

Martin Sigle

Robuste Schmalband- Powerline-Kommunikation für Niederspannungsverteilernetze

Martin Sigle

**Robuste Schmalband-Powerline-Kommunikation
für Niederspannungsverteilernetze**

Forschungsberichte aus der Industriellen Informationstechnik
Band 12

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

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

Robuste Schmalband- Powerline-Kommunikation für Niederspannungsverteilernetze

von
Martin Sigle

Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Tag der mündlichen Prüfung: 19. April 2016
Referenten: Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert
Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller

Impressum



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

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

www.ksp.kit.edu



*This document – excluding the cover, pictures and graphs – is licensed
under the Creative Commons Attribution-Share Alike 3.0 DE License
(CC BY-SA 3.0 DE): <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/de/>*



*The cover page is licensed under the Creative Commons
Attribution-No Derivatives 3.0 DE License (CC BY-ND 3.0 DE):
<http://creativecommons.org/licenses/by-nd/3.0/de/>*

Print on Demand 2016

ISSN 2190-6629

ISBN 978-3-7315-0539-6

DOI 10.5445/KSP/1000055630

Robuste Schmalband- Powerline-Kommunikation für Niederspannungsverteilernetze

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik

des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

DISSERTATION

von

Martin Heinz Anton Sigle,

geb. in Aalen

Tag der mündl. Prüfung: 19.04.2016
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert, KIT
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller, KIT

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Industrielle Informationstechnik (IIIT) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT).

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert danke ich für die Initiierung und Betreuung der Arbeit. Mein Dank gilt auch Herrn Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller für das Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Für die gute Zusammenarbeit möchte ich mich bei allen Kollegen des Instituts bedanken. Insbesondere Herrn Dr.-Ing. Wenqing Liu, mit dem ich lange ein Büro teilen durfte, danke ich für die gute Zeit innerhalb und außerhalb des Instituts und die hilfreichen Korrekturvorschläge zu meiner Arbeit.

Von ganzem Herzen danke ich meiner Frau Susanne ohne deren Unterstützung die Fertigstellung dieser Arbeit nicht möglich gewesen wäre.

Karlsruhe, im Juli 2016

Martin Sigle

Inhaltsverzeichnis

Symbolverzeichnis	vii
1 Einleitung	1
2 Anforderungen und Stand der Technik	5
2.1 Anforderungen an PLC im Niederspannungsverteilternetz . . .	6
2.2 Randbedingungen	7
2.2.1 Frequenznutzung	7
2.2.2 Elektromagnetische Verträglichkeit	11
2.3 Kanaleigenschaften von Niederspannungsnetzen	12
2.3.1 Übertragungsfunktion	12
2.3.2 Störeinfluss	13
2.3.3 Zugangsimpedanz	13
2.3.4 Modellierung	14
2.4 Kommunikationssysteme für Schmalband-PLC	16
2.5 Herausforderungen und Ziel der Arbeit	17
3 Grundlagen	19
3.1 Signalanalyse	19
3.1.1 Leistungsdichtespektrum	19
3.1.2 Spektrogramm zur Zeit-Frequenzdarstellung	20
3.1.3 Analyse von zyklstationären Signalen	21
3.2 Modellierung von Niederspannungsverteilternetzen	23
3.2.1 Darstellung der Einzelsegmente als Kettenmatrix . . .	23
3.2.2 Gesamtübertragungsfunktion	25
3.3 Datenübertragung	26
3.3.1 Stochastische Signale	27
3.3.2 Signal-Stör-Verhältnis	28

3.3.3	SNR-Schätzung	28
3.3.4	AWGN-Kanal	30
3.3.5	Bandbegrenzter Kanal	32
3.3.6	Modulationsverfahren	34
3.3.7	Mehrträgerübertragung mit OFDM	36
3.3.8	Bitfehlerwahrscheinlichkeit	42
3.3.9	Kanalkapazität	45
3.3.10	Kanalkodierung und Fehlerkorrektur	46
3.3.11	Demodulation bei unbekanntem Kanalparametern	47
4	Messung und Analyse der Kanaleigenschaften	49
4.1	Datenerfassung	49
4.1.1	Störszenario und Übertragungsfunktion	49
4.1.2	Impedanz	51
4.2	Auswertung	55
4.2.1	Störszenario	56
4.2.2	Übertragungsfunktion	63
4.2.3	Bewertung der Kanaleigenschaften	64
4.2.4	Zugangsimpedanz	65
4.3	Ergebnisse der Kanaluntersuchungen	66
4.3.1	NSN der Westhochschule	66
4.3.2	Einzelmessungen verschiedener NSN	67
4.3.3	Störszenario	68
4.3.4	Kanaldämpfung	76
4.3.5	Phasengang der Übertragungsfunktion	78
4.3.6	Zugangsimpedanz	82
4.3.7	Signal-Stör-Abstand und Kanalkapazität	86
4.4	Fazit der Kanalanalyse	90
5	Robuste Datenübertragungskonzepte	93
5.1	Simulationsumgebung	94
5.1.1	Systemkonzept	94
5.1.2	Datenbasis der Simulation	100
5.1.3	Kanalmodell	100
5.1.4	Schätzung der Kanalparameter	102
5.1.5	Zuordnung der genutzten Träger	103
5.1.6	Bestimmung des Bitfehlerverhältnisses	104

5.1.7	Auswertung der ermittelten Bitfehlerverhältnisse	104
5.2	Simulationsergebnisse	106
5.2.1	Schätzung des Bitfehlerverhältnisses	107
5.2.2	Vergleich von Modulationsverfahren	108
5.2.3	Phasenänderungen der Übertragungsfunktion	110
5.2.4	Adaptive Trägerbelegung	111
5.2.5	Erreichbare Datenraten	113
5.3	Fazit der Evaluierung robuster Übertragungskonzepte	115
6	Zusammenfassung	117
6.1	Übersicht zu den Kanaleigenschaften	117
6.2	Resultierendes Datenübertragungskonzept	118
6.3	Ausblick	118
	Literaturverzeichnis	119
	Eigene Veröffentlichungen	123
	Betreute studentische Arbeiten	124

Symbolverzeichnis

Allgemeine Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
bzw.	beziehungsweise
d. h.	das heißt
engl.	englisch
et al.	und andere (et alii)
frz.	französisch
sog.	sogenannt
vgl.	vergleiche
AKF	Autokorrelationsfunktion
AWGN	Additiv überlagertes weißes gaußsches Rauschen (additive white Gaussian noise)
BB-PLC	Breitband-Powerline-Kommunikation (broad band power line communication)
BER	Bitfehlerverhältnis
BPSK	Binärphasenumtastung (binary phase shift keying)
CENELEC	Europäisches Komitee für elektrotechnische Normung (Comité Européen de Normalisation Électrotechnique)
DBPSK	Differentielle Binärphasenumtastung (differential binary phase shift keying)
DBPSKF	Differentielle Binärphasenumtastung in Frequenzrichtung
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
DPSK	Differentielle Phasenumtastung (differential phase shift keying)
DTFT	Fourier-Transformation für zeitdiskrete Signale (discrete- time Fourier transform)
FEC	Vorwärtsfehlerkorrektur (Forward Error Correction)

Abkürzung	Bedeutung
FSK	Frequenzumtastung (frequency shift keying)
ICI	Interferenzen zwischen den Trägern (inter carrier interference)
IDFT	Inverse Diskrete Fourier-Transformation
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISI	Intersymbolinterferenz
LDPC-Code	low-density-parity-check-code
MFSK	M-stufige Frequenzumtastung (M-ary frequency shift keying)
ML	Maximum-Likelihood
MLSE	ML-Zustandsschätzer (Maximum-Likelihood State Estimator)
NB-PLC	Schmalband-Powerline-Kommunikation (narrow band power line communication)
NSN	Niederspannungsverteilernetz
NTC	Heißleiter (negative temperature coefficient Thermistor)
OFDM	Orthogonales Frequenzmultiplexverfahren (orthogonal frequency division multiplexing)
OOK	On-Off Keying
PAPR	Verhältnis Spitzenleistung zu mittlerer Leistung (peak-to-average power ratio)
PLC	Powerline-Kommunikation (power line communication)
PSD	Leistungsdichtespektrum (power spectral density)
PSK	Phasenumtastung (phase shift keying)
QPSK	Quadraturphasenumtastung (quadrature phase shift keying)
SFSK	Spread Frequency Shift Keying
SNR	Signal-Stör-Verhältnis (signal-to-noise ratio)
WGN	Weißes gaußsches Rauschen (white Gaussian noise)

