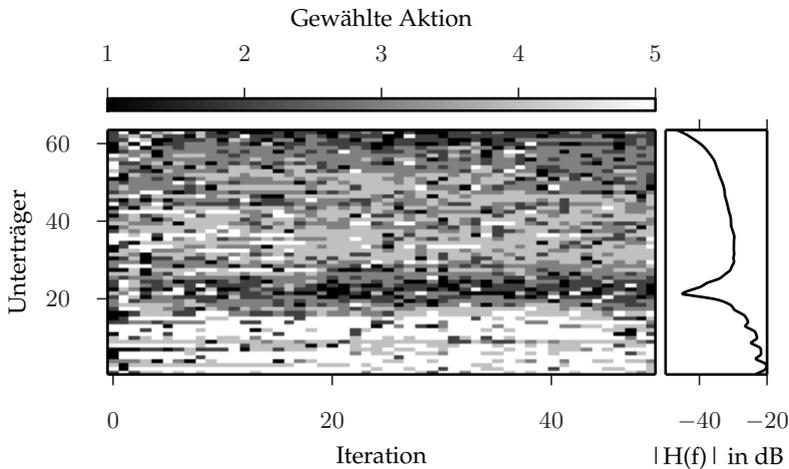


Abbildung 5.19 Entwicklung der Aktionswahl über den Lernprozess (links), Übertragungsfunktion (rechts) für OPERA Kanal 9 mit 64 Unterträgern

Unterträger 23 sehr früh, d.h. bereits nach etwa 10 Iterationen tendenziell eher niedrigere Aktionen als beispielsweise bei den höheren Unterträgern bis etwa Unterträger Nummer 18 gewählt werden. Man erkennt auch, dass für den Bereich mittlerer Dämpfung, etwa von Unterträger 25 bis etwa 50, entsprechend mittlere Aktionswn (hellgrau) gewählt werden.

Neben der Entwicklung der Aktionswahl ist, wie in Abschnitt 5.2.2 gezeigt, insbesondere auch die Häufigkeit der jeweiligen Aktionswahl über dem Lernprozess von Interesse; dies ist in Abb. 5.20 dargestellt.

Abbildung 5.20 zeigt, wie oft die einzelnen Aktionen – also die verschiedenen Modulationsarten – je Unterträger über den Verlauf des Lernverfahrens gewählt wurden. Zur einfachen Einordnung ist auch hier wieder der Verlauf der Übertragungsfunktion als durchgehende Linie eingezeichnet. Es zeigt sich deutlich eine Abhängigkeit der absoluten Häufigkeit je Aktion nach Abschluss des Lernverfahrens vom Verlauf der Übertragungsfunktion. So wurden im Bereich geringer Dämpfung bei den unteren Unterträgern mit Abstand sehr viel häufiger höherwertige Aktionen und

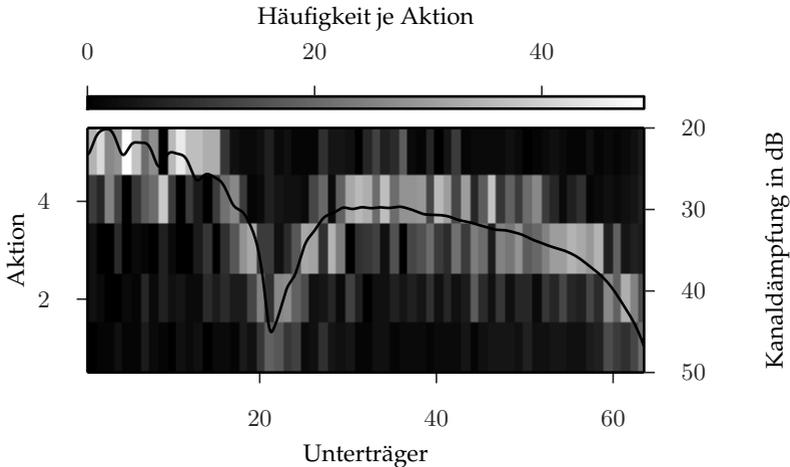


Abbildung 5.20 Häufigkeit der Besuche der verschiedenen Aktionen nach Abschluss des Lernverfahrens für OPERA Kanal 9 mit 64 Unterträgern

damit höherwertige Modulationsarten verwendet, was auf das vergleichsweise hohe SNR zurückgeführt werden kann. Entsprechendes Verhalten zeigt sich auch für den mittleren Bereich, etwa von Unterträger 25 bis etwa 50, sowie für Bereiche hoher Dämpfung, beispielsweise um Unterträger 22 oder auch Unterträger 64, bei denen im relativen Vergleich über alle Aktionen die Aktion 1 (Nichtbelegung) am häufigsten gewählt wurde.

Eine ähnliche Situation stellt sich, wie in Abb. 5.21 gezeigt, auch für die einzelnen Q-Werte je Aktion und Unterträger nach Abschluss des Lernverfahrens nach 50 Iterationen dar. Analog zu Abb. 5.20 lässt sich auch hier wieder ein deutliches Muster erkennen, wonach die Bereiche geringer Dämpfung bis etwa Unterträger 10 eine deutliche Präferenz für die höchste Aktion, d.h. Aktion 5, QAM16 aufweisen. Weniger deutlich, da insgesamt mit geringeren Q-Werten belegt, zeigt sich die Wahl im mittleren Bereich, etwa von Unterträger 22 bis 50. Hier liegen die zugewiesenen Q-Werte der verschiedenen Aktionen der einzelnen Unterträger deutlich näher beieinander.

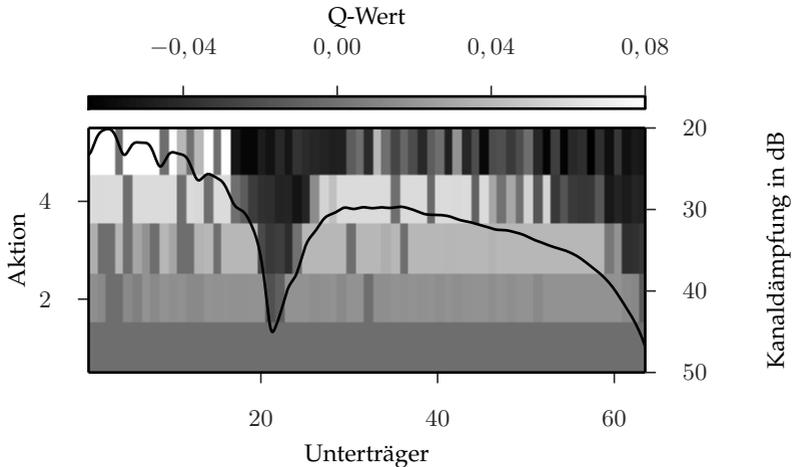


Abbildung 5.21 Q-Werte nach Abschluss des Lernverfahrens für OPERA Kanal 9 mit 64 Unterträgern

Entsprechend der Wahl der Belohnungsfunktion gemäß Gleichung (5.19) wird der Aktion 1 (Nichtbelegung) unabhängig vom konkreten Unterträger stets ein Wert von 0 zugewiesen. Im Falle einer niedrigen Dämpfung durch den Kanal wird die zurückgemeldete Belohnung entsprechend den Überlegungen in Abschnitt 5.2.2 positiv und dadurch eine der verfügbaren Modulationsarten zugewiesen. Für die tiefen Einbrüche um Unterträger 22 und 64 hingegen zeigen alle gewählten Aktionen einen negativen Q-Wert und erweisen sich damit als ungeeignet für eine Übertragung im Sinne der gewählten Belohnungsfunktion. In diesen Fällen wird die Nichtbelegung dieser Unterträger das Maximum im Sinne der gewählten Belohnungsfunktion darstellen. Die Unterträger werden im Rahmen der Übertragung entsprechend nicht belegt.

Damit wurde in diesem Abschnitt gezeigt, dass das vorgestellte Lernverfahren sich grundsätzlich zur Adaption der Modulationsparameter in Bezug auf die Übertragungseigenschaften des PLC-Kanals eignet. Im Folgenden wird das Verfahren hinsichtlich der Fähigkeit zur Adaption

der Modulationsparameter bezüglich des vorherrschenden Störszenarios evaluiert.

Adaption der Modulationsparameter an das Störszenario

Analog zur Evaluation der Adaption der Modulationsparameter an die Übertragungsfunktion wird in diesem Abschnitt von einem Kanal mit konstanter Dämpfung von 17 dB über dem gesamten Frequenzbereich ausgegangen, um so die Effekte der Adaption der Modulationsparameter an das Störszenario bewerten zu können.

Ferner wird in diesem Abschnitt lediglich die zweite Stufe des Lernverfahrens zur Adaption der Modulationsart je Subträger betrachtet, da die erste Stufe zum Erlernen der Anzahl von Subträgern – wie weiter oben bereits erwähnt – maßgeblich von den frequenzselektiven Eigenschaften der Übertragungstrecke abhängt. Die Trägeranzahl wurde daher für die folgenden Betrachtungen konstant zu 64 gewählt, was, bezugnehmend auf die Ausführungen des vorherigen Abschnitts, eine realistische Annahme für einen relativ guten Kanal ohne extreme Variation über dem Frequenzbereich entspricht.

Abbildung 5.22 zeigt das Ergebnis bzw. die Trägerbelegung für die Aufzeichnung des Rauschsignals vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation A nach Abschluss des Lernverfahrens. Zur einfacheren Interpretation des Ergebnisses ist zusätzlich noch die mittlere Störleistungsdichte des Rauschsignals als gestrichelte Linie eingezeichnet. Sie stellt einen groben Indikator für die vorherrschenden Eigenschaften des Störszenarios über der Frequenz dar, wenngleich die Momentanwerte abweichen können. In Abb. 5.22 ist deutlich erkennbar, dass Bereiche hoher Störleistung und damit vergleichsweise geringerem SNR – etwa bei den niedrigen Frequenzen bis etwa 300 kHz – nicht belegt werden. Es zeigt sich weiter eine Zunahme des Informationsgehalts je Subträger mit sinkender Störleistungsdichte bis etwa 2 MHz. Ab etwa 2 MHz werden aufgrund der vergleichsweise geringeren Störleistungsdichte durchweg höherwertige Modulationsarten, d.h. überwiegend QAM16 gewählt, die lediglich an einzelnen Stellen, beispielsweise um etwa 9,5 MHz im Bereich einer Spitze der Störleistungsdichte, durch eine Modulationsart mit geringerem Informationsgehalt je Symbol, z.B. QAM8, abgelöst werden. Außer dem

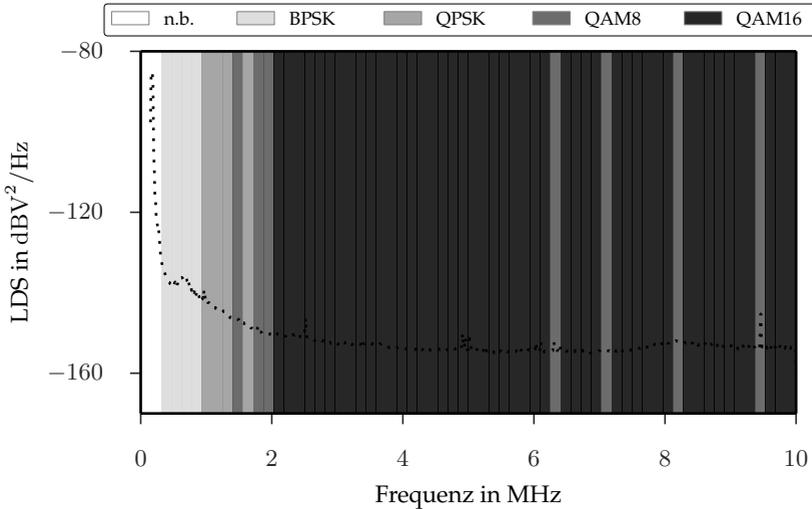


Abbildung 5.22 Gelernte Unterträgerbelegung bei Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation A mit 64 Unterträgern

Bereich erhöhter mittlerer Störleistung bei etwa 9,5 MHz sind noch 3 weitere Unterträger mit jeweils niedriger Modulationsstufe (QAM8) um etwa 6,3 MHz, 7 MHz und 8,2 MHz erkennbar. Wie eingangs erwähnt, dient das mittlere LDS nur als Indikator und deckt nicht alle Eigenschaften ab. Eine vereinzelte Abweichung von nur einer Modulationsstufe kann daher beispielsweise durch lediglich zweitweise auftretende Schmalbandstörer, die sich in der Berechnung des mittleren LDS nicht maßgeblich niederschlagen, erklärt werden und schränkt die Plausibilität des Verfahrens nicht ein. Diese wird im Folgenden näher betrachtet, indem der Verlauf der Belohnung selbst, sowie der maßgeblichen Kennzahlen für die Belohnung analysiert werden.

Abb. 5.23 zeigt die Entwicklung der Belohnung über den Lernprozess. Es ist eine deutliche Steigerung der Belohnung in den ersten 10 Iterationen erkennbar. Danach zeigt sich nur noch eine leichte Steigerung, bis die Belohnung je Iteration sich schließlich bei einem Wert um etwa $1,6 \cdot 10^{-4}$ bis $2 \cdot 10^{-4}$ einzupendeln scheint. Auch hier wird neben der Belohnung

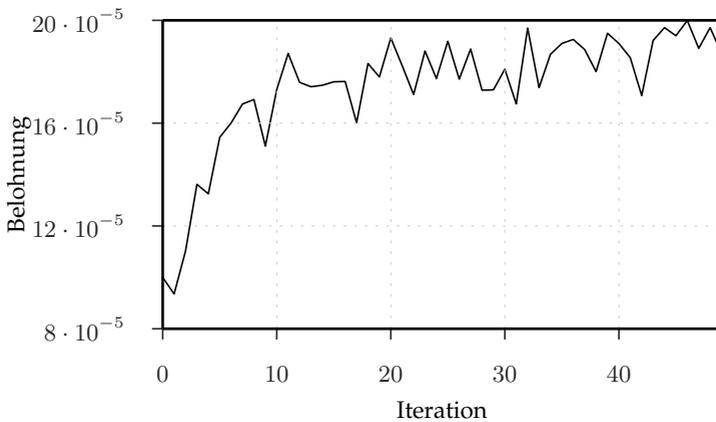


Abbildung 5.23 Entwicklung der Belohnung über dem Lernprozess bei Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation A mit 64 Unterträgern

selbst, wie bereits erwähnt, wieder der Verlauf der beiden maßgeblichen Kennzahlen zur Berechnung der Belohnung betrachtet.

In Abb. 5.24 ist dazu die Entwicklung der Datenrate über dem Lernprozess dargestellt. Auch hier ist eine deutliche Steigerung in den ersten 10 Iterationen und auch danach noch eine – wenn auch geringere – Steigerung bis ca. 30 MBit/s erkennbar. Analog zum vorherigen Abschnitt zur Betrachtung der Adaption der Modulationsparameter an die Übertragungsfunktion ist die Datenrate auch hier wieder vor allem im Kontext mit der Bitfehlerrate von Interesse.

Der Verlauf der Bitfehlerrate über dem Lernprozess ist in Abb. 5.25 dargestellt. Neben einigen Ausreißern zu Beginn des Lernprozesses zeigt sich hier durchweg eine sehr geringe BER über dem Verlauf des Lernprozesses. So bleibt die BER meist deutlich unterhalb der zuvor in der Belohnungsfunktion – Gl. (5.19) – konfigurierten Schwelle von 0,01.

Zusammen mit der steigenden Datenrate bei ähnlich niedrig bleibender

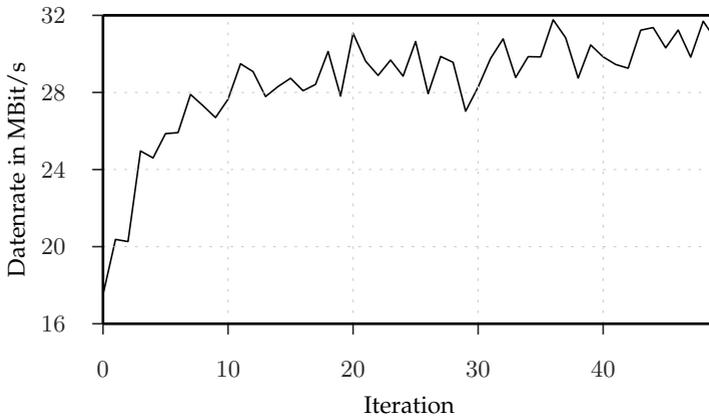


Abbildung 5.24 Entwicklung der Datenrate über dem Lernprozess bei Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation A mit 64 Unterträgern

BER ergibt sich damit auch hier wieder eine deutliche Optimierung der Übertragungsqualität über den Verlauf des Lernvorgangs hinweg.

Auch hinsichtlich der Adaption der Modulationsparameter an das Stör-szenario zeigt sich nicht nur eine Plausibilität der Ergebnisse, sondern auch das Potenzial des Verfahrens. Im Folgenden werden daher nach Betrachtung der Einzelaspekte nun die Ergebnisse der Adaption der Modulationsparameter an den Gesamtkanal evaluiert.

Adaption der Modulationsparameter an den Gesamtkanal

In diesem Abschnitt werden die Teilergebnisse der beiden vorherigen Abschnitte kombiniert und der Gesamtkanal, d.h. sowohl die Übertragungseigenschaften als auch das Stör-szenario, betrachtet. Der Abschnitt ist wie folgt gegliedert:

Zunächst wird die Adaption der Modulationsparameter an den Ge-

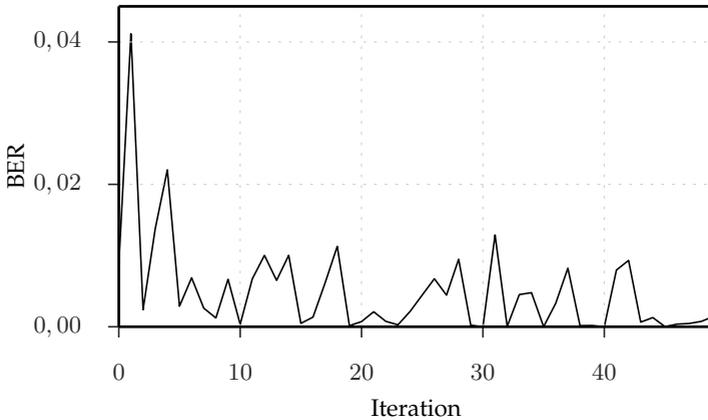


Abbildung 5.25 Entwicklung der Bitfehlerrate über dem Lernprozess bei Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation A mit 64 Unterträgern

samtkanal analysiert, indem zunächst insbesondere die Adaption in der Frequenzebene betrachtet wird. Anschließend werden der Einfluss der Temperatur für die Softmax-Aktionswahl sowie die Ergebnisse für verschiedene Orte analysiert. Abschließend wird noch die Adaptionfähigkeit in der Zeitebene betrachtet. Hierbei wird, bezogen auf das Kurzzeitverhalten des Kanals, zunächst insbesondere die vollständig gelernte Rahmenstruktur als Gesamtergebnis des betrachteten selbstlernenden Mehrträger-Übertragungsverfahrens vorgestellt. Sie stellt die Kombination der zuvor diskutierten Teilergebnisse zur Partitionierung der Rahmenstruktur, Lernen der Unterträgeranzahl sowie Lernen der Modulationsparameter je Unterträger dar. Den Abschluss des Abschnitts bildet eine Betrachtung des Langzeitverhaltens sowie die damit verbundene Diskussion der Generalisierungsfähigkeit bzw. der wiederholten Durchführung des Lernverfahrens zur Aktualisierung der Systemparameter.

Wie weiter oben erwähnt, wird der Fokus zunächst wieder auf der Anpassung im Frequenzbereich liegen. Dazu wird zunächst wieder das bekannte

Grundbeispiel aus dem Abschnitt 5.2.2 zur Adaption der Modulationsparameter an die Übertragungseigenschaften betrachtet. Als Übertragungsfunktion wurde mit OPERA Kanal 4 ein durchschnittlicher Kanal der mittleren Klasse gewählt, der einen hohen Dynamikumfang aufweist. Damit können Adaptionseffekte über einen weiten Bereich gut dargestellt werden.

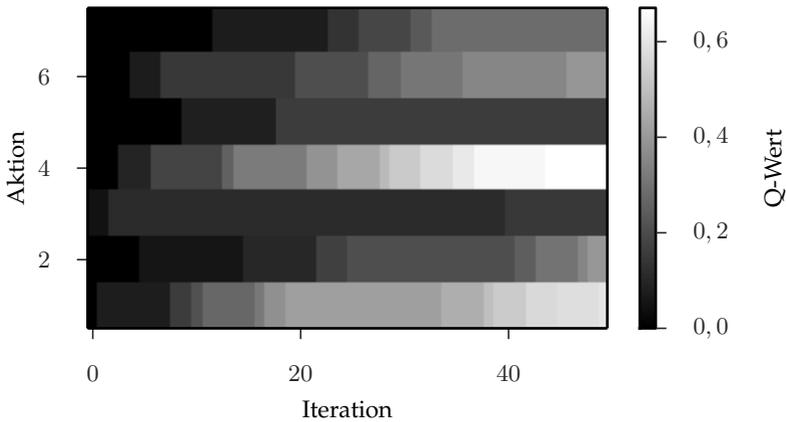


Abbildung 5.26 Entwicklung der Q-Werte über der ersten Stufe des Lernverfahrens für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C

Abbildung 5.26 zeigt die Entwicklung der Q-Werte der ersten Stufe zur Adaption der Modulationsparameter, d.h. dem Lernen der Anzahl der Unterträger. Man erkennt deutlich das Maximum bei Aktion 4 (512 Unterträger) zum Ende des Lernverfahrens nach 50 Iterationen. Auch hier wird die gelernte Aktion analog zur Betrachtung oben wieder auf Plausibilität geprüft, da hier nun im Vergleich zur Betrachtung weiter oben kein AWGN-Szenario mehr vorliegt, sondern – wie in Abschnitt 5.3.1 beschrieben – ein zuvor aufgezeichnetes Rauschsignal zur Simulation verwendet wurde.

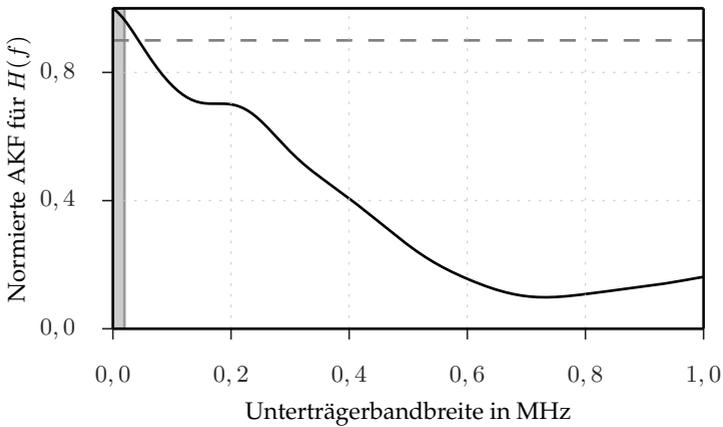


Abbildung 5.27 Auf 1 normierte AKF und gelernte Unterträgerbandbreite (grau) für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C

Abb. 5.27 zeigt hierfür analog zu Abb. 5.15 den Verlauf der normierten AKF sowie die gelernte Unterträgerbandbreite. Auch hier zeigt sich deutlich, dass die gewählte Unterträgeranzahl trotz des komplexen, realistischen Rauschsignals unter der Schwelle von 0,9 für die normierten AKF, und damit unter der Kohärenzbandbreite, liegt. Die nächsthöhere Aktion würde die Unterträgerbandbreite halbieren und zu den in Abschnitt 5.2.2 beschriebenen negativen Effekten führen. Die nächstniedrigere Aktion würde die Unterträgerbandbreite verdoppeln und wäre damit schon im Bereich der Kohärenzbandbreite des Kanals, womit eine verminderte Fähigkeit zur Anpassung an die Bedingungen im Frequenzbereich einhergehen würde. Die Trägerzahl ist entsprechend der Wahl der Belohnungsfunktion (5.19) und den Überlegungen in Abschnitt 5.2.2 damit also optimal im Sinne der Belohnungsfunktion gelernt worden. Die gelernte Unterträgeranzahl stellt damit auch für den hier gewählten Gesamtkanal eine gute Wahl entsprechend den Überlegungen in Abschnitt 5.2.2 dar.

Im Folgenden werden analog zu den beiden vorhergehenden Abschnitten

vor allem die Ergebnisse der zweiten Stufe zur Adaption der Modulationsparameter, d.h. zur Wahl der Modulationsverfahren, betrachtet.

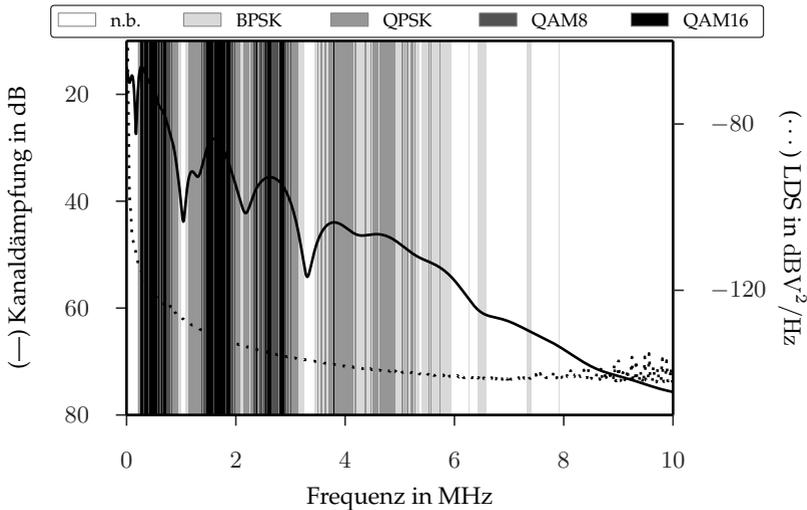


Abbildung 5.28 Gelernte Unterträgerbelegung für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C

In Abb. 5.28 ist das Ergebnis des Lernverfahrens der zweiten Stufe für OPERA Kanal 4 sowie für das aufgezeichnete Rauschsignal an Messstation C vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr dargestellt. Neben der markierten Belegung je Unterträger – horizontale Balken mit unterschiedlichen Grautönen – ist zudem noch die Kanal­dämpfung als durchgezogene Linie sowie das mittlere LDS der Aufzeichnung des Rauschsignals als gestrichelte Linie zur einfacheren Interpretation dargestellt. Man erkennt auch hier wieder deutlich, dass Bereiche mit Frequenzinbrüchen in der Übertragungsfunktion zu einer schlechten Qualität führen. Dies wird vom System gelernt und die Bereiche entsprechend nicht belegt, z.B. bei ca. 1 MHz, ca. 2,2 MHz und ca. 3,4 MHz. Es ist außerdem erkennbar, dass mit zunehmender Frequenz zwar die Kanal­dämpfung zunimmt, die mittlere Störleistungsdichte jedoch vor allem im Bereich bis 5 MHz abnimmt, weshalb in den Bereichen geringer Kanal­dämpfung, z.B. um 0,8 MHz,

um 1,8 MHz und um 2,4 MHz trotz der – mit der Frequenz zunehmenden – Dämpfung weiterhin ein höherwertiges Modulationsverfahren (hier QAM16) verwendet werden kann. Der hohe Frequenzbereich über 6 MHz ist aufgrund der hohen Kanaldämpfung trotz vergleichsweise geringer mittlerer Störleistungsdichte kaum noch zur Informationsübertragung geeignet und bleibt entsprechend unbelegt. Das Ergebnis scheint damit insgesamt plausibel.