1 Einleitung

Seit einigen Jahren wird weltweit die Entwicklung der elektrischen Netze von einer lediglich unidirektionalen Energieverteilung hin zu einem bidirektionalen Strom- und Datennetz vorangetrieben. Die Gründe hierfür sind vielfältig. So ist die Motivation in vielen Schwellenländern aber auch den USA im Wesentlichen durch eine Verbesserung der Zuverlässigkeit und der Verringerung von Ausfallzeiten begründet [38, 43]. Mit einem Lastmanagement, das auch die Endverbraucher mit einschließt, soll diesem Verhalten entgegengewirkt werden. Speziell in Deutschland liegt der Fokus auf der Integration erneuerbarer Energien bei gleichzeitigem Erhalt eines zuverlässigen Netzbetriebs [12]. Im Gegensatz zu vielen anderen europäischen Ländern, in denen bereits mit einer flächendeckenden Einführung von intelligenten Stromzählern begonnen wurde, oder die wie in Italien bereits seit einigen Jahren abgeschlossen ist, ist der Einsatz von intelligenten Messsystemen in Deutschland erst ab dem Jahr 2017 schrittweise und in Abhängigkeit vom Jahresverbrauch vorgesehen. Damit soll dem Verhältnis zwischen Kosten und Nutzen Rechnung getragen werden [5]. Zudem sollen gleichzeitig erweiterte Dienste zum Einspeisemanagement und zur Fernsteuerbarkeit zur Verfügung gestellt werden, wodurch sich die Wirtschaftlichkeit der Einführung, nach einer vom Bundesministerium für Wirtschaft und Energie in Auftrag gegebenen Studie, deutlich verbessern würde [31]. Insbesondere die Kosten für den Ausbau der Verteilernetze könnten durch den Einsatz netzdienlichen Einspeisemanagements erheblich gesenkt werden [39].

Die Voraussetzung für ein intelligentes Stromnetz ist ein paralleles Kommunikationsnetz, welches auch die Niederspannungsnetze bis zum Endverbraucher mit einschließt. Während für die Hoch- und Mittelspannungsebene in Teilen bereits eine Kommunikationsinfrastruktur besteht, fehlt diese für die Niederspannungsebene noch durchweg. Da das Nie-

derspannungsnetz hinsichtlich der Anzahl der Knoten den mit Abstand größten Teil des Netzes darstellt, spielen die Kosten pro Kommunikationsknoten eine nicht unerhebliche Rolle.

Für die Umsetzung dieser Kommunikationsinfrastruktur werden viele unterschiedliche Technologien in Betracht gezogen. Dies sind neben funk- oder kabelgebundenen Systemen auch die Powerline-Kommunikation, d. h. die Nutzung der elektrischen Netze selbst als Kommunikationsmedium. Diese bietet den Vorteil, dass das vorhandene Stromnetz zur Datenübertragung genutzt wird und hierfür keine zusätzliche Infrastruktur benötigt wird. Dabei wird zwischen der Datenübertragung bei Frequenzen bis zu 500 kHz (Schmalband-Powerline-Kommunikation) und der Nutzung von Frequenzen über 1,6 MHz (Breitband-Powerline-Kommunikation) unterschieden. Der Vorteil der Schmalband-Powerline-Kommunikation liegt in der höheren Reichweite und den geringeren Anforderungen an die Rechenleistung und damit auch einem niedrigeren Energieverbrauch. Weiterhin besteht bei der Verwendung von Frequenzen bis 95 kHz in Europa Rechtssicherheit [14].

Die Herausforderung bei der Datenübertragung über die vorhandenen Energieversorgungsleitungen liegt darin, dass diese nie für einen solchen Zweck konzipiert wurden und die Bedingungen für eine Kommunikation daher sehr schwierig sind. Für die Zählerfernauslesung sind bereits seit einigen Jahren Lösungen auf dem Markt. Durch die Forderung nach einem Einspeise- und Lastmanagement ergeben sich jedoch über eine Übertragung von Zählerdaten innerhalb großer Zeitintervalle hinausgehende Anforderungen an ein Kommunikationssystem. Dies betrifft vor allem eine dadurch notwendige Echtzeitfähigkeit der Kommunikationsinfrastruktur.

Im Rahmen dieser Arbeit werden die Möglichkeiten der Schmalband-Powerline-Kommunikation für ein intelligentes Stromnetz unter den aktuellen Rahmenbedingungen untersucht und Verbesserungspotentiale aufgezeigt. Vor allem soll hierbei überprüft werden, inwiefern mit den aktuell geltenden regulatorischen Vorgaben bezüglich der Frequenznutzung die jüngsten Anforderungen an die Echtzeitfähigkeit und Datenrate erfüllt werden können.

Nach einem Überblick über die Anforderungen und den aktuellen Stand der Technik sowie einer Einführung der verwendeten Grundlagen

erfolgt im ersten Teil eine umfassende Untersuchung der Kanaleigenschaften. Die Kanalanalyse beruht auf Daten, welche durch ein verteiltes Messsystem zeitgleich an verschiedenen Punkten in einem Niederspannungsnetzwerk erfasst wurden. Im zweiten Teil werden Übertragungskonzepte, die sowohl die regulatorischen Vorgaben berücksichtigen als auch die spezifischen Eigenschaften des Kanals nutzen, bewertet und Möglichkeiten und Grenzen aufgezeigt. Dies erfolgt im Hinblick auf zukünftige - über Smart-Metering hinausgehende - Anforderungen und unabhängig von einer konkreten Realisierung oder Technologie.

2 Anforderungen und Stand der Technik

Die konkreten Anwendungen eines intelligenten Stromnetzes wurden in den letzten Jahren im Rahmen einer Vielzahl von Forschungsprojekten und Pilotversuchen untersucht [56] und sind auch weiterhin Bestandteil noch ausstehender Forschungsvorhaben [59]. Dadurch sind auch die Anforderungen an die Kommunikationsinfrastruktur eines Smart-Grids noch nicht abschließend festgelegt. Zum momentanen Zeitpunkt steht hauptsächlich das Smart Metering und hierbei vor allem die Zählerfernablesung als Anwendung im Mittelpunkt. In den letzten Jahren wurden hierzu verschiedene PLC-basierte Übertragungstechnologien vorgestellt. Die große Herausforderung bei der Datenübertragung über Stromversorgungsnetze sind die schwierigen Kanalbedingungen. Diese werden durch nicht beeinflussbare Größen wie die Netztopologie und die am Netz angeschlossenen Verbraucher vorgegeben. Daneben gilt es regulatorische Vorgaben wie Sendepiegel und Frequenzbereich bei der Datenübertragung einzuhalten.

Dieses Kapitel gibt einen Überblick über die Anforderungen an ein Kommunikationssystem für das Niederspannungsverteilernetz (NSN), welches auch zukünftigen Anforderungen gerecht wird. Neben den Randbedingungen und den grundlegenden Kanaleigenschaften wird auf den aktuellen Stand der Technik bei der PLC-basierten Kommunikation eingegangen. Hieraus werden abschließend Ziele für eine Weiterentwicklung der Technologie abgeleitet.