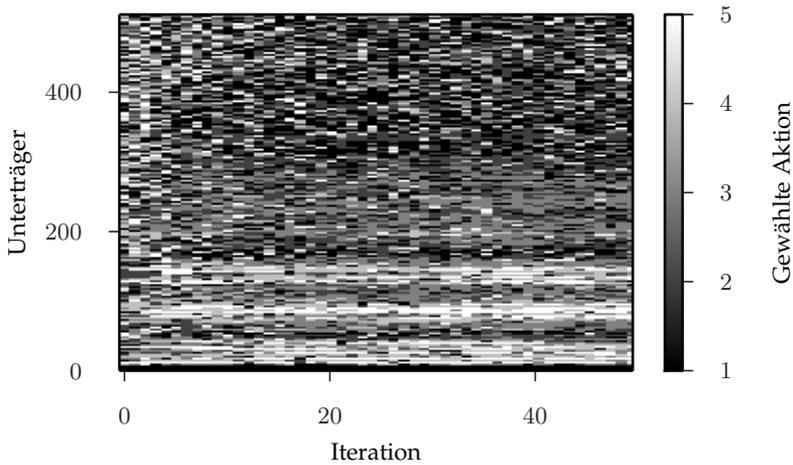


Abbildung 5.29 Verlauf der Aktionswahl über den Lernprozess für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C

Auch hier wird noch einmal der Verlauf der Aktionswahl über den Lernprozess, wie in Abb. 5.29 dargestellt, betrachtet. Es zeigt sich auch hier wieder deutlich die Tendenz hin zur Wahl hoher Aktionen, d.h. Modulationsarten mit vergleichsweise hohem Informationsgehalt je Symbol bei den unteren Subträgern und damit bei niedrigen Frequenzen (hellgraue Bereiche unten im Bild). Ausgenommen davon sind auch hier die Frequenzeinbrüche der Übertragungsfunktion, die bereits nach wenigen Iterationen eine Tendenz zur Wahl der Aktion 1 (Nichtbelegung) zeigen.

Diese Beobachtung gilt analog auch für den mittleren Bereich, um Unterträger 180 bis etwa 300, bei dem tendenziell bereits nach wenigen Iterationen eher Aktionen aus dem mittleren Bereich gewählt werden. Bei den hohen Unterträgern (über 300) zeichnet sich ebenfalls eine schwache Tendenz hin zur Wahl niedriger Aktionen ab.

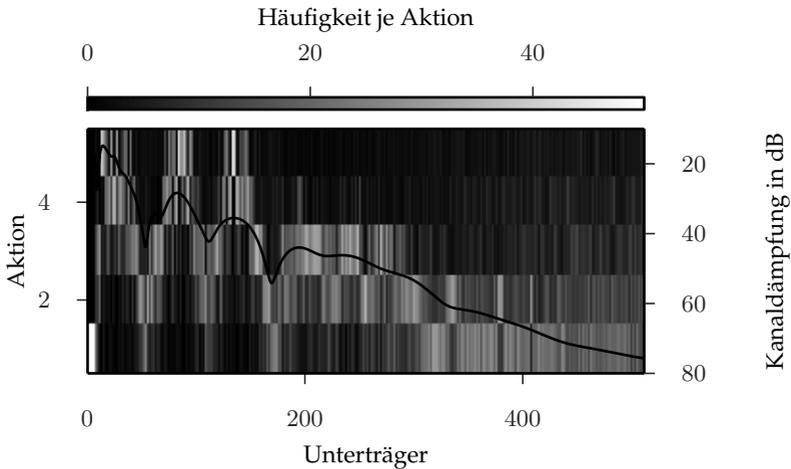


Abbildung 5.30 Häufigkeit der Aktionswahl für die verschiedenen Aktionen nach Abschluss des Lernverfahrens für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C

Abb. 5.30 zeigt die Verteilung der Aktionswahl je Unterträger nach Abschluss des Lernverfahrens. Auch hier wurde zur einfacheren Einordnung der Ergebnisse zusätzlich wieder die Kanaldämpfung als Linie eingezeichnet. Es bestätigt sich auch hier die Beobachtung aus Abb. 5.29: Für die Bereiche geringer Dämpfung wurden die hohen Aktionen insgesamt deutlich häufiger gewählt, die niedrigen Aktion, beispielsweise die Nichtbelegung, hingegen nur sehr selten. Gleiches gilt auch für den mittleren Bereich von etwa Unterträger 180 bis etwa Unterträger 300 für die mittleren Aktionen. Für Unterträger größer 300 zeigt sich entsprechend eine Tendenz hin zu niedrigen Aktionen, die hier jedoch nicht so deutlich ausgeprägt ist.

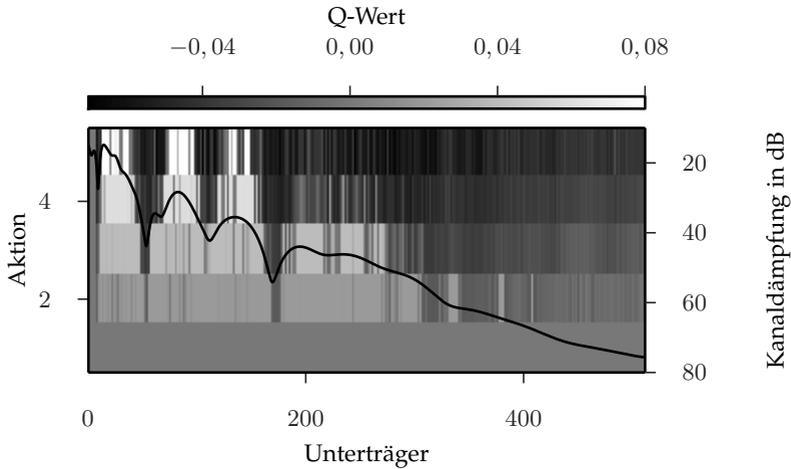


Abbildung 5.31 Q-Werte nach Abschluss des Lernverfahrens für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C

Ein ähnliches Bild zeichnet sich auch für die Q-Werte je Aktion und Unterträger nach Abschluss des Lernverfahrens ab, wie in Abb. 5.31 dargestellt. Neben den Q-Werten wurde auch hier wieder der Verlauf der Übertragungsfunktion zur einfacheren Interpretation eingezeichnet. Entsprechend dem Gesamtergebnis aus Abb. 5.28, für das je Unterträger jeweils die Aktion mit maximalem Q-Wert gewählt wurde, zeigt sich auch hier wieder eine deutliche Abhängigkeit der Verteilung der Q-Werte auf die einzelnen Aktionen vom Verlauf der Übertragungsfunktion. Es lässt sich zudem erkennen, dass die Aktionswahl im Falle der Bereiche geringer Dämpfung relativ eindeutig für hohe Aktionen ausfällt, während die Q-Werte über den verschiedenen Aktionen vor allem bei den hohen Unterträgern (300 und höher) deutlich näher beieinander liegen.⁶

⁶Dies kann derart interpretiert werden, dass die Entscheidung nach Abschluss des Lernverfahrens in diesem Fall bzw. für diese Unterträger mit einer höheren Unsicherheit im Vergleich zu den anderen Optionen einhergeht.

Die Analyse der Ergebnisse zeigt, dass die Parameter sinnvoll gelernt wurden und damit insgesamt die Plausibilität des Verfahrens. Im Folgenden wird noch einmal der Einfluss der Parameter näher betrachtet: Zunächst wird dabei die Anzahl an Iterationen und damit das Konvergenzverhalten des Lernverfahrens exemplarisch analysiert. Anschließend wird der Einfluss der Temperaturwahl für Softmax-basierte Auswahl der Aktionen je Iteration betrachtet.

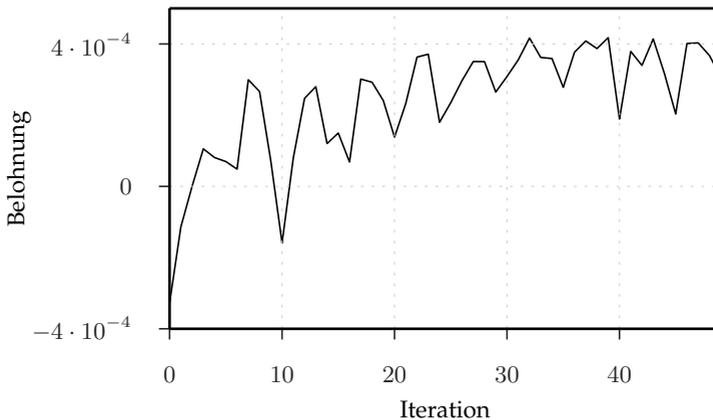


Abbildung 5.32 Entwicklung der Belohnung über dem Lernprozess bei Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation A mit 64 Unterträgern, 50 Iterationen

Abbildung 5.32 zeigt die Entwicklung der Belohnung über dem Lernprozess für 50 Iterationen. Es ist deutlich eine Steigerung über dem Verlauf erkennbar: Zunächst zeigt die Belohnung negative Werte, gefolgt von einer Steigerung der Belohnung je Iteration bis etwa $3 \cdot 10^{-4}$. Die offensichtliche Frage lautet daher, ob sich eine weitere Steigerung durch eine höhere Anzahl an Iterationen erzielen lässt.

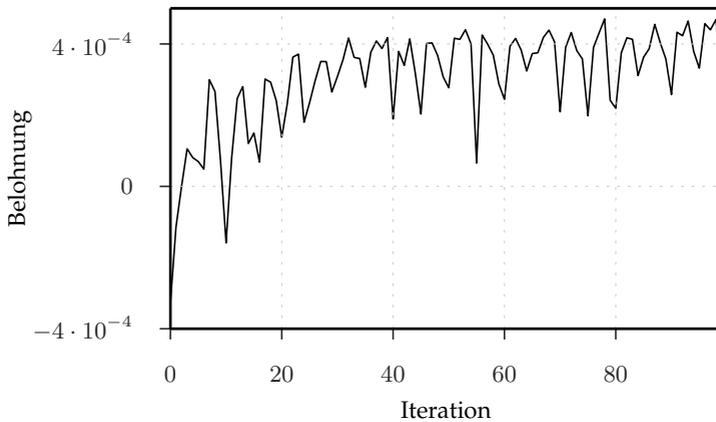


Abbildung 5.33 Entwicklung der Belohnung über den Lernprozess mit Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation A mit 64 Unterträgern, 100 Iterationen

Abb. 5.33 zeigt vor dem Hintergrund dieser Fragestellung die Entwicklung der Belohnung für $N = 100$ Iterationen. Es ist erkennbar, dass im Vergleich zu $N = 50$ Iterationen keine wesentlich höhere Belohnung zum Ende des Lernprozesses erzielt wird. Ferner lässt sich ab etwa Iteration 40 keine wesentliche Steigerung im Mittel mehr erkennen. Weitere Untersuchungen zeigen, dass sich auch für $N = 200$ und $N = 500$ Iterationen ein ähnliches Ergebnis einstellt.

Neben der Anzahl der Iterationen kommt vor allem der Wahl der Temperatur des Softmax-Algorithmus zur Wahl der Aktion(en) je Iteration eine besondere Bedeutung zu, da mit ihr wie in Abschnitt 5.2.2 beschrieben das Gleichgewicht zwischen Exploration und Exploitation eingestellt werden kann.

Die bisherigen Ergebnisse wurden mit einer Temperatur von $T = 1$ erzielt. Im Folgenden wird der Effekt auf das Lernergebnis dargestellt, wenn die Temperatur jeweils eine Größenordnung größer bzw. kleiner gewählt wird.

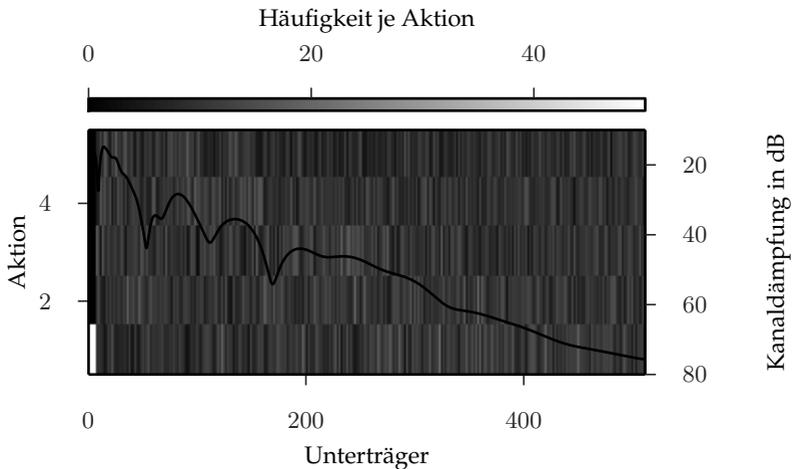


Abbildung 5.34 Häufigkeit je Aktion nach Abschluss des Lernverfahrens für $T = 10$ für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C

Abb. 5.34 zeigt die Häufigkeit der Wahl der jeweiligen Aktionen je Unterträger nach Abschluss des Lernverfahrens für eine Temperatur von $T = 10$ sowie den Verlauf der Kanaldämpfung über der Frequenz. Im Vergleich zu Abb. 5.30 lässt sich hier keine klare Abhängigkeit mehr vom Verlauf der Kanaldämpfung erkennen, da die Aktionen aufgrund der hohen Temperatur bei der Softmax-Aktionswahl nahezu unabhängig von bisher erzielten Q-Werten sind und damit nahezu zufällig gewählt werden. Das Gleichgewicht ist für eine Temperatur von $T = 10$ also stark in Richtung Exploration verschoben.