2.1 Anforderungen an PLC im Niederspannungsverteilternetz

Die Anforderungen an die Kommunikationsinfrastruktur für NSN sind in Abhängigkeit von den angestrebten Diensten sehr unterschiedlich. So ergeben sich für die Zählerfernauslesung weitaus geringere Anforderungen als beispielsweise für Steuerungs- und Regelungsaufgaben zur Gewährleistung der Netzstabilität. Durch die DKE¹ wurden dazu für unterschiedliche Anwendungsszenarien Anforderungen an Schmalband-PLC-Systeme erarbeitet [41]. Sollen über die Zählerfernauslesung hinausgehende Dienste möglich sein, so sind Datenraten von 10 kbit/s und mehr erforderlich. Die Latenzzeiten müssen speziell für Steuerung und Regelung weniger als 10 Sekunden betragen [41]. Bei der Datenübertragung steht dabei vor allem die Zuverlässigkeit im Vordergrund. In einem aktuellen Beitrag von Kuzlu et al. [32] werden in ähnlicher Weise Anforderungen für die Kommunikation in NSN definiert. Je nach betrachteter Anwendung werden hier Latenzzeiten von weniger als 4 Sekunden bei einer Verfügbarkeit (Reliability) von mehr als 99,5 % für die Verteilernetzautomatisierung gefordert. Der Umfang eines Datenpakets liegt dabei in der Größenordnung von 100 Byte. Nimmt man einen Overhead gängiger PLC-Übertragungssysteme in typischem Umfang an, so lässt sich damit auf der physikalischen Schicht eine Paketgröße von $N_p = 3200$ bit abschätzen [4]. Mit der Annahme zufälliger Daten erhält man hierfür in Abhängigkeit von der Bitfehlerwahrscheinlichkeit p_b die Wahrscheinlichkeit für einen Rahmenverlust

$$p_{pl} = p_b^{N_p}. \quad (2.1)$$

Unter der vereinfachten Annahme, dass die Wahrscheinlichkeit der Verfügbarkeit p_{rel} lediglich durch den Rahmenverlust mit $p_{rel} = 1 - p_{pl}$ bestimmt ist, erhält man mit der geforderten Verfügbarkeit von 99,5 % und ohne Berücksichtigung weiterer Systemkomponenten eine maximal tolerierbare Bitfehlerwahrscheinlichkeit in der Größenordnung von 10^{-6} . Diese vereinfachte Abschätzung berücksichtigt zum einen keine Übertragungstrecken, bei welchen keine direkte Verbindung zwischen Sender

¹Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik in DIN und VDE

und Empfänger besteht und daher mehrere Zwischenstationen erfordert (Multi-Hop), und zum anderen wird die Möglichkeit der Telegrammwiederholung nicht in die Betrachtung einbezogen. In Folge der Latenzforderungen ist nur eine einfache Wiederholung denkbar. Geht man weiterhin von mehreren Zwischenstationen aus, beeinflusst dies die oben angegebene Größenordnung der maximal tolerierbaren Bitfehlerwahrscheinlichkeit nicht.

Bei der Datenübertragung über Stromversorgungsnetze unterscheidet man grundsätzlich nach dem genutzten Frequenzbereich zwischen Schmalband-Powerline-Kommunikation (engl. narrow band PLC, NB-PLC) und Breitband-Powerline-Kommunikation (engl. broad band PLC, BB-PLC). Als NB-PLC wird die Übertragung im Frequenzbereich bis 500 kHz bezeichnet. Bei Nutzung von Frequenzen oberhalb von 1,6 MHz spricht man von BB-PLC [16]. Auf Grund der Vorgaben durch die Regulierungsbehörden in Europa und der tendenziell höheren Reichweite, beschränken sich die Betrachtungen im Rahmen dieser Arbeit auf NB-PLC.

2.2 Randbedingungen

Bei der Datenübertragung über NSN sind neben den gesetzlichen Vorgaben hinsichtlich der Frequenznutzung auch die Auswirkungen auf die an das NSN angeschlossenen Verbraucher zu berücksichtigen. Dieser Abschnitt gibt einen Überblick über die gegebenen Randbedingungen.

2.2.1 Frequenznutzung

Die Regelungen für die Nutzung von Frequenzen zur Datenübertragung in NSN sind grundsätzlich länderspezifisch. Das Hauptaugenmerk der nachfolgenden Darstellung liegt auf den Vorgaben innerhalb Europas.

2.2.1.1 Frequenzbereich bis 148,5 kHz

In Europa ist die Signalübertragung auf Niederspannungsnetzen im Frequenzbereich zwischen 3 kHz und 148,5 kHz durch die Europäische Norm EN 50065-1 in der aktuellen Fassung aus dem Jahr 2011 geregelt [14]. Der Bereich oberhalb von 95 kHz ist für die Kommunikation innerhalb

von Gebäuden reserviert. Für das NSN steht somit grundsätzlich nur der Frequenzbereich von 3 kHz bis 95 kHz zur Verfügung. Der maximal erlaubte Effektivwert des Sendepiegels ist abhängig von der Bandbreite sowie dem genutzten Frequenzbereich. Für schmalbandige Signale beträgt der maximal zulässige Sendepiegel bei 3 kHz 134 dB μ V. Dieser verringert sich zwischen 9 kHz und 95 kHz frequenzlogarithmisch auf 120 dB μ V. Für breitbandige Signale (Bandbreite größer 5 kHz) darf der maximale Effektivwert der gemessenen Ausgangsspannung $U_{\text{eff}}^{\text{max}}$ höchstens 134 dB μ V betragen und der Spitzenwert des Signalspektrums innerhalb einer Bandbreite von 200 Hz in keinem Bereich 120 dB μ V überschreiten. Unter der Annahme eines konstanten Signalspektrums ergibt sich daraus für ein Sendesignal der Bandbreite B der maximale Effektivwert der Spannung in einer Bandbreite von 200 Hz

$$U_{\text{eff}}^{200} = \frac{U_{\text{eff}}^{\text{max}}}{\sqrt{\frac{B}{200 \text{ Hz}}}}. \quad (2.2)$$

Wird der maximal zulässige 200 Hz-Effektivwert von 120 dB μ V über eine Bandbreite von 5 kHz genutzt, so ergibt dies - unter der Voraussetzung einer konstanten Einhüllenden - genau den geforderten Maximalpegel von 134 dB μ V im Zeitbereich. Die 5 kHz entsprechen der Definition für breitbandige Signale der Norm EN 50065-1. Für ein breitbandiges Kommunikationssystem, welches den gesamten Frequenzbereich zwischen 30 kHz und 148,5 kHz mit maximal zulässigem Sendepiegel nutzt, liegt der 200 Hz-Pegel demnach bei höchstens 109 dB μ V. Zur Messung der Pegel ist ein Aufbau wie in Abb. 2.1 dargestellt vorgeschrieben. Der Anschluss von Neutralleiter bzw. Phase erfolgt links. Der Prüfling (engl. Device Under Test, DUT) wird rechts angeschlossen. Die Messung erfolgt, bezogen auf Masse, an der Messklemme (M) mit einem Messgerät mit einer Eingangsimpedanz von 50 Ω . Bei Einspeisung auf Phase und Neutralleiter gelten für beide Messungen die angegebenen Grenzwerte [14].

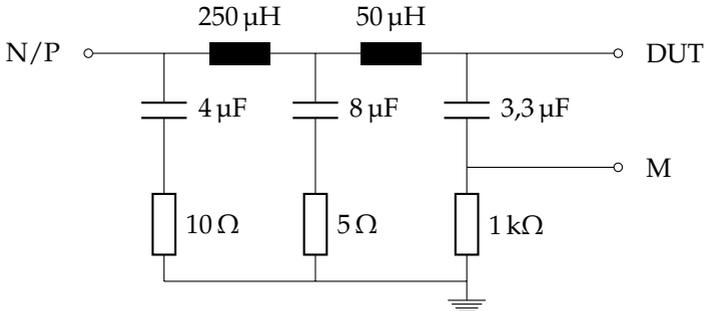


Abbildung 2.1 Netznachbildung nach EN 50065-1:2011 [14].
Netzanschluss (N/P) links, Prüfling (DUT) und Messgerät (M) rechts

Der Impedanzverlauf aus Sicht des Prüflings bei differentieller Einspeisung auf Phase und Neutralleiter ist in Abb. 2.2 dargestellt. Gegenüber den in der Realität gemessenen Zugangsimpedanzen liegen die Werte der nachgebildeten Impedanz wesentlich höher. Eine Prüfung der Tauglichkeit der Sendeendstufe ist daher mit der in Abb. 2.2 wiedergegebenen Netznachbildung nicht möglich.