In Abb. 5.35 ist das Ergebnis des Lernverfahrens für eine Temperatur von $T = 10$ zusammen mit dem Verlauf der Kanaldämpfung sowie dem Verlauf der Störleistungsdichte über der Frequenz dargestellt. Es zeigt sich insgesamt ein ähnliches Ergebnis im Vergleich mit Abb. 5.28, jedoch zeigen sich hier mehr Schwankungen und einzelne Unterschiede, z.B. beim zweiten Frequenzeinbruch um etwa 2,2 MHz erkennbar. Insgesamt zeigen sich

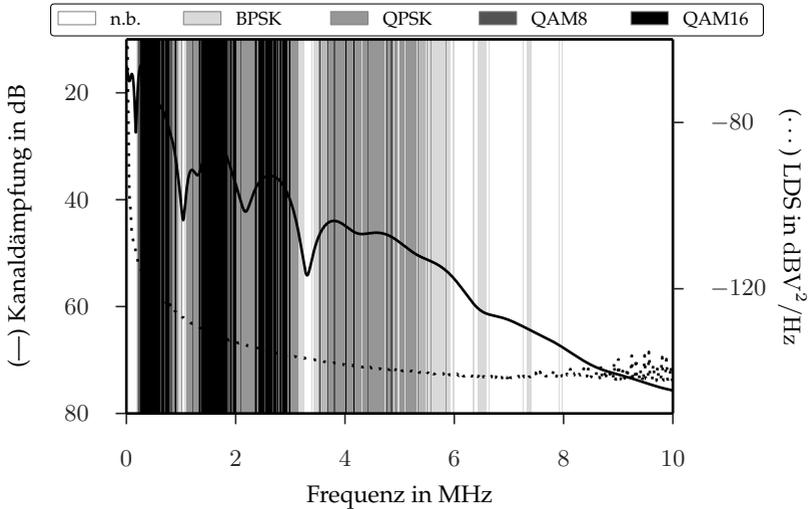


Abbildung 5.35 Gelernte Unterträgerbelegung für $T = 10$ für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C mit 512 Unterträgern

für eine Temperatur von $T = 10$ zwar kleinere, jedoch keine extremen Unterschiede im Vergleich zu einer Temperatur von $T = 1$.

Zur Analyse einer deutlich geringeren Temperaturwahl zeigt Abb. 5.36 die Häufigkeit der Wahl der jeweiligen Aktionen je Unterträger nach Abschluss des Lernverfahrens für eine Temperatur von $T = 0,1$ sowie den Verlauf der Kanal­dämpfung über der Frequenz. Im Gegensatz zu Abb. 5.34 zeigt sich hier deutlich eine Abhängigkeit vom Verlauf der Kanal­dämpfung, vor allem für die drei Bereiche geringer Dämpfung um 0,3 MHz, um 1,2 MHz, sowie um 1,8 MHz. Im Vergleich mit Abb. 5.34 zeigt sich weiterhin deutlich, dass viele Aktionen nur noch sehr vereinzelt oder gar nicht mehr gewählt werden – dunkelgraue/schwarze Bereiche. Das Gleichgewicht wurde durch die geringe Temperaturwahl stark in Richtung Exploitation verschoben. Diese Wahl geht mit dem Risiko einher, gute bzw. bessere Aktionen eventuell nicht zu entdecken, da diese zu selten oder gar nicht gewählt werden.

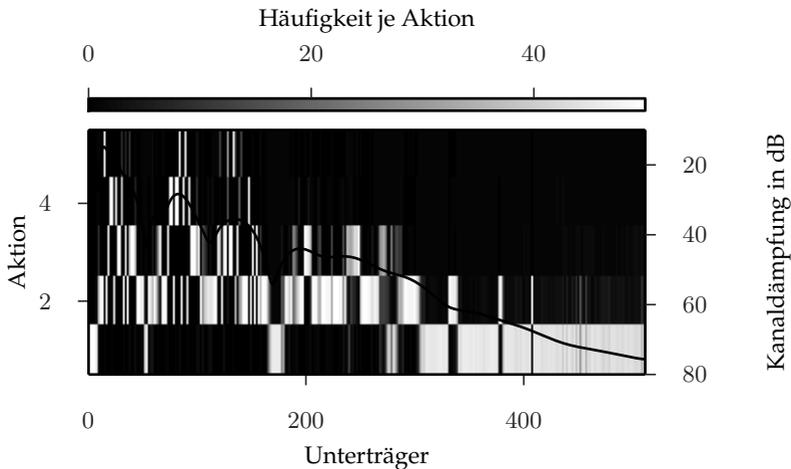


Abbildung 5.36 Häufigkeit je Aktion nach Abschluss des Lernverfahrens für $T = 0, 1$ für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C

Dies zeigt sich unmittelbar auch in der gelernten Unterträgerbelegung nach Abschluss des Lernprozesses für eine Temperatur von $T = 0, 1$, wie in Abb. 5.37 dargestellt. Ein Vergleich mit Abb. 5.28 zeigt, dass für Bereiche geringer Kanaldämpfung vergleichsweise zwar höherwertige Modulationsarten gewählt wurden, jedoch hat das Verfahren in diesem Fall die maximal mögliche Modulationsart im Sinne der Belohnungsfunktion häufig unterschätzt. Dies zeigt sich beispielsweise an der im Vergleich zu Abb. 5.28 deutlich selteneren Wahl der Modulationsart QAM16.

Es zeigt sich also insgesamt, dass die Wahl der Temperatur zu $T = 1$ einen guten Kompromiss zwischen Exploration und Exploitation darstellt. Im Zweifel sollte darüber hinaus vorzugsweise eine etwas höhere Temperatur gewählt werden, um eine ausreichende Exploration des Aktionsraums sicherzustellen. In diesem Fall muss ggf. aber zusätzlich die Anzahl der Iterationen höher gewählt werden, da die Konvergenz aufgrund der er-

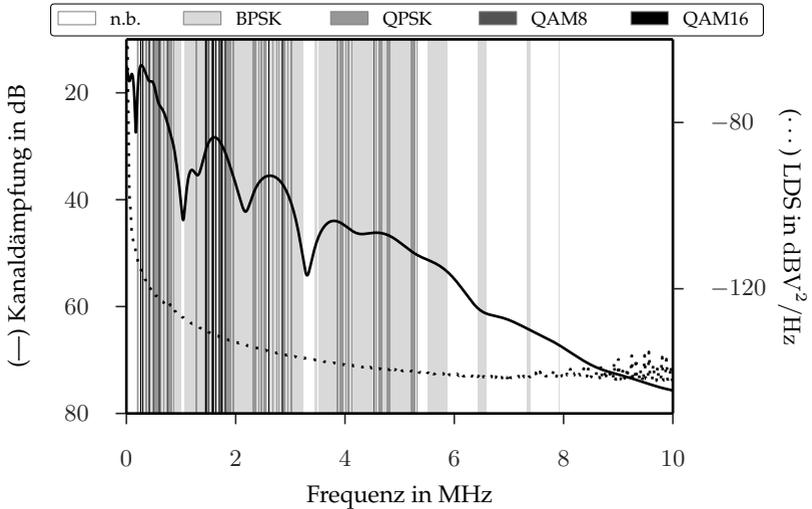


Abbildung 5.37 Gelernte Unterträgerbelegung für $T = 0,1$ für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C mit 512 Unterträgern

höhten Explorationsrate mehr Iterationen in Anspruch nehmen kann. Für eine Temperatur von $T = 1$ hat sich eine Wahl von $N = 50$ Iterationen für die getesteten Szenarien als sinnvoll erwiesen, wie weiter oben dargestellt wurde.

Neben dem Einfluss der Parameterwahl wird im Folgenden der Einfluss verschiedener Orte exemplarisch für ein Beispiel verschiedener Sende-/Empfangsstrecken für denselben Empfänger betrachtet. Dazu werden mehrere Simulationen unter Verwendung desselben Rauschsignals durchgeführt, wobei verschiedene Übertragungsfunktionen simuliert werden, um die verschiedenen Kommunikationsstrecken abzubilden.

Abb. 5.38 zeigt die gelernte Unterträgerbelegung nach Abschluss des Lernverfahrens für einen vergleichsweise guten Kanal, d.h. OPERA Kanal 2, Rauschsignal von Messstation C. Dargestellt sind neben der Trägerbelegung auch hier wieder der Verlauf der Übertragungsfunktion sowie die

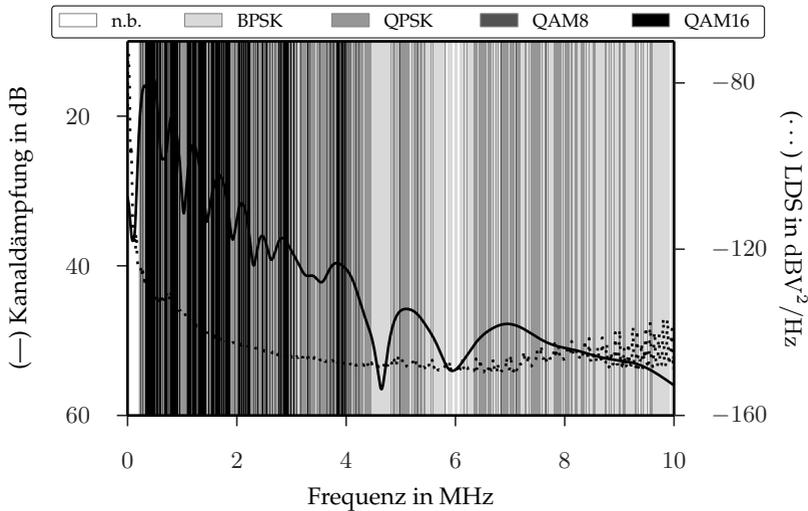


Abbildung 5.38 Gelernte Unterträgerbelegung für OPERA Kanal 2, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C mit 512 Unterträgern

mittlere Störleistungsdichte des aufgezeichneten Rauschsignals. Das Ergebnis scheint auch für diesen guten Kanal insgesamt wieder plausibel, mit hoher Informationsdichte vor allem bei niedrigen Frequenzen, sowie niedriger Informationsdichte in Bereichen sehr hoher Störleistung bzw. sehr hoher Kanal­dämpfung.

Im Gegensatz zu Abb. 5.38 zeigt Abb. 5.39 das Ergebnis nach Abschluss des Lernverfahrens für dasselbe Rauschsignal – aufgezeichnet an Messstation C; jedoch wurde hier OPERA Kanal 4 anstatt wie zuvor OPERA Kanal 2 für die Simulation gewählt. Auch hier zeigt sich wieder ein plausibles Ergebnis, wobei Bereiche mit hohem SNR eine deutlich höhere Informationsdichte aufweisen als Bereiche mit geringem SNR, wie beispielsweise um die beiden Frequenzeinbrüche der Übertragungsfunktion um etwa 3 MHz und um etwa 4,5 MHz herum.

Insgesamt funktioniert das Verfahren nicht nur für verschiedene Übertra-

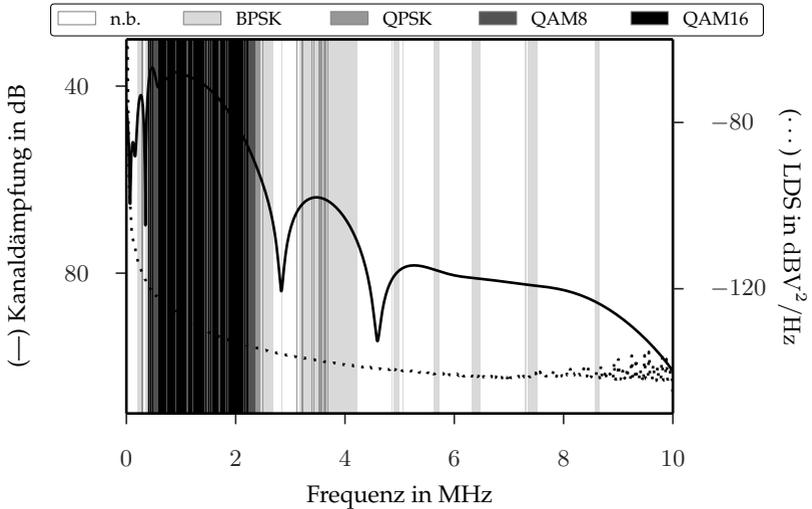


Abbildung 5.39 Gelernte Unterträgerbelegung für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C mit 512 Unterträgern

gungsfunktionen bzw. Störszenarien, wie in den beiden Abschnitten zuvor gezeigt, sondern auch für verschiedene Kombinationen von Übertragungs- und Störeigenschaften gleichermaßen gut. Der Vollständigkeit halber sind in Anhang A.1 noch 3 verschiedene Rauschsignale für dieselbe Übertragungsfunktion dargestellt. Auch hier zeigt sich, dass das Verfahren auch unter diesen Bedingungen stets plausible Ergebnisse hervorbringt.

Neben der Adaption hinsichtlich des Ortes wird im Folgenden schließlich noch der zeitliche Aspekt der Adaption evaluiert. Hierzu wird zunächst das Kurzzeitverhalten betrachtet, indem die Ergebnisse des ersten Lernverfahrens zur Partitionierung der Rahmenstruktur berücksichtigt werden und verschiedene Segmente innerhalb einer Netzhalbperiode analysiert werden. Anschließend wird entsprechend den bisherigen Überlegungen noch das Langzeitverhalten, und hierbei insbesondere die Übertragbarkeit einmal gelernter Parameter auf zukünftige Zeiten evaluiert.

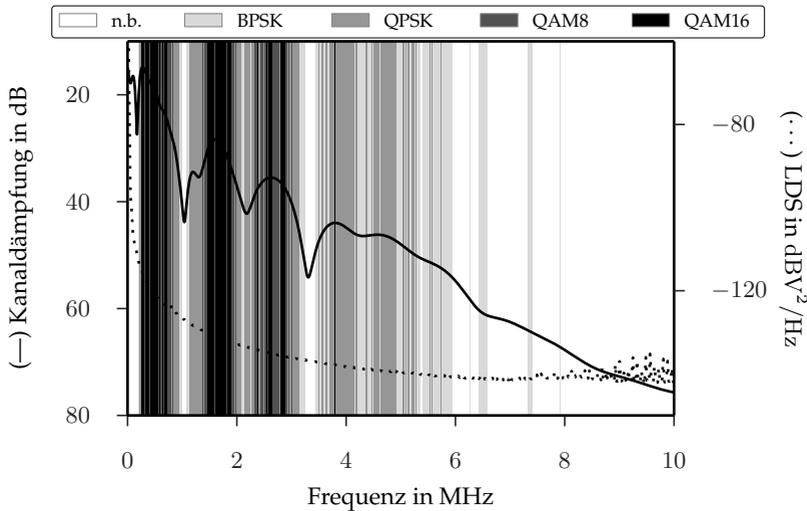


Abbildung 5.40 Gelernte Unterträgerbelegung für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation B (Cluster 1) mit 1024 Unterträgern

Abbildung 5.40 zeigt hierfür zunächst die gelernte Unterträgerbelegung nach Abschluss des Lernverfahrens für OPERA Kanal 4 an Messstation B. Zur einfacheren Interpretation sind auch hier wieder der Verlauf der Übertragungsfunktion sowie der Verlauf der mittleren Störleistungsdichte eingezeichnet. Abb. 5.40 stellt dabei das Ergebnis für alle jene Segmente der Netzhälfte dar, die Cluster 1 zugeordnet wurden.

Abb. 5.41 zeigt die gelernte Unterträgerbelegung für denselben Kanal, d.h. Übertragungsfunktion, Standort und Tageszeit, jedoch für all jene Segmente, die innerhalb der Netzhälfte Cluster 2 zugeordnet wurden. Der Unterschied zwischen Abb. 5.40 und Abb. 5.41 besteht also alleine im Störsignal, da exakt dieselbe Übertragungsfunktion für die Simulation, jedoch unterschiedliche Abschnitte des aufgezeichneten Rauschsignals innerhalb der Netzhälfte(n) für die Simulation verwendet wurden. Der Vergleich der beiden Ergebnisse zeigt deutlich, dass die Informationsdichte in Cluster 2 insgesamt deutlich höher ist als jene in Cluster 1. Dies

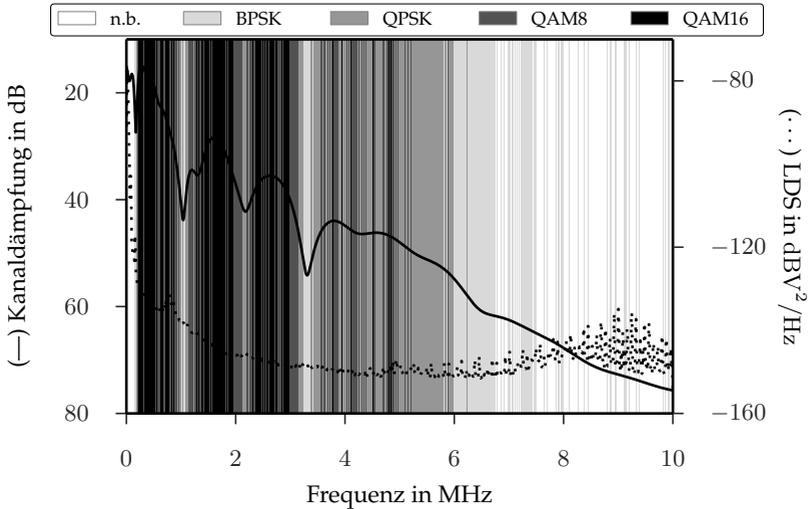


Abbildung 5.41 Gelernte Unterträgerbelegung für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation B (Cluster 2) mit 1024 Unterträgern

zeigt sich vor allem im mittleren Frequenzbereich von etwa 3,5 MHz bis etwa 7 MHz, wo in Abb. 5.41 (Cluster 2) im Schnitt deutlich höherstufige Modulationsarten gelernt wurden.

Hier liegt ein wesentlicher Vorteil des Verfahrens: Der vorliegende Kanal wird stets optimal im Sinne der gewählten Belohnung genutzt und einzelne Bereiche in der Zeit-Frequenz-Ebene unabhängig voneinander optimiert. Eine Anwendung des Lernergebnisses eines Clusters innerhalb eines anderen Clusters würde schlechtere Ergebnisse liefern.⁷

⁷Würden die Ergebnisse von Cluster 1 in Cluster 2 angewandt, so wäre die Informationsdichte geringer und es würde Übertragungskapazität ungenutzt bleiben, da die Bedingungen in Cluster 1 insgesamt schlechter als die Bedingungen in Cluster 2 sind. Umgekehrt würde eine Anwendung der Ergebnisse aus Cluster 2 in Cluster 1 ebenfalls zu einem unerwünschten Ergebnis führen, da die Bitfehlerrate ansteigen würde, weil die Bedingungen in Cluster 2 besser als in Cluster 1 sind und die Übertragungskapazität damit überschätzt würde.

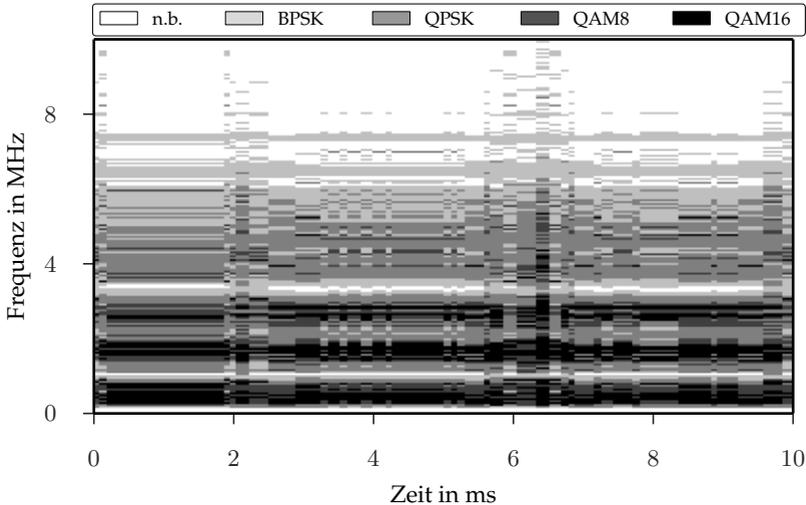


Abbildung 5.42 Gelernte Rahmenstruktur und Unterträgerbelegung über einer Netzhalbperiode für OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 6. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C

Abbildung 5.42 zeigt zusammengefasst die gelernte Rahmenstruktur mit der jeweiligen Unterträgerbelegung in der Zeit-Frequenz-Ebene als Gesamtergebnis des kombinierten Lernverfahrens. Man erkennt deutlich, dass den verschiedenen Segmenten unterschiedliche Längen und jeweils, wie oben gezeigt, vor allem auch unterschiedliche Trägerbelegungen und jeweils eine unterschiedliche Anzahl an Unterträgern zugewiesen wurden. Die Netzhalbperiode kann somit optimal im Sinne der gewählten Belohnungsfunktion genutzt werden.

Abb. 5.43 zeigt mit OPERA Kanal 4 ein zusätzliches Beispiel für die gelernte Rahmenstruktur als Ergebnis des kombinierten Lernverfahrens für einen schlechten Kanal. Auch unter diesen Bedingungen lassen sich deutliche Unterschiede sowohl in der Länge als auch in den Modulationsparametern der einzelnen Segmente erkennen. Man erkennt zudem deutlich, dass es sich hierbei im Vergleich zu Abb. 5.42 um einen schlechteren Kanal handelt, da weite Bereiche in der Zeit-Frequenz-Ebene ungenutzt bleiben und

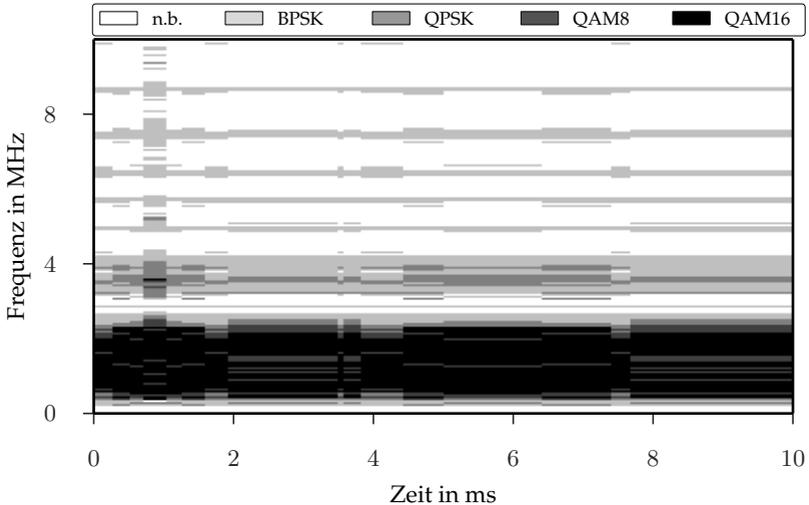


Abbildung 5.43 Gelernte Rahmenstruktur und Unterträgerbelegung über eine Netzhälfte für OPERA Kanal 7, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C

hauptsächlich der untere Frequenzbereich bis etwa 4,2 MHz zur Kommunikation verwendet wird.

Es wurde gezeigt, dass sich das vorgestellte Verfahren hervorragend zur Adaption der Modulationsparameter auch unter Berücksichtigung des Kurzzeitverhaltens eignet. Im Folgenden wird analog zur Betrachtung des Langzeitverhaltens für die Ergebnisse zur Partitionierung der Rahmenstruktur weiter untersucht, inwiefern die einmal gelernte Rahmenstruktur auch zukünftig angewandt werden kann.

Dazu sind in Tabelle 5.1 die entsprechenden Kennzahlen zur Leistungsfähigkeit des Übertragungsverfahrens für verschiedene Zeitintervalle angegeben. Den Einzelergebnissen liegen dabei stets dieselbe Übertragungsfunktionen gemäß OPERA Kanal 4 sowie dieselbe gelernte Rahmenstruktur für das Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation C zugrunde. Variiert wird also das Rauschsignal, das stets an Messstation C aufgezeichnet wurde, allerdings zu unterschiedlichen Zeitpunkten.

Es kann so auf die Übertragbarkeit bzw. Generalisierung einmal gelernter Parameter rückgeschlossen werden, sofern die Leistungsmetriken nicht wesentlich vom ursprünglichen Ergebnis abweichen.

Tabelle 5.1 Leistungsdaten der für die Aufzeichnung vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr gelernten Parameter zu verschiedenen anderen Zeiten für den OPERA Kanal 4 an Messstation C

Zeitunterschied	BER	Datenrate in MBit/s
0	0,011	15,0
1 Stunde	0,011	15,0
12 Stunden	0,011	15,0
24 Stunden	0,010	15,0
7 Tage	0,015	14,9

Die Ergebnisse in Tabelle 5.1 zeigen deutlich, dass das Lernergebnis eines Zeitabschnitts sehr gut auch auf weiter entfernte Zeitabschnitte im Abstand von einigen Stunden bis hin zu Tagen übertragen werden kann, ohne dass sich die Leistungsfähigkeit erheblich verschlechtert. So zeigen sich innerhalb eines Zeitrahmens von 24 Stunden kaum Unterschiede in den Leistungsmetriken. Bei einem sehr großen zeitlichen Versatz von einer Woche zeigen sich erstmals deutliche Unterschiede; das Verfahren liefert jedoch auch hier immer noch gute Ergebnisse.

Entsprechend den Untersuchungen scheint – je nach entscheidendem Kriterium, d.h. maximale Leistungsfähigkeit oder seltene Lernphasen – eine Wiederholung des Lernprozesses im Bereich von einem bis mehreren Tagen sinnvoll.

Nachdem in diesem Abschnitt die Eignung des Verfahrens für charakteristische PLC-Kanäle gezeigt wurde, wird das vorgestellte selbstlernende Mehrträger-Übertragungsverfahren im folgenden Abschnitt noch mit statischen Systemen verglichen.

Vergleich des selbstlernenden Übertragungsverfahrens mit statischen Systemen

Abschließend wird in diesem Abschnitt noch ein Vergleich des selbstlernenden Übertragungsverfahrens mit vergleichbaren statischen Systemen

durchgeführt. Damit soll das Potenzial des vorgestellten Verfahrens bzw. die damit erzielbaren Vorteile eingeordnet werden.