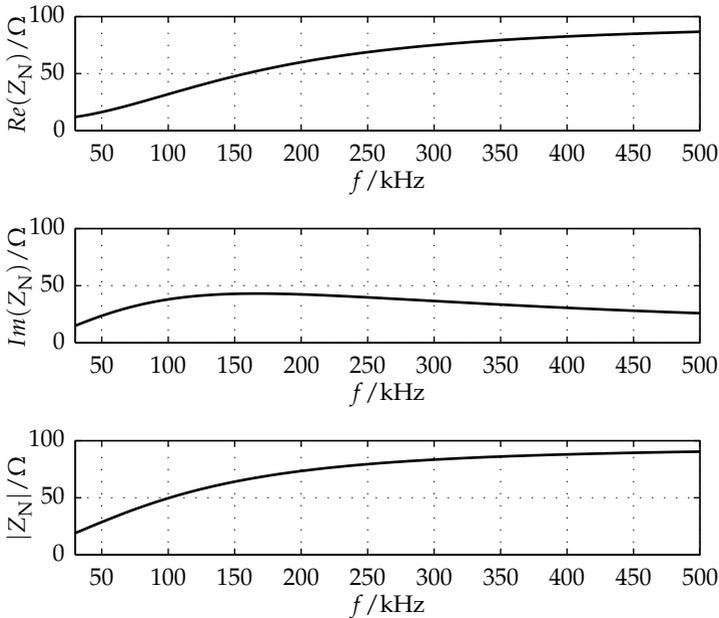


Abbildung 2.2 Impedanzverlauf der Netznachbildung bei Einspeisung zwischen Phase und Neutralleiter

2.2.1.2 Frequenzbereich oberhalb von 148,5 kHz

In vielen Ländern ist die Nutzung des NSN für die Datenübertragung verbindlich geregelt. So kann beispielsweise in den USA der Frequenzbereich zwischen 10 und 490 kHz genutzt werden, in Japan ist der Bereich zwischen 10 und 450 kHz nutzbar. In Europa hingegen steht nach wie vor eine einheitliche Regelung für den gesamten Bereich oberhalb von 148,5 kHz aus. Für die Kommunikation innerhalb von Gebäuden im Bereich zwischen 1,6 und 30 MHz wurde kürzlich die EN 50561-1 verabschiedet [15]. Außerhalb von Gebäuden gibt es in Europa bisher keinen harmonisierten Standard. Daher ist der Nachweis der Konformität für den Frequenzbereich über 148,5 kHz durch den Hersteller der Modems nachzuweisen, was mit hohem Aufwand verbunden ist und daher nur sehr vereinzelt geschieht [30].

2.2.2 Elektromagnetische Verträglichkeit

Trotz Einhaltung der im vorangegangenen Abschnitt angeführten Vorgaben kann es zu einer Beeinflussung von Verbrauchern durch die Nutzung der Stromleitungen zur Datenübertragung kommen. Hierbei unterscheidet man zwischen leitungsgebundenen Störungen und Effekten durch Strahlungskopplung. Von der abgestrahlten Leistung sind hauptsächlich Geräte, welche den gleichen Frequenzbereich nutzen, betroffen, wie beispielsweise Empfänger für den Zeitzeichensender DCF77 [51, 52]. Die leitungsgebundenen Emissionen betreffen sehr häufig Touchdimmer-Lampen [51]. Bei eigenen Versuchen mit einer Touchdimmer-Lampe [11] ließ sich zeigen, dass das unbeabsichtigte Schalten der Lampe unabhängig von der konkreten Form des eingespeisten Signals ist. Auch die Nutzung unterschiedlicher Frequenzen im Bereich zwischen 3 und 148,5 kHz führte zu keinen abweichenden Ergebnissen. Die Reaktion war im Wesentlichen vom Pegel der Anregung abhängig. Im untersuchten Fall lag die Ansprechschwelle bei einer Sendeamplitude von etwa 1 V und einer Dauer der Anregung von mindestens 50 ms. Diese Effekte treten auf, obwohl sich der Sendepiegel der Modems innerhalb des erlaubten Bereichs bewegt und auch die betroffenen Geräte die Vorgaben der Normen erfüllen. Hieraus lässt sich schließen, dass die in diesem Frequenzbereich aktuell gültigen Vorgaben nicht ausreichend sind, um eine gegenseitige Beeinflussung zu verhindern. Auf Grund dieser Tatsache ist es, unabhängig von den erlaubten Grenzwerten, vorteilhaft möglichst geringe Sendepiegel zu verwenden, um die Wahrscheinlichkeit einer Beeinflussung von am NSN angeschlossenen Verbrauchern zu reduzieren. Dies wird auch als erforderliche Konsequenz in einem aktuellen Untersuchungsbericht der Arbeitsgruppe SC205A des Europäischen Komitees für elektrotechnische Normung (frz. Comité Européen de Normalisation Électrotechnique, CENELEC) formuliert [52].

2.3 Kanaleigenschaften von Niederspannungsnetzen

Bereits seit Beginn des 20. Jahrhunderts werden Stromversorgungsleitungen gleichzeitig zur Übertragung von Daten genutzt [13]. Daher liegen bereits umfassende Erkenntnisse über die Kanaleigenschaften einer Vielzahl von verschiedenen Stromversorgungsnetzen vor. Einen guten Überblick findet man bei Ferreira [16]. Bei der Datenübertragung auf Niederspannungsnetzen unterscheidet man grundsätzlich zwischen Niederspannungsnetzen innerhalb von Gebäuden (Inhome-PLC) und dem Netz im Zugangsbereich zwischen Hausanschluss und Transformatorstation (Access-PLC). Die Kanaleigenschaften lassen sich in die Kanalübertragungsfunktion und den Störeinfluss untergliedern. Die beiden nachfolgenden Abschnitte liefern einen Überblick über den aktuellen Kenntnisstand der Kanaleigenschaften von Niederspannungsnetzen. Eine weitere wichtige Einflussgröße stellt die Zugangsimpedanz dar, auf welche im Anschluss eingegangen wird. Im abschließenden Abschnitt werden Möglichkeiten der Kanalmodellierung erörtert.

2.3.1 Übertragungsfunktion

Die Signaldämpfung bei der Datenübertragung über Niederspannungsleitungen wird bei niedrigen Frequenzen im Wesentlichen durch die angeschlossenen Verbraucher verursacht [13]. Mit steigender Frequenz und einer größeren Ausdehnung des Netzwerkes treten zunehmend die Leitungseigenschaften in Erscheinung. Oftmals wird der Kanal als symmetrisch angenommen [3], was jedoch nur unter sehr strikten Voraussetzungen der Fall ist, welche insbesondere für NB-PLC nicht erfüllt sind. Dazu zählt vor allem die Realisierung eines angepassten Abschlusses an Sender und Empfänger. Die Mehrwegeausbreitung in Verbindung mit den nicht angepassten Abschlüssen der Leitungen führt zu einer Frequenzselektivität des Kanals. Im Zeitbereich ist dies durch ein Aufweiten der Impulsantwort erkennbar. Als Maß für diese Verbreiterung dient der Effektivwert des zweiten Moments des Verzögerungs-Leistungsdichtespektrums, welcher als RMS-Delay-Spread bezeichnet wird [26]. Die Bandbreite typischer Werte für NSN ist sehr groß. Während vielfach Zeiten im Bereich von

wenigen Mikrosekunden angegeben werden [6, 16], zeigen Lu et al. [35] Messergebnisse in einem spanischen NSN, welche einen Delay-Spread von mehr als $23 \mu\text{s}$ aufweisen. Die große Bandbreite der Messergebnisse macht deutlich, dass die Eigenschaften des Übertragungskanals sehr stark von den jeweiligen Gegebenheiten abhängen. Innerhalb von Gebäuden lässt sich eine Zeitvarianz der Übertragungsfunktion feststellen, welche sich mit der halben Periode der Netzwechsellspannung wiederholt [8].