Für den Vergleich wurden jeweils die folgenden charakteristischen Kanalbedingungen der mittleren Klasse verwendet: Um die Eigenschaften der Kommunikationsstrecke abzubilden, wurde die Übertragungsfunktion nach OPERA Kanal 4 gewählt. Als Störszenario wurde die Aufzeichnung des Rauschsignals an Messstation C vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr gewählt. Es wurden insgesamt 21 Simulationen unter den zuvor genannten Bedingungen durchgeführt. Dabei wurde nach jedem Durchlauf jeweils die Datenrate sowie die Bitfehlerrate über dem gesamten Durchlauf berechnet. Diese beiden Metriken werden im Folgenden als wesentliche Performanzindikatoren miteinander verglichen.

Im ersten Durchlauf der Simulation wurde das zuvor vorgestellte Lernverfahren eingesetzt. Hierfür ergab sich eine Datenrate von 15,0 MBit/s bei einer Bitfehlerrate von 0,011. Die 20 anderen Simulationen wurden jeweils mit allen möglichen Kombinationen aus den folgenden, vom Lernsystem wählbaren, Aktionen durchgeführt:

- **Anzahl der Subträger:** 256, 512, 1024, 2048 und 4096,
- **Modulationsart je Subträger:** BPSK, QPSK, 8QAM und 16QAM.

Die Parameter wurden dabei – wie in konventionellen Systemen üblich – statisch gewählt, d.h. insbesondere wurde je Durchgang für alle Unterträger dieselbe Modulationsart, sowie über den gesamten Rahmen verteilt, dieselbe Unterträgeranzahl verwendet. Es fand entsprechend für diese 20 Durchläufe weder eine Adaption in der Frequenz- noch in der Zeitebene statt. Das Ergebnis der 20 Simulationsdurchläufe der statischen Systeme ist in Tabelle 5.2 zusammengefasst.

Verglichen mit dem Ergebnis des selbstlernenden Systems zeigt sich deutlich, dass die erzielte Datenrate mit 15,0 MBit/s im mittleren Bereich und damit über der Datenrate der robustesten Verfahren liegt, die BER jedoch mit einem Wert von lediglich 0,011 weit unter sämtlichen der von statischen Systemen erzielten BER-Werte liegt. Es zeigt sich auch hier im Gesamtergebnis wieder die deutliche Steigerung der Übertragungsqualität im Sinne der gewählten Belohnungsfunktion.

Tabelle 5.2 Datenrate in MBit/s und BER (in Klammern) für verschiedene statische Modulationsparameter für den OPERA Kanal 4, Rauschsignal von Messstation C am 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr, zum Vergleich mit dem Ergebnis des selbstlernenden Systems (Datenrate 15,0 MBit/s, BER 0,011)

	256	512	1024	2048	4096
BPSK	9,8 (0,514)	9,8 (0,154)	9,8 (0,152)	9,8 (0,16)	9,8 (0,178)
QPSK	19,7 (0,448)	19,7 (0,153)	19,7 (0,151)	19,7 (0,158)	19,7 (0,171)
QAM8	29,5 (0,42)	29,5 (0,171)	29,5 (0,169)	29,5 (0,175)	29,5 (0,188)
QAM16	39,5 (0,415)	39,5 (0,183)	39,5 (0,18)	39,5 (0,186)	39,5 (0,2)

5.4 Fazit

In diesem Kapitel wurde gezeigt, wie sich die Flexibilität moderner SDR-basierter Systeme, wie in Kapitel 2.4 vorgestellt, zur Realisierung eines selbstlernenden Mehrträger-Übertragungsverfahrens einsetzen lässt. Dabei wurde insbesondere die Adaptionfähigkeit hinsichtlich charakteristischer Übertragungs- und Störeeigenschaften, wie in den beiden Kapiteln 3 und 4 analysiert, evaluiert. Das vorgestellte Verfahren zeigt hier über weite Bereiche unterschiedlichster Kanalbedingungen stets plausible Ergebnisse sowie eine hervorragende Adaptionfähigkeit in der Zeit- und Frequenzebene. Die Vorteile des vorgestellten selbstlernenden Verfahrens gegenüber konventionellen bzw. statischen Mehrträger-Übertragungsverfahren zeigen sich insbesondere auch im direkten Vergleich der Simulationsergebnisse unter identischen Kanalbedingungen.

Einen wesentlichen Vorteil des vorgestellten Verfahrens stellt die Unabhängigkeit von jeglichem Vorwissen sowie von jeglichen Modellannahmen für den konkreten Kanal aufgrund des selbstlernenden Charakters dar. Es ist gerade dieser Aspekt, der das Verfahren zum idealen Kandidaten für PLC-Kanäle macht, da diese – wie in den beiden Kapiteln 3 und 4 gezeigt – eine enorme Vielfalt aufweisen und sich auch innerhalb eines Netzabschnitts massiv unterscheiden können. Ferner lassen sich individuelle

Ziele durch geeignete Wahl der jeweiligen Belohnungsfunktion steuern und integrieren. Dies wurde in der oben beschriebenen Implementierung für die Kernkennzahl einer maximaler Datenrate bei gleichzeitiger Einhaltung einer bestimmten BER-Schwelle gezeigt. Das vorgestellte Verfahren stellt damit insgesamt eine Erweiterung bestehender und bewährter Ansätze zur Datenübertragung um Aspekte des maschinellen Lernens dar und zeigt darüber hinaus den damit erzielbaren Vorteil gegenüber konventionellen Verfahren anhand konkreter Anwendung.

6 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Konzept für ein selbstlernendes Mehrträgerübertragungsverfahren zur Powerline-Kommunikation im Zugangsbereich der Niederspannungsebene im Frequenzbereich von 150 kHz bis 10 MHz erarbeitet. Hierbei wurde zunächst aufgezeigt, wie sich das aus dem Funkbereich bekannte SDR-Prinzip als Schlüsseltechnologie für adaptive Kommunikationssysteme auch im Bereich der Powerline-Kommunikation einsetzen lässt. Die weiteren Beiträge dieser Arbeit zum technischen Fortschritt gliedern sich auf in die Analyse und Bewertung der Kanaleigenschaften bis 10 MHz sowie, basierend darauf, in den Entwurf und die Evaluation des Konzepts eines selbstlernenden Mehrträgerübertragungsverfahrens.

6.1 Analyse und Bewertung der Kanaleigenschaften

Ziel der Analyse und Bewertung der Kanaleigenschaften bis 10 MHz ist die Ableitung kanalbedingter Anforderungen für ein selbstadaptives Kommunikationssystem. Während die Übertragungseigenschaften bereits gut untersucht und in Form von Referenzkanälen abgebildet sind, zeigen frühere Ergebnisse zur Charakterisierung des Kanals vor allem für das Störszenario im Frequenzbereich bis 10 MHz eine unzureichende Betrachtung des Kurzzeitverhaltens des Kanals. Deshalb wurde im Rahmen dieser Arbeit zunächst ein SDR-basiertes Messsystem zur verteilten, synchronen Messung von Kanaleigenschaften an verschiedenen Standorten für den Frequenzbereich bis 10 MHz entwickelt.

Dieses System wurde anschließend zur Durchführung einer einwöchigen Messkampagne eingesetzt. Die so erhaltenen Messdaten wurden im Anschluss einer Offline-Analyse unterzogen.

Die wesentlichen Kanaleigenschaften lassen sich dabei wie folgt zusammenfassen: Die Übertragungseigenschaften des Kanals zeigen sich bezogen auf zeitliche Variationen über lange Zeiträume stabil. Sie weisen dabei jedoch neben einem allgemein vorherrschenden Tiefpassverhalten sowie einzelnen Frequenzeinbrüchen aufgrund von Mehrwegeausbreitung insgesamt eine enorme Variation im Frequenzbereich auf. Eine Adaption des Übertragungsverfahrens in Abhängigkeit von der Frequenz scheint damit alleine aufgrund der Übertragungseigenschaften geboten. Auch die Störumgebung zeigt eine hohe Abhängigkeit von der Frequenz sowie eine vergleichsweise geringe Variation über lange Zeiträume hinweg. Hier zeigt sich jedoch eine erhöhte Dynamik der Störeeigenschaften über kurze Zeiträume. Bei näherer Betrachtung zeigt sich vor allem im unteren Frequenzbereich ein zyklotionäres Verhalten der Störeeigenschaften mit einer zyklischen Frequenz von 100 Hz, die dem Doppelten der Netzfrequenz entspricht. Insgesamt zeigen die Betrachtungen, dass die einzelnen Kommunikationsstrecken auch innerhalb desselben Netzes enorme Unterschiede aufweisen, weshalb bei einem selbstlernenden Mehrträgerübertragungsverfahren stets die einzelnen Kommunikationsstrecken individuell optimiert werden sollten.

6.2 Konzept eines selbstlernenden Mehrträgerübertragungsverfahrens

Basierend auf den abgeleiteten kanalbedingten Anforderungen wurde im Rahmen der Arbeit ein neuartiges, selbstlernendes Mehrträgerübertragungsverfahren basierend auf OFDM entworfen. Es ermöglicht die Anpassung der Übertragungsparameter sowohl in Abhängigkeit von der Zeit als auch in Abhängigkeit von der Frequenz, wobei die Übertragungsparameter durch ein maschinelles Lernsystem ermittelt bzw. bestimmt werden. Konkret werden hierbei zunächst unter Einsatz des k-Means Clustering-Verfahrens Bereiche ähnlicher spektraler Eigenschaften, bezogen auf das Störszenario, innerhalb einer Netzhalbperiode zusammengefasst und in Gruppen eingeteilt. Die so entstehende Rahmenstruktur stellt die Basis für die Adaption an das Kurzzeitverhalten der Störumgebung dar. Anschließend wird durch einen zweistufigen Prozess mit Hilfe von

Reinforcement Learning für jede Gruppe ähnlicher spektraler Eigenschaften zunächst die Anzahl der Unterträger – und damit die Granularität in Frequenzrichtung – sowie die Modulationsart je Unterträger gelernt. Das Ergebnis des Lernprozesses ist damit eine Art Modulationsmaske, die jedem Segment in der Zeit-/Frequenzebene innerhalb einer Netzhalbperiode die optimale Modulationsart bzw. Informationsbelegung im Sinne der zuvor gewählten Belohnungsfunktion zuweist.

Das so entstandene Konzept wurde anschließend im Rahmen einer auf GNU Radio basierenden Simulationsumgebung für PLC-Kanäle evaluiert und unter realistischen Bedingungen getestet. Hierbei wurden die Ergebnisse des selbstlernenden Verfahrens zunächst für verschiedene Einflüsse und unter unterschiedlichen Bedingungen hinsichtlich Plausibilität überprüft. Die Ergebnisse zeigen dabei eine gute Adaption an die jeweils vorherrschenden Kanaleigenschaften. Auch im direkten Vergleich mit der (bei gängigen Standards üblichen) statischen Wahl der Übertragungsparameter über eine Netzhalbperiode hinweg zeigen sich deutlich die Vorteile des vorgestellten Verfahrens hinsichtlich Robustheit und Datendurchsatz.

6.3 Fazit und Ausblick

Die Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit zeigen, dass der PLC-Kanal im Zugangsbereich der Niederspannungsebene im Frequenzbereich bis 10 MHz extreme Variationen hinsichtlich Ort, Zeit und Frequenz aufweist. Es konnte weiter gezeigt werden, dass sich unter Einsatz moderner Technologien wie Software-Defined Radio und maschinellem Lernen adaptive Systeme konstruieren lassen, die der enormen Variation typischer PLC-Kanäle insgesamt deutlich besser gerecht werden können als beispielsweise statische Systeme, welche einen in der Regel suboptimalen Kompromiss für eine Vielzahl von unterschiedlichen Kanalbedingungen darstellen. Die erzielten Ergebnisse sind dabei vielversprechend und zeigen, dass sich mit Hilfe selbstlernender Übertragungsverfahren die Übertragungskapazität bei gleichzeitiger Einhaltung einer minimal geforderten Zuverlässigkeit steigern und sich der Kanal damit insgesamt deutlich effizienter nutzen lässt. Das vorgestellte Verfahren ist dabei im Vergleich zu Bitloading- bzw. Waterfilling-Verfahren, die ebenfalls Gegenstand gegenwärtiger Forschungsarbeiten im Bereich adaptiver PLC-Systeme sind, unabhängig von

Modellannahmen und lässt sich durch geschickte Wahl der Belohnungsfunktion bzw. durch geeignete Wahl des Aktionsraums auch hinsichtlich der Optimierung zusätzlicher Parameter erweitern.

Bei dem im Rahmen dieser Arbeit vorgestellten Konzept wurde der Fokus auf die Optimierung eines Teilbereichs der Bitübertragungsschicht gelegt. Bereits für die Adaption dieses Teilbereichs eines Kommunikationssystems zeigt sich das große Potenzial selbstlernender PLC-Systeme. Als Weiterentwicklung des Verfahrens ließen sich beispielsweise auch weitere Aspekte der Bitübertragungsschicht, wie z.B. verschiedene Kanal-kodierungsverfahren, in den Aktionsraum integrieren um so weitere Übertragungsparameter während der Laufzeit zu optimieren. Auch ist eine Erweiterung der Belohnungsfunktion um weitere Parameter, wie beispielsweise die Leistungsaufnahme des Modems oder auch EMV-Aspekte z.B. in Form von ortsabhängigen Spektralmasken, denkbar. Insgesamt stellen moderne selbstlernende Verfahren in Kombination mit rekonfigurierbaren SDR-Plattformen eine interessante Kombination für die Realisierung zukünftiger kognitiver PLC-Systeme dar.

Anhang

A Anhang

A.1 Weitere Ergebnisse zur Adaption der Modulationsparameter an den Gesamtkanal

Im Folgenden sind die Ergebnisse weiterer Standorte bezüglich der Adaption der Modulationsparameter an den Gesamtkanal dargestellt. Die jeweiligen Parameter sind dabei analog zu den Abbildungen in Abschnitt 5.3.2 in der Bildunterschrift beschrieben.