2.3.2 Störeinfluss

Ebenso wie die Signaldämpfung wird die auf Stromversorgungsleitungen anzutreffende Störung hauptsächlich durch die an das Stromversorgungsnetz angeschlossenen Verbraucher verursacht. Die Störeinflüsse lassen sich nach Zimmermann [61] in die unterschiedlichen Arten der Störungen untergliedern. Diese sind asynchrone Impulsstörer, periodische Impulsstörer (netzsynchron und nicht-netzsynchron), Schmalbandstörer sowie farbiges Hintergrundrauschen. Vielfach besteht ein direkter Zusammenhang zwischen der Amplitude der Netzspannung und dem Schaltverhalten der Verbraucher, durch welches wiederum Impulsstörungen verursacht werden. Gleichzeitig ändert sich oftmals die Eingangsimpedanz zyklisch im Verlauf der Netzperiode, wodurch bei konstanter Leistung der Störung deren Pegel variiert. Der Gesamtstörpegel, als Überlagerung vieler unterschiedlicher Störquellen mit überwiegend netzzyklischem Verhalten, wird daher in seiner Gesamtheit auch als zyklostationär angenommen [7, 42].

Die Eigenschaften der in einem Niederspannungsnetz typischerweise eingesetzten Verbraucher haben sich im Verlauf der vergangenen Jahre deutlich geändert. So sind mittlerweile eine zunehmende Anzahl an Schaltnetzteilen in sehr unterschiedlichen Ausprägungen anzutreffen. Ursachen hierfür sind unter anderen der Ersatz konventioneller Lampen durch Energiesparlampen oder auch die Zunahme von elektronischen Ladegeräten für mobile, akkubetriebene Geräte.

2.3.3 Zugangsimpedanz

Die Eingangsimpedanz an einem Punkt des NSN, die sog. Zugangsimpedanz, ist zeit- und frequenzabhängig und der Betrag bewegt sich für den relevanten Frequenzbereich in der Größenordnung von wenigen

Ohm [13]. Die Zugangsimpedanz ist, ähnlich wie die Störung, sehr stark abhängig von den in unmittelbarer Nähe angeschlossenen Verbrauchern und daher auch Änderungen durch den zunehmenden Einsatz von Schaltteilen unterworfen. Die Zugangsimpedanz stellt eine entscheidende Größe für die Auslegung der Sendeendstufe eines Modems dar. Zudem lassen sich aus der Änderung der Zugangsimpedanz Rückschlüsse auf die Übertragungsfunktion ableiten.

2.3.4 Modellierung

Die Ansätze zur Nachbildung des Kanals lassen sich in physikalische (top-down) und parametrische (bottom-up) Modelle unterteilen [6]. Physikalische Modelle basieren auf der konkreten Netztopologie sowie den am Netz angeschlossenen Verbrauchern. Hieraus können die für eine Datenübertragung relevanten Eigenschaften, Übertragungsfunktion und Störung am Empfänger, bestimmt werden. Vielfach werden die Leitungsegmente als Zweitor betrachtet und deren Parameter mit Hilfe der Leitungstheorie bestimmt. Die angeschlossenen Verbraucher werden als Abschlüsse modelliert [3, 33]. Bei parametrischen Modellen werden die resultierenden Kanaleigenschaften als Ganzes betrachtet und beschrieben. Diese sind demnach losgelöst von den tatsächlichen physikalischen Eigenschaften des Netzes. Ein Beispiel hierfür sind die von Zimmermann und Dostert [60] bestimmten Koeffizienten zur Beschreibung des PLC-Kanals als Mehrwegemodell. Die erforderlichen Daten für die Netzmodellierung können in beiden Fällen statistisch oder deterministisch sein. Für eine deterministische physikalische Modellierung werden sehr detaillierte Informationen über den Netzaufbau benötigt, die in der Praxis in der Regel nicht verfügbar sind. Um eine aussagekräftige statistische physikalische Beschreibung zu ermöglichen, sind wiederum signifikante statistische Daten zum Aufbau von Netzen und den angeschlossenen Verbrauchern erforderlich. Insbesondere zu letzteren sind bisher keine umfassenden Daten verfügbar. Auch für eine statistische parametrische Modellierung stellt die Anforderung nach einer umfassenden Datenbasis eine hohe Hürde dar. Auch gestaltet sich die Extraktion der Parameter aus aufgezeichneten Messungen häufig schwierig und lässt sich nur bedingt automatisieren [10]. Zudem besteht bei einem statistischen Ansatz, welcher auf einem zu geringen Umfang der Eingangsdaten basiert, die Gefahr, dass Kanalsze-

narien erzeugt werden, welche in der Realität nicht auftreten. Dieses Problem umgeht man bei einer deterministischen parametrischen Modellierung, indem direkt die Auswertungsergebnisse von Kanalmessungen zur Kanalnachbildung herangezogen werden. Auch hier ist jedoch eine umfassende Datenbasis notwendig, um aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten. Das zyklotionäre Verhalten des Übertragungskanals stellt eine Besonderheit gegenüber anderen Kommunikationskanälen dar. Dies betrifft sowohl die Eigenschaften der Störung [28] als auch das Verhalten der Übertragungsfunktion [9]. Zur Modellierung der Störung schlägt Katayama et al. [28] ein mathematisches Modell vor, welches die spektralen Eigenschaften jedoch unberücksichtigt lässt. Dieses greifen sowohl Sancha et al. [50] für Inhome-PLC als auch Nassar et al. [40] für Access-PLC auf, indem sie eine Erweiterung in Form eines zeitabhängigen Filters vorschlagen. Die Ermittlung der konkreten Parameter des Modells erfolgt jedoch teilweise manuell durch die erforderliche visuelle Gliederung des Spektrogramms in Teilbereiche. Eine automatisierte Parameterextraktion aus aufgezeichneten Messdaten ist mit den vorgeschlagenen Ansätzen daher nur eingeschränkt möglich. Bei beiden Modellen lässt sich aus den jeweiligen Parametern direkt keine Aussage über den Grad der Zyklotionarität ableiten.

Zur Evaluierung und zum Vergleich von Kommunikationsverfahren sind einheitliche Bedingungen in Form von Musterkanälen erforderlich. Während für BB-PLC eine Reihe von Vorschlägen für Referenzkanäle existieren [16], finden sich nur wenige Musterkanäle für den Bereich bis 500 kHz [34]. Die Vorschläge berücksichtigen jedoch den zyklotionären Charakter der Kanaleigenschaften nicht. Zudem bleiben bei einer isolierten Betrachtung von einzelnen Kanalzuständen die gegenseitigen Abhängigkeiten innerhalb eines Netzes unberücksichtigt. Diese haben speziell bei der Evaluierung eines Gesamtsystems, bestehend aus vielen einzelnen Knoten, einen großen Einfluss.