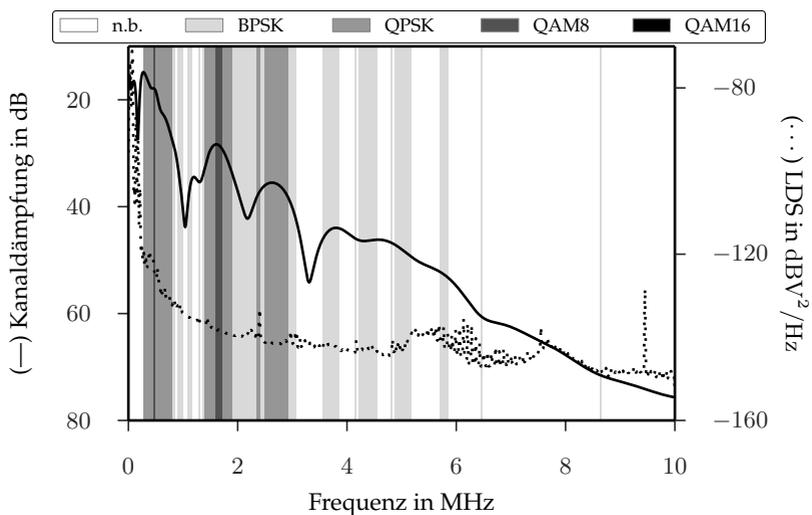


Abbildung A.1 Gelernte Unterträgerbelegung (OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation D, 256 Unterträger)

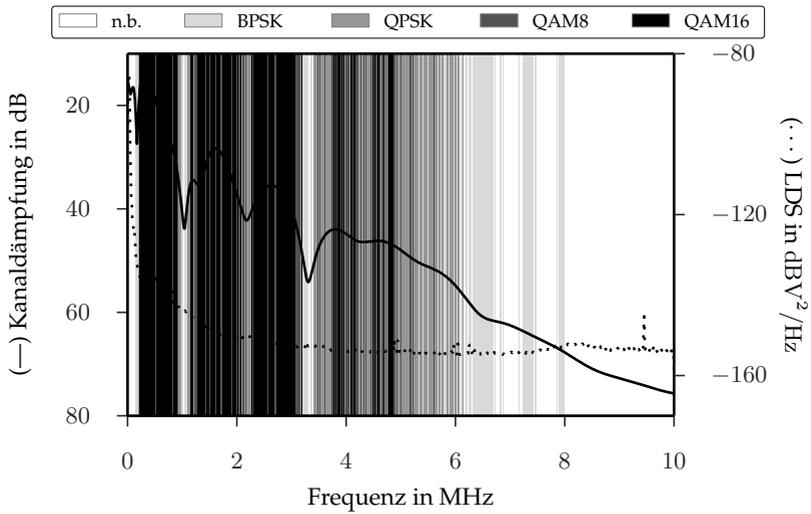


Abbildung A.2 Gelernte Unterträgerbelegung (OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation A, 512 Unterträger)

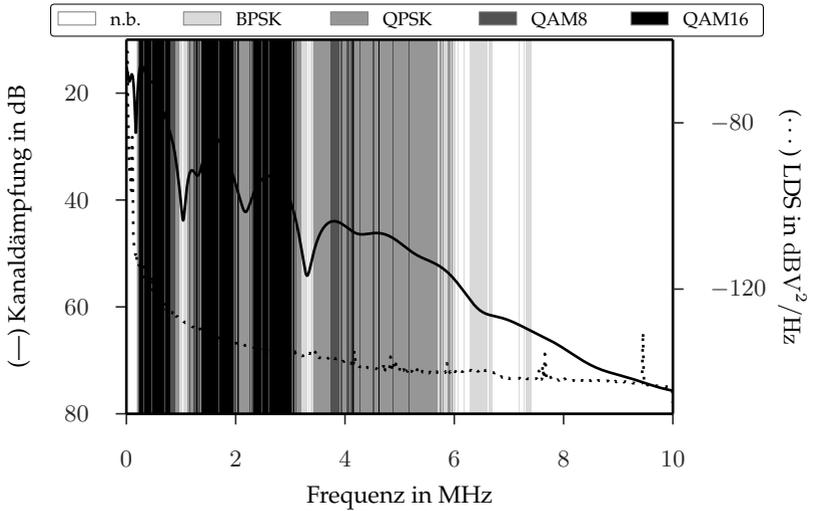


Abbildung A.3 Gelernte Unterträgerbelegung (OPERA Kanal 4, Rauschsignal vom 7. Dezember 2016 um 16:30 Uhr an Messstation B, 1024 Unterträger)

Literaturverzeichnis

- [1] **Abbas, G., Chan, V. und Yee, T.** *Local-oscillator excess-noise suppression for homodyne and heterodyne detection.* In: *Optics letters* 8.8 (1983), S. 419–421.
- [2] **Abbas, N., Nasser, Y. und Ahmad, K. E.** *Recent advances on artificial intelligence and learning techniques in cognitive radio networks.* In: *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* 2015.1 (2015), S. 1–20.
- [3] *Achter Monitoring-Bericht "Die Energie der Zukunft".* Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz (BMWK), 2021.
- [4] **Arthur, D. und Vassilvitskii, S.** *k-means++: The advantages of careful seeding.* Techn. Ber. Stanford, 2006.
- [5] **Babic, M., Hagenau, M., Dostert, K. und Bausch, J.** *D4: Theoretical postulation of the PLC channel model OPERA.* In: *IST Integrated Project 507667* (2005).
- [6] **Banwell, T. und Galli, S.** *On the symmetry of the power line channel.* In: *Proceedings of the International Symposium on Power Line Communications and Its Applications.* 2001, S. 325–330.
- [7] **Bard, J. und Kovarik Jr, V. J.** *Software defined radio: the software communications architecture.* John Wiley & Sons, 2007.
- [8] **Beazley, D. M.** *SWIG: An Easy to Use Tool for Integrating Scripting Languages with C and C++.* In: *Proceedings of the 4th Conference on USENIX Tcl/Tk Workshop, 1996 - Volume 4.* TCLTK'96. Monterey, California: USENIX Association, 1996, S. 15.
- [9] **Belisle, C., Kovarik, V., Pucker, L. und Turner, M.** *The software communications architecture: two decades of software radio technology innovation.* In: *IEEE Communications Magazine* 53.9 (2015), S. 31–37.
- [10] **Bellman, R.** *A Markovian decision process.* In: *Journal of mathematics and mechanics* (1957), S. 679–684.
- [11] **Bellman, R.** *Dynamic Programming.* In: *Princeton University Press* 127.3304 (1958), S. 976–976.

- [12] **Braun, M., Pendlum, J. und Ettus, M.** *RFNoC: RF network-on-chip*. In: *Proceedings of the GNU Radio Conference*. Bd. 1. 1. 2016.
- [13] **Burr, A., Reed, D. und Brown, P.** *Effect of HF broadcast interference on power-line telecommunications above 1 MHz*. In: *IEEE GLOBECOM 1998 (Cat. NO. 98CH36250)*. Bd. 5. IEEE. 1998, S. 2870–2875.
- [14] **Chapin, J. und Bose, V.** *The vanu software radio system*. In: *2002 Software Defined Radio Technical Conference*. 2002.
- [15] **Chiper, F.-L., Martian, A., Vladeanu, C., Marghescu, I., Craciunescu, R. und Fratu, O.** *Drone Detection and Defense Systems: Survey and a Software-Defined Radio-Based Solution*. In: *Sensors* 22.4 (2022), S. 1453.
- [16] **Cooley, J. W. und Tukey, J. W.** *An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series*. In: *Mathematics of computation* 19.90 (1965), S. 297–301.
- [17] **Corripio, F. J. C., Arrabal, J. A. C., Del Rio, L. D. und Munoz, J. E.** *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.
- [18] **Cortes, J., Canete, F., Diez, L. und Entrambasaguas, J.** *Characterization of the cyclic short-time variation of indoor power-line channels response*. In: *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2005*. IEEE. 2005, S. 326–330.
- [19] **Cortés, J. A., Diez, L., Canete, F. J. und Sanchez-Martinez, J. J.** *Analysis of the indoor broadband power-line noise scenario*. In: *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility* 52.4 (2010), S. 849–858.
- [20] **De Dominicis, C. M., Flammini, A., Rinaldi, S., Rizzi, M. und Vezzoli, A.** *Characterization of multi-standard power line communication on low-voltage grid*. In: *2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*. IEEE. 2013, S. 31–36.
- [21] **De Piante, M. und Tonello, A. M.** *Characteristics of the PLC channel: Reciprocity, symmetry and port decoupling for impedance matching*. In: *2016 International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*. IEEE. 2016, S. 93–97.
- [22] *Einrichtungen der Informationstechnik - Funkstöreigenschaften - Grenzwerte und Messverfahren*. Standard EN 55022. Deutsche Institut für Normung (DIN), 2011.
- [23] *Ettus GPSDO Produktübersicht*. Abrufbar unter <https://www.ettus.com/all-products/gpsdo-tcxo-module/> (Stand: 27.02.2022). Ettus Research.

-
- [24] *Ettus Research USRP N210 Datenblatt*. Abrufbar unter https://www.ettus.com/wp-content/uploads/2019/01/07495_Ettus_N200-210_DS_Flyer_HR_1.pdf (Stand: 27.02.2022). Ettus Research.
- [25] **Familua, A. D., Ogunyanda, K., Swart, T. G., Ferreira, H. C., Van Olst, R. und Cheng, L.** *Narrowband PLC channel modeling using USRP and PSK modulations*. In: *18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. IEEE. 2014, S. 156–161.
- [26] **Ferreira, H. C., Grové, H. M., Hooijen, O. und Han Vinck, A.** *Power line communication*. John Wiley & Sons, Inc. Hoboken, NJ, USA, 2001.
- [27] **Forgy, E. W.** *Cluster analysis of multivariate data: efficiency versus interpretability of classifications*. In: *biometrics* 21 (1965), S. 768–769.
- [28] **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.
- [29] **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.
- [30] **Géron, A.** *Hands-on machine learning with Scikit-Learn, Keras, and TensorFlow: Concepts, tools, and techniques to build intelligent systems*. O’Reilly Media, Inc., 2019.
- [31] *git Homepage*. Abrufbar unter <https://git-scm.com> (Stand: 27.02.2022). Software Freedom Conservancy.
- [32] *GitLab Homepage*. Abrufbar unter <https://about.gitlab.com> (Stand: 27.02.2022). GitLab B.V.
- [33] *GNU Radio Homepage*. Abrufbar unter <https://www.gnuradio.org> (Stand: 27.02.2022).
- [34] **Golomb, S.** *Shift Register Sequences*. Holden-Day, San Francisco, CA, 1967.
- [35] **Götz, M.** *Mikroelektronische, echtzeitfähige Emulation von Powerline-Kommunikationskanälen*. Dissertation. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2004.
- [36] **Götz, M., Rapp, M. und Dostert, K.** *Power line channel characteristics and their effect on communication system design*. In: *IEEE Communications Magazine* 42.4 (2004), S. 78–86.
- [37] **Gündüz, D., Kerret, P. de, Sidiropoulos, N. D., Gesbert, D., Murthy, C. R. und Schaar, M. van der.** *Machine learning in the air*. In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 37.10 (2019), S. 2184–2199.

- [38] **Hogenauer, E.** *An economical class of digital filters for decimation and interpolation.* In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing* 29.2 (1981), S. 155–162.
- [39] **Jondral, F.** *Nachrichtensysteme: Grundlagen - Verfahren - Anwendungen ; mit 7 Tabellen.* Schlemmbach, 2006.
- [40] **Jondral, F., Machauer, R. und Wiesler, A.** *Software Radio: Adaptivität durch Parametrisierung ; mit 14 Tabellen.* Schlemmbach, 2002.
- [41] **Jondral, F.** *Software-defined radio—basics and evolution to cognitive radio.* In: *EURASIP journal on wireless communications and networking* 2005.3 (2005), S. 1–9.
- [42] **Kaiser, C.** *Adaptive Modulationsverfahren für die schmalbandige Powerline-Kommunikation in Niederspannungsnetzen.* Dissertation. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2020.
- [43] **Kammeyer, K.-D.** *Nachrichtenübertragung.* Springer-Verlag, 2013.
- [44] **Karanov, B., Chagnon, M., Thouin, F., Eriksson, T. A., Bülow, H., Lavery, D., Bayvel, P. und Schmalen, L.** *End-to-end deep learning of optical fiber communications.* In: *Journal of Lightwave Technology* 36.20 (2018), S. 4843–4855.
- [45] **Kistner, T., Bauer, M., Hetzer, A. und Dostert, K.** *Analysis of zero crossing synchronization for ofdm-based amr systems.* In: *2008 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications.* IEEE. 2008, S. 204–208.
- [46] **KIT Lageplan Campus Süd.** Abrufbar unter <https://kg.ikb.kit.edu/downloads/Campus-Sued-Lageplan.pdf> (Stand: 27.02.2022). Karlsruher Institut für Technologie (KIT).
- [47] **Kumagai, J.** *Radio revolutionaries.* In: *IEEE Spectrum* 44.1 (2007), S. 28–32.
- [48] *LabVIEW Produktübersicht.* de. Abrufbar unter <https://www.ni.com/de-de/support/downloads/software-products/download.labview-communications-system-design-suite.html> (Stand: 27.02.2022). National Instruments Corp.
- [49] **León, F. P.** *Messtechnik.* Springer-Verlag, 2015.
- [50] **Liu, W., Bumiller, G. und Gao, H.** *On (power-) line defined PLC system.* In: *18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications.* IEEE. 2014, S. 81–86.
- [51] **Liu, W.** *Emulation of Narrowband Powerline Data Transmission Channels and Evaluation of PLC Systems.* Karlsruhe: KIT Scientific Publishing, 2013, S. 243.