2.4 Kommunikationssysteme für Schmalband-PLC

Bei der Datenübertragung über Stromversorgungsnetze kommen unterschiedliche Verfahren zum Einsatz. Ein für die Powerline-Kommunikation bereits seit vielen Jahren eingesetztes und einfach zu implementierendes Verfahren ist die Frequenzumtastung. Ergänzend zur klassischen Nutzung von zwei unterschiedlichen Frequenzen wird in der EN50065-1 [14] zur Erhöhung der Robustheit gegen Schmalbandstörer, ein von Schaub [53] vorgeschlagenes Verfahren zur Qualitätsbewertung der beiden Träger angeführt. Dabei erfolgt beim Erkennen einer dauerhaften Störung einer Frequenz die Demodulation des Empfangssignals nur an Hand des Signals auf der ungestörten Frequenz, was einer Übertragung mit Amplitudenumtastung mit den zwei Amplitudenwerten Null und Eins (engl. On-Off-Keying, OOK) entspricht. Auf Grund des geforderten Trägerabstandes wird das Verfahren als Spread Frequency Shift Keying (SFSK) bezeichnet.

In den vergangenen Jahren wurden für den Frequenzbereich unterhalb von 500 kHz zunehmend orthogonale Frequenzmultiplexverfahren (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) vorgeschlagen, worauf seit einigen Jahren die Mehrzahl der für Breitband-PLC eingesetzten Modems basieren. Aus den vorgeschlagenen OFDM-Verfahren haben sich jüngst der Standard IEEE 1901.2 des Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) [22] sowie der Standard ITU-T G.9902 der internationalen Fernmeldeunion (International Telecommunication Union, ITU) [18] herausgebildet. Eingang in die Standards fanden dabei die Technologien der beiden Herstellerinitiativen PRIME [44] und G3-PLC [47]. Beide Technologien basieren auf OFDM, mit der Möglichkeit trägerabhängig das Modulationsverfahren anzupassen (Bitloading). Zur Vorwärtsfehlerkorrektur (Forward Error Correction, FEC) kommt bei PRIME ein Faltungscodex, bei G3-PLC zusätzlich noch ein Reed-Solomon-Code zum Einsatz. Die Coderate liegt in etwa bei $1/2$. Durch Bit- (G3-PLC) bzw. Symbolwiederholungen (PRIME) lässt sich die Robustheit weiter erhöhen. Möglichkeiten der Anpassung der Datenübertragung an die Kanaländerungen während einer Netzperiode sind in den Spezifikationen nicht vorgesehen. Lediglich in Abhängigkeit von der Frequenz lassen sich

die Modulationsverfahren anpassen oder die Nutzung einzelner Träger ganz abschalten.

2.5 Herausforderungen und Ziel der Arbeit

Zu den grundsätzlichen Kanaleigenschaften von NSN liegen bereits eine Vielzahl von Untersuchungsergebnissen vor. Die überwiegende Mehrzahl basiert dabei jedoch auf Einzelmessungen und hat den Fokus auf der Datenübertragung innerhalb von Gebäuden. Eine der wenigen Langzeituntersuchungen im Zugangsbereich wurde von Zimmermann [61] durchgeführt. Diese berücksichtigen jedoch nicht die Kanaländerungen innerhalb einer Netzperiode. Eine zeitgleiche Auswertung des Störszenarios hinsichtlich seiner zyklstationären Eigenschaften an verschiedenen Zugangspunkten eines NSN steht bisher nicht zur Verfügung. Auch eine gleichzeitige und synchrone Erfassung der Übertragungsfunktionen mehrerer Verbindungen eines NSN ist nicht verfügbar. Zudem sind weitere Kennzahlen für eine Einordnung von Messergebnissen in Abhängigkeit vom untersuchten Frequenzbereich notwendig. Die bisher vorgestellten Methoden eignen sich, wie in Abschnitt 2.3.4 erörtert, jedoch nur eingeschränkt für eine einfache Charakterisierung und den Vergleich unterschiedlicher Messungen. Hinsichtlich des dynamischen Verhaltens der Zugangsimpedanz stehen bisher kaum Untersuchungsergebnisse zur Verfügung. Eine umfangreiche und aktuelle Messdatenbasis und deren systematische Auswertung ist jedoch für die Konzeption eines robusten Übertragungssystems erforderlich.

Die spezifischen Kanaleigenschaften von NSN werden bei den aktuellen Verfahren zur Datenübertragung noch nicht ausreichend in Betracht gezogen. Vor allem die Zyklstationarität des Übertragungskanals findet bisher kaum Berücksichtigung beim Systementwurf. Die Störresistenz der vorgestellten Übertragungsverfahren wird bisher lediglich durch die eingesetzte Vorwärtsfehlerkorrektur und eine sehr hohe Redundanz durch den Einsatz von Wiederholungen erreicht. Dies geht sehr zu Lasten der erreichbaren Datenrate und geringen Latenzzeiten. Beides sind jedoch Anforderungen für über die Zählerfernauslesung hinausgehende Anwendungen eines Smart-Grids.

Im Rahmen dieser Arbeit werden die Möglichkeiten der Datenübertragung in Niederspannungsverteilernetzen mit Hilfe der Schmalband-Powerline-Kommunikation für ein intelligentes Stromnetz untersucht und Verbesserungspotentiale aufgezeigt. Dabei wird auch überprüft, inwiefern mit den aktuell geltenden regulatorischen Vorgaben bezüglich der Frequenznutzung die jüngsten Anforderungen an die Echtzeitfähigkeit und Datenrate erfüllt werden können.

3 Grundlagen

Dieses Kapitel gibt die in dieser Arbeit verwendeten Grundlagen wieder. Neben Methoden zur Analyse von Signalen sind dies die Modellierung von Energieversorgungsnetzen als kaskadierte Zweitore und Grundkonzepte der Datenübertragung.

3.1 Signalanalyse

Aufbauend auf dem Leistungsdichtespektrum (engl. Power Spectral Density, PSD) als Werkzeug zur Auswertung der frequenzabhängigen Verteilung der Signalenergie, wird als Methode zur Darstellung dynamischer Vorgänge das Spektrogramm verwendet und nachfolgend eingeführt. In einem weiteren Abschnitt werden die Grundlagen der Analyse zyklstationärer Signale behandelt. Dabei wird die Einhaltung des Abtasttheorems vorausgesetzt. Für die Bandbreite B des Signals gilt demnach:

$$B < 2fs. \tag{3.1}$$

Dabei bezeichnet fs die verwendete Abtastrate. In der Realität wird diese Anforderung durch eine entsprechende Bandbegrenzung mittels analoger Vorfilter in guter Näherung gewährleistet.

3.1.1 Leistungsdichtespektrum

Bei der Schätzung des Leistungsdichtespektrums wird auf die Methode nach Welch [58] zurückgegriffen. Durch Mittelung erhält man aus der Fourier-Transformation für zeitdiskrete Signale (discrete-time Fourier transform, DTFT) $X_{j,N_w}(f)$ des mit der Abtastrate fs abgetasteten und

mit der Fensterfunktion $w(n)$ der Länge N_w gefensterten Zeitsignals die Schätzung des Leistungsdichtespektrums

$$\hat{S}_{xx}(f) = \frac{1}{fsAK} \sum_{j=0}^{K-1} X_{j,N_w}(f) X_{j,N_w}^*(f). \quad (3.2)$$

Für eine konsistente Schätzung muss für den Normierungsfaktor A gelten [27]:

$$A = \sum_{n=0}^{N_w-1} |w(n)|^2. \quad (3.3)$$

Das Leistungsdichtespektrum reeller Signale wird nachfolgend grundsätzlich als einseitiges Spektrum dargestellt, wodurch sich der Wert des Leistungsdichtespektrums aus (3.2) für Frequenzen größer Null verdoppelt.

3.1.2 Spektrogramm zur Zeit-Frequenzdarstellung

Die Änderung des Spektrums eines Signals $x(t)$ über der Zeit lässt sich mit Hilfe der Kurzzeit-Fourier-Transformation als Spektrogramm [29] darstellen:

$$S_x(\tau, f) = |\mathcal{F}\{w(t - \tau)x(t)\}|^2 \quad (3.4)$$

Zur Reduktion des Leckeffekts wird als Fensterfunktion $w(t)$ für das Spektrogramm ein Hann-Fenster verwendet. Zur Erhöhung der Zeitauflösung wird die Überlappung auf 50 % festgelegt [27]. Durch die Abtastung des Eingangssignals mit der Abtastezeit fs zu den Zeitpunkten $t_n = n/fs$ erhält man ein zeit- und wertediskretes Signal. Bei der Implementierung betrachtet man zudem nur diskrete Frequenzen

$$f_k = kfs/K \quad \text{mit} \quad k = 0, \dots, K-1. \quad (3.5)$$

Hieraus erhält man die Spektralkoeffizienten

$$X(m, k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) w(n - m) e^{-j2\pi kn/K} \quad (3.6)$$

und das zeit- und frequenzdiskrete Spektrogramm

$$S_x(m, k) = |X(m, k)|^2. \quad (3.7)$$

3.1.3 Analyse von zyklstationären Signalen

Ein zeitdiskreter stationärer stochastischer Prozess $x(n)$ wird als zyklstationär bezeichnet, wenn für dessen Scharmittelwert $\mu_x(n)$ und Autokovarianz $r_{xx}(n, \tau)$ mit der Zeitdifferenz $\tau \in \mathbb{Z}$ für alle $n, l \in \mathbb{Z}$ ein $P \in \mathbb{N}$ existiert, so dass gilt [37]:

$$\mu_x(n) = \mu_x(n + lP) \quad (3.8)$$

$$r_{xx}(n, \tau) = r_{xx}(n + lP, \tau). \quad (3.9)$$

Auf Grund der inhärenten Periodizität lässt sich die Autokovarianzfunktion als Fourierreihe über der Menge der zyklischen Frequenzen $\mathcal{A} := \{2\pi k/P, k = 0, \dots, P-1\}$ darstellen:

$$r_{xx}(n, \tau) = \sum_{\alpha \in \mathcal{A}} r_{xx}^\alpha(\tau) e^{j2\pi\alpha n}, \quad (3.10)$$

mit den Fourierkoeffizienten

$$r_{xx}^\alpha(\tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_{xx}(n, \tau) e^{-j2\pi\alpha n}. \quad (3.11)$$

(3.10) wird auch als zyklische Autokorrelationsfunktion bezeichnet [1].

Analog zum Autoleistungsdichtespektrum stationärer Zufallsprozesse erhält man für die zyklische Frequenz α das zyklische Leistungsdichtespektrum [37]

$$S_{xx}^\alpha(f) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} r_{xx}^\alpha(\tau) e^{-j2\pi\tau f}. \quad (3.12)$$

Mit Hilfe des zyklischen Leistungsdichtespektrums lassen sich die zyklischen Eigenschaften sehr gut darstellen und auswerten. Für die Analyse von unbekanntem Signalen ist eine Schätzung des Leistungsdichtespektrums erforderlich. Hierfür werden in Antoni [1] verschiedene Schätzmethoden diskutiert. Für die folgenden Untersuchungen wird das zyklische

Leistungsdichtespektrum mit Hilfe der Methode nach Welch [58] geschätzt:

$$\hat{S}_{xx}^{\alpha}(f) = \frac{1}{K} \sum_{j=0}^{K-1} X_{j,N_w}(f + \frac{1}{2}\alpha) X_{j,N_w}^*(f - \frac{1}{2}\alpha) \quad (3.13)$$

Es ist dabei $X_{j,N_w}(f)$ die DTFT des mit der Fensterfunktion $w(n)$ der Länge N_w gefensterten diskreten Zeitsignals. Als Fensterfunktion wird ein Halbsinus verwendet, wodurch die Varianz der Schätzung verringert wird [1]. Hiermit lässt sich die (normierte) zyklische Kohärenzfunktion berechnen zu

$$\hat{\gamma}_{xx}^{\alpha}(f) = \frac{\hat{S}_{xx}^{\alpha}(f)}{\sqrt{\hat{S}_{xx}^0(f + \frac{1}{2}\alpha) \hat{S}_{xx}^0(f - \frac{1}{2}\alpha)}}. \quad (3.14)$$

Nach Antoni [1] ergibt sich bei einer Abtastfrequenz fs mit der Autokorrelationsfunktion (AKF) r_{ww} der Fensterfunktion näherungsweise eine Frequenzauflösung von

$$\Delta f \sim \frac{fs}{\|r_{ww}\|^2}, \quad (3.15)$$

sowie bei N_s Abtastwerten eine Auflösung der zyklischen Frequenz von

$$\Delta \alpha \sim \frac{fs}{N_s}. \quad (3.16)$$

Auf Zyklstationarität des untersuchten Signals bei der zyklischen Frequenz α kann geschlossen werden, wenn für die zyklische Kohärenzfunktion folgende Abschätzung gilt [1]:

$$\hat{\gamma}_{xx}^{\alpha}(f) \geq \frac{\|r_{ww}\|^2}{2N_s} \chi_{\lambda,2}^2. \quad (3.17)$$

Dabei bezeichnet $\chi_{\lambda,2}^2$ den Wert der Chi-Quadrat-Verteilung mit zwei Freiheitsgraden, bei einem Signifikanzniveau λ sowie r_{ww} als AKF der Fensterfunktion $w(n)$. Voraussetzung für die Abschätzung ist eine Überlappung der einzelnen Fenster von mehr als zwei Dritteln und eine im

Verhältnis zur Fensterlänge N_w hohe Anzahl an Abtastwerten N_s [1]. Bei den nachfolgenden Darstellungen wird aus Gründen der besseren Lesbarkeit sowohl bei der Bezeichnung der zyklischen Kohärenzfunktion als auch beim zyklischen Leistungsdichtespektrum auf die explizite Kennzeichnung der Schätzung verzichtet.

3.2 Modellierung von Niederspannungsverteilternetzen

An einer Ortsnetzstation sind über mehrere abgehende Kabelstränge in der Regel bis zu einigen Hundert Verbrauchsstellen angeschlossen. Die Länge der verwendeten Versorgungsleitungen beträgt dabei wenige Meter bis zu einem Kilometer. Es kommen sowohl Freileitungen als auch Kabel, die entweder in der Erde oder durch die Luft verlegt sind, zum Einsatz. In vielen Fällen besteht ein NSN aus unterschiedlichen Kabeltypen und es kommen unterschiedliche Arten der Verlegung zum Einsatz. In dicht bebauten innerstädtischen Gebieten werden meist Erdkabel verwendet, wohingegen in Wohnsiedlungen oder ländlichen Gebieten häufig noch Freileitungen verwendet werden. Den Abschluss des NSN bilden die Hausanschlüsse. Diese bestehen wiederum aus einem Niederspannungsnetz, welches an seinen Enden durch Verbraucher abgeschlossen oder offen ist. Eine vereinfachte Möglichkeit der Nachbildung der Übertragungseigenschaften dieser heterogenen Struktur, bietet die Darstellung der einzelnen Segmente als Zweitore und deren Zusammenfassung zu einem resultierenden Zweitore, welches die Gesamtübertragungseigenschaften widerspiegelt. In den nachfolgenden Abschnitten wird diese Modellierungsmöglichkeit zusammengefasst dargestellt.