-
- [52] **Lloyd, S.** *Least squares quantization in PCM.* In: *IEEE transactions on information theory* 28.2 (1982), S. 129–137.
- [53] *Mathworks MATLAB & Simulink Homepage.* Abrufbar unter <https://de.mathworks.com/products/matlab.html> (Stand: 27.02.2022). The MathWorks, Inc.
- [54] **Melby, J.** *JTRS and the evolution toward software-defined radio.* In: *MILCOM 2002. Proceedings.* Bd. 2. IEEE. 2002, S. 1286–1290.
- [55] **Mitola, J.** *Software radios: Survey, critical evaluation and future directions.* In: *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine* 8.4 (1993), S. 25–36.
- [56] **Mitola, J.** *The software radio architecture.* In: *IEEE Communications magazine* 33.5 (1995), S. 26–38.
- [57] **Mlynek, P., Koutny, M. und Misurec, J.** *Hybrid power line model based on frequency and time-variant system.* In: *Global Information Infrastructure Symposium (GIIS).* IEEE. 2013, S. 1–3.
- [58] **Moy, C. und Palicot, J.** *Software radio: a catalyst for wireless innovation.* In: *IEEE Communications Magazine* 53.9 (2015), S. 24–30.
- [59] **Nassar, M., Dabak, A., Kim, I. H., Pande, T. und Evans, B. L.** *Cyclostationary noise modeling in narrowband powerline communication for smart grid applications.* In: *2012 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP).* IEEE. 2012, S. 3089–3092.
- [60] **Nieman, K. F., Lin, J., Nassar, M., Waheed, K. und Evans, B. L.** *Cyclic spectral analysis of power line noise in the 3–200 kHz band.* In: *2013 IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications.* IEEE. 2013, S. 315–320.
- [61] **Nyquist, H.** *Certain topics in telegraph transmission theory.* In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* 47.2 (1928), S. 617–644.
- [62] **O’Shea, T. und Hoydis, J.** *An introduction to deep learning for the physical layer.* In: *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking* 3.4 (2017), S. 563–575.
- [63] **O’Shea, T. J., Karra, K. und Clancy, T. C.** *Learning to communicate: Channel auto-encoders, domain specific regularizers, and attention.* In: *2016 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT).* IEEE. 2016, S. 223–228.
- [64] **O’Shea, T. J. und West, N.** *Radio machine learning dataset generation with gnu radio.* In: *Proceedings of the GNU Radio Conference.* Bd. 1. 2016.

- [65] **Oppenheim, A., Schafer, R., Buck, J. und Lee, L.** *Discrete-time Signal Processing*. Prentice Hall international editions. Prentice Hall, 1999.
- [66] **Pinomaa, A., Baumgartner, H., Ahola, J. und Kosonen, A.** *Utilization of software-defined radio in power line communication between motor and frequency converter*. In: *ISPLC2010*. IEEE. 2010, S. 172–177.
- [67] *Pothosware Homepage*. Abrufbar unter <https://www.pothosware.com> (Stand: 27.02.2022).
- [68] *Powerline communication apparatus used in low voltage installations - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement - Part 2: Apparatus for access-network use*. CENELEC Standard EN 50561-2. European Committee for Electrotechnical Standardization (CENELEC), 2015.
- [69] **Pozar, D.** *Microwave Engineering, 4th Edition*. Wiley, 2011.
- [70] *Pressemitteilung: Key Bridge Wireless concludes CBRS ESC testing*. Abrufbar unter https://www.prweb.com/releases/key_bridge_wireless_concludes_cbirs_esc_testing/prweb16743275.htm (Stand: 27.02.2022).
- [71] **Proakis, J. G. und Salehi, M.** *Digital communications*. Bd. 4. McGraw-hill New York, 2001.
- [72] **Ramacher, U.** *Software-defined radio prospects for multistandard mobile phones*. In: *Computer* 40.10 (2007), S. 62–69.
- [73] *Red Pitaya STEMLab 125-10 Produktübersicht*. Abrufbar unter <https://redpitaya.com/stemlab-125-10/> (Stand: 27.02.2022). Red Pitaya d.d.
- [74] *REDHAWK SDR Homepage*. Abrufbar unter <https://redhawksdr.org> (Stand: 27.02.2022).
- [75] **Reed, J. H.** *Software radio: a modern approach to radio engineering*. Prentice Hall Professional, 2002.
- [76] **Rondeau, T. W., Holland, O., Bogucka, H. und Medeisis, A.** *On the GNU radio ecosystem*. In: *Opportunistic Spectrum Sharing and White Space Access: The Practical Reality* (2015), S. 25–48.
- [77] **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*. IEEE. 2009, S. 307–312.
- [78] **Shannon, C. E.** *Communication in the presence of noise*. In: *Proceedings of the IRE* 37.1 (1949), S. 10–21.

-
- [79] **Sigle, M.** *Robuste Schmalband-Powerline-Kommunikation für Niederspannungsverteilternetze*. Dissertation. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2016. 125 S.
- [80] **Sigle, M., Ruprecht, B. und Dostert, K.** *Software defined modem development for narrowband plc systems*. In: *5th Workshop on Powerline Communications, Arnhem, The Netherlands*. 2011.
- [81] *Signalling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148,5 kHz*. CENELEC Standard EN 50065-1. European Committee for Electrotechnical Standardization (CENELEC), 2011.
- [82] **Silver, D. et al.** *Mastering the game of Go without human knowledge*. In: *Nature* 550 (2017), S. 354–.
- [83] **Sklivanitis, G., Gannon, A., Batalama, S. N. und Pados, D. A.** *Addressing next-generation wireless challenges with commercial software-defined radio platforms*. In: *IEEE Communications Magazine* 54.1 (2016), S. 59–67.
- [84] **Snyder, J., Mcnair, B., Edwards, S. und Dietrich, C.** *OSSIE: An Open Source Software Defined Radio Platform for Education and Research*. In: *Proceedings of the International Conference on Frontiers in Education: Computer Science and Computer Engineering (FECS)* (2011).
- [85] *Software Defined Radio Market Projection*. Abrufbar unter <https://www.prnewswire.com/news-releases/the-software-defined-radio-market-is-estimated-to-be-usd-1983-billion-in-2017-and-is-projected-to-reach-usd-3000-billion-by-2022-at-a-cagr-of-863-between-2017-and-2022-300610897.html> (Stand: 27.02.2022).
- [86] *SQLite Homepage*. Abrufbar unter <https://www.sqlite.org/index.html> (Stand: 27.02.2022).
- [87] *STCOMET Datenblatt*. Abrufbar unter <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stcomet.pdf> (Stand: 27.02.2022). STMicroelectronics.
- [88] **Sun, Y., Peng, M., Zhou, Y., Huang, Y. und Mao, S.** *Application of machine learning in wireless networks: Key techniques and open issues*. In: *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 21.4 (2019), S. 3072–3108.
- [89] **Sun, Y. und Amaratunga, G. A.** *High-current adaptive impedance matching in narrowband power-line communication systems*. In: *2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. IEEE. 2011, S. 329–334.
- [90] **Sutton, P., Lotze, J., Lahlou, H., Fahmy, S., Nolan, K., Ozgul, B., Rondeau, T., Noguera, J. und Doyle, L.** *Iris: An Architecture for Cognitive Radio Networking Testbeds*. In: *Communications Magazine, IEEE* 48 (2010), S. 114–122.

- [91] **Sutton, R. S. und Barto, A. G.** *Reinforcement learning: An introduction*. MIT press, 2018.
- [92] **Tennenhouse, D. L. und Bose, V. G.** *The SpectrumWare approach to wireless signal processing*. In: *Wireless Networks 2.1* (1996), S. 1–12.
- [93] **Tonello, A. M. und Pittolo, A.** *Considerations on narrowband and broadband power line communication for smart grids*. In: *2015 IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*. IEEE. 2015, S. 13–18.
- [94] **Tonello, A. M., Letizia, N. A., Righini, D. und Marcuzzi, F.** *Machine learning tips and tricks for power line communications*. In: *IEEE Access 7* (2019), S. 82434–82452.
- [95] **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.
- [96] **Tutlebee, W.** *Software Defined Radio-Enabling Technologies*. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, England, 2002.
- [97] *ubuntu Homepage*. Abrufbar unter <https://ubuntu.com> (Stand: 27.02.2022). Canonical Ltd.
- [98] **Ulversoy, T.** *Software defined radio: Challenges and opportunities*. In: *IEEE Communications Surveys & Tutorials 12.4* (2010), S. 531–550.
- [99] *Vector-optimized Library of Kernels Homepage*. Abrufbar unter <https://www.libvolk.org/about.html> (Stand: 27.02.2022).
- [100] **Volder, J. E.** *The CORDIC trigonometric computing technique*. In: *IRE Transactions on electronic computers 3* (1959), S. 330–334.
- [101] **Wang, G., Wu, M., Yin, B. und Cavallaro, J. R.** *High throughput low latency LDPC decoding on GPU for SDR systems*. In: *2013 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing*. IEEE. 2013, S. 1258–1261.
- [102] **Weigel, A., Renner, C., Turau, V. und Ernst, H.** *Wireless sensor networks for smart metering*. In: *2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*. 2014, S. 722–729.
- [103] **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.
- [104] **West, N., Geiger, D. und Scheets, G.** *Benchmarking GNU Radio Kernels and Multi-Processor Scheduling*. Techn. Ber. Naval Research Laboratory Washington D.C., 2013.

-
- [105] *What is Software Defined Radio?* Techn. Ber. Abrufbar unter <https://www.wirelessinnovation.org/assets/documents/SoftwareDefinedRadio.pdf> (Stand: 27.02.2022). Wireless Innovation Forum.
- [106] **Wyglinski, A. M., Labeau, F. und Kabal, P.** *Bit loading with BER-constraint for multicarrier systems*. In: *IEEE Transactions on wireless communications* 4.4 (2005), S. 1383–1387.
- [107] **Zhavoronkov, A., Mamoshina, P., Vanhaelen, Q., Scheibye-Knudsen, M., Moskalev, A. und Aliper, A.** *Artificial intelligence for aging and longevity research: Recent advances and perspectives*. In: *Ageing research reviews* 49 (2019), S. 49–66.
- [108] **Zimmermann, H.** *OSI Reference Model—the ISO model of architecture for open systems interconnection*. In: *IEEE Trans. Communication (USA) COM-28.4* (1980). IRIA/Lab., Rocquencourt, France, S. 425–432.
- [109] **Zimmermann, M.** *An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks*. In: *Proc. 4th Int. Symp. Power Line Commun. Appl., Apr. 2000*. 2000, S. 131–138.
- [110] **Zimmermann, M.** *Energieverteilnetze als Zugangsmedium für Telekommunikationsdienste*. Dissertation. Universität Karlsruhe (TH), 2000.
- [111] **Zimmermann, M. und Dostert, K.** *A multipath model for the powerline channel*. In: *IEEE Transactions on communications* 50.4 (2002), S. 553–559.
- [112] **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.

Eigene Veröffentlichungen

- [113] **Baier, G. und Otterbach, N.** *Wireless Networks In-the-Loop: Speeding up GNU Radio development*. In: *Software Defined Radio Design Challenge at Wireless@Virginia Tech*. Blacksburg, VA, 2012.
- [114] **Braun, M., Otterbach, N., Elsner, J. und Jondral, F.** *Rapid Prototyping of a Frequency Hopping Ad-Hoc Network System*. In: *Virginia Tech Symposium on Wireless Communications*. Blacksburg, VA, 2013.
- [115] **Han, B., Stoica, V., Kaiser, C., Otterbach, N. und Dostert, K.** *Noise characterization and emulation for low-voltage power line channels between 150 kHz and 10 MHz*. Karlsruher Institut für Technologie, 2016.

- [116] **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*. Bd. 69. Elsevier, 2017, S. 259–274.
- [117] **Kaiser, C., Otterbach, N. und Dostert, K.** *Spectral correlation analysis of narrowband power line noise.* In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*. Madrid, 2017.
- [118] **Otterbach, N., Braun, M. und Jondral, F.** *Wireless Networks In-the-Loop: Creating a SDR Development Environment.* In: *The Tenth International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*. Ilmenau, 2013.
- [119] **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: *Ninth Workshop on Power Line Communications (WSPLC)*. Klagenfurt, 2015.
- [120] **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*. Paris, 2015, S. 37–42.

Betreute studentische Arbeiten

- [121] **Bielski, P.** *Messung und Charakterisierung von Powerline-Kanälen im Zugangsbereich der Niederspannungsebene mit Hilfe einer SoC-Plattform.* Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2016.
- [122] **Durst, J.** *Modellierung charakteristischer Powerline-Störszenarien für die Wireless Networks In-the-Loop Simulationsumgebung.* Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2014.
- [123] **Guissouma, H.** *Implementierung eines adaptiven OFDM-Demonstrators für die Powerline-Kommunikation.* Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2014.
- [124] **Müller, M.** *Real-Time bidirectional Power Line Channel Emulation on a General-Purpose Software Defined Radio Device.* Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2016.
- [125] **Pöhler, J.** *Modellierung charakteristischer Powerline-Kanäle für die Wireless Networks In-the-Loop Simulationsumgebung.* Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2014.
- [126] **Sackmann, M.** *Bottom-Up-Modellierung und Simulation der Übertragungsfunktion in Powerline-Netzen.* Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2015.

- [127] **Thill, R.** *Maschinelles Lernen zur Optimierung adaptiver Modulationsverfahren in kognitiven Powerline-Netzen.* Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2016.