3.2.1 Darstellung der Einzelsegmente als Kettenmatrix

Ohne Berücksichtigung von Kopplungseffekten zwischen aktiv zur Kommunikation genutzten und ungenutzten Leitern, lässt sich der für die Datenübertragung relevante Teil eines NSN einschließlich der angeschlossenen Verbraucher als Verkettung von Zweitoren modellieren [2]. Es bietet sich hierbei eine Darstellung der einzelnen Komponenten als Kettenmatrix an. Die Betrachtungen erfolgen im Frequenzbereich. Im Folgenden

ist aus Gründen der Übersichtlichkeit die Frequenz nicht als Argument angegeben. Die Beziehungen sind jeweils für eine feste Frequenz gültig. Die Ausgangsspannung U_a und der Ausgangsstrom I_a eines Zweitors lassen sich mit Hilfe der Kettenmatrix

$$M = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

in die Eingangsspannung U_i und den Eingangsstrom I_i überführen:

$$\begin{pmatrix} U_i \\ I_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_a \\ I_a \end{pmatrix}. \quad (3.19)$$

Eine parallele Last mit der Impedanz Z_p lässt sich darstellen als

$$M_{Z_p} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Z_p^{-1} & 1 \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

und eine Last in Serie mit der Impedanz Z_s mit

$$M_{Z_s} = \begin{pmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (3.21)$$

Ein Leitungsabschnitt der Länge l lässt sich mit dem Leitungswellenwiderstand Z_L sowie der Ausbreitungskonstanten γ darstellen als

$$M_{\text{Leitung}} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_L \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_L} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{pmatrix}. \quad (3.22)$$

Ausgehend von der Geometrie der Leitung ergibt sich die Ausbreitungskonstante γ sowie der Leitungswellenwiderstand Z_L aus Widerstandsbelag R' , Ableitungsbelag G' , Induktivitätsbelag L' und Kapazitätsbelag C' zu

$$\gamma = \sqrt{(R' + j2\pi fL')(G' + j2\pi fC')} \quad (3.23)$$

und

$$Z_L = \sqrt{(R' + j2\pi fL') / (G' + j2\pi fC')}. \quad (3.24)$$

Die Leitungsbeläge lassen sich mit Hilfe des Querschnitts und der Materialeigenschaften der Leitung berechnen [49]. Voraussetzung dafür ist eine homogene Ausgestaltung der Leitung, was nachfolgend angenommen wird.

3.2.2 Gesamtübertragungsfunktion

Die aus der Verknüpfung unterschiedlicher Bestandteile resultierende Kettenmatrix ergibt sich durch Multiplikation der einzelnen Matrizen. Beginnend von den Abschlüssen, also den Eingangsimpedanzen der Verbraucher, wird das Netzwerk zusammengefasst. Bei Abzweigen wird die Eingangsimpedanz des jeweiligen Zweigs bestimmt und diese als parallele Last an der Stelle des Abzweigs eingefügt. Hierdurch erhält man insgesamt eine resultierende Kettenmatrix. Die Eingangsimpedanz Z_i eines mit der Impedanz Z_T abgeschlossenen Zweitorts ergibt sich zu

$$Z_i = \frac{aZ_T + b}{cZ_T + d}. \quad (3.25)$$

Die Übertragungsfunktion berechnet sich mit der Impedanz Z_S und der Spannung U_s der Quelle als

$$H_P = \frac{U_a}{U_s} = \frac{Z_T}{aZ_T + b + cZ_T Z_S + dZ_S}. \quad (3.26)$$

Diese gibt die Übertragungsfunktion der Leistung wieder. Da keine konstante Bezugsimpedanz angenommen werden kann, entspricht das Spannungsverhältnis zwischen Ein- und Ausgang in der Regel nicht dem Leistungsverhältnis. Die Übertragungsfunktion H als Verhältnis der Ausgangs- zur Eingangsspannung ist

$$H = \frac{U_a}{U_i} = \frac{Z_T}{aZ_T + b}. \quad (3.27)$$

Die Eingangsimpedanz des Empfangszweigs eines PLC-Modems ist im Verhältnis zur Zugangsimpedanz sehr hoch. Daher ist der Spannungspegel am Empfänger maßgeblich. Aus diesem Grund wird als Übertragungsfunktion im Folgenden grundsätzlich das Spannungsverhältnis angegeben.

3.3 Datenübertragung

In den nachfolgenden Abschnitten werden die Grundlagen der Informationsübertragung zusammengefasst dargestellt. Die Grundstruktur einer digitalen Datenübertragung ist in Abb. 3.1 wiedergegeben [45]. Ausgehend von der Datenquelle erfolgt eine Quellen- und Kanalkodierung der Datensymbole. Zur Übertragung auf einem analogen Kanal ist anschließend eine Modulation des Datenstroms erforderlich. Nach der Übertragung über den Kanal wird im Empfänger das Signal demoduliert und an Hand des Empfangssignals das Sendesymbol geschätzt. Im Anschluss an die Dekodierung stehen die rekonstruierten Daten am Empfängerausgang zur Verfügung.

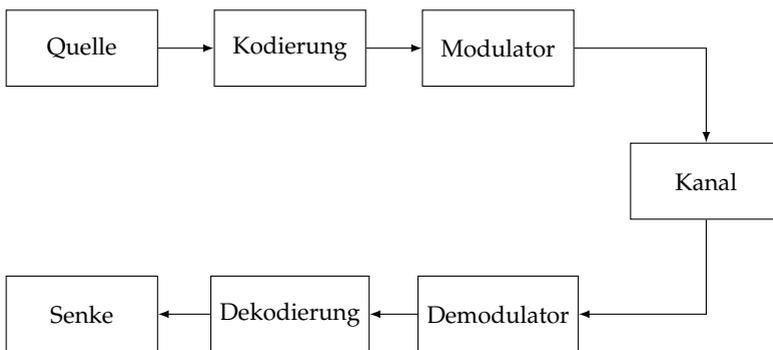


Abbildung 3.1 Grundprinzip der digitalen Datenübertragung

Die Kodierung und Dekodierung wird im Folgenden nicht näher betrachtet. Lediglich in Abschnitt 3.3.10 werden Möglichkeiten der Vorwärtsfehlerkorrektur zur Festlegung der tolerierbaren Rohbitfehlerwahrscheinlichkeit erörtert.

3.3.1 Stochastische Signale

Der Verlauf der Signale bei der Datenübertragung ist durch äußere Einflüsse und auch durch die Modulation zur Nachrichtenübertragung selbst nicht deterministisch, sondern zufällig. Zufallssignale lassen sich an Hand ihrer statistischen Eigenschaften als stochastischer Prozess beschreiben [46], d. h. einer von der Zeit abhängigen Zufallsvariablen $x(t)$. Eine Realisierung dieses Prozesses wird als Musterfunktion $x(t)$ bezeichnet. Sind die statistischen Eigenschaften des Prozesses gegenüber Zeitverschiebungen invariant, so kann die zeitunabhängige Wahrscheinlichkeitsverteilung bezüglich der Zufallsvariablen x angegeben werden mit

$$F_x(x) = P(x \leq x) . \quad (3.28)$$

Dabei gibt $P(x \leq x)$ die Wahrscheinlichkeit für das Ereignis $x \leq x$ an. Sofern im Folgenden die Zufallsvariable eindeutig ist, wird diese zur besseren Lesbarkeit nicht mit angegeben.

Eine besondere Bedeutung haben Rauschprozesse mit konstantem Leistungsdichtespektrum, deren Amplitudendichte gaußverteilt ist. Diese werden als gaußsches weißes Rauschen (engl. white Gaussian noise, WGN) bezeichnet. Die zu Grunde liegende gaußverteilte Zufallsvariable lässt sich mit Erwartungswert μ_x und Varianz σ_x vollständig beschreiben. Unter der Annahme eines stationären Prozesses können diese aus dem zeitlichen Verlauf einer gemessenen Musterfunktion $x(t)$ zu den Zeitpunkten $t_n, n = 1, \dots, N$ geschätzt werden zu

$$\hat{\mu}_x = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(t_n) \quad (3.29)$$

$$\hat{\sigma}_x^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N (x(t_n) - \hat{\mu}_x)^2 . \quad (3.30)$$

Die angewandte Schätzung der Varianz entspricht der empirischen Varianz und wird auch mit s_x^2 bezeichnet.

3.3.2 Signal-Stör-Verhältnis

Das Verhältnis zwischen mittlerer Leistung des Nutzsignals \bar{S} zur mittleren Leistung des Störsignals \bar{N} ergibt sich zu

$$SNR = \frac{\bar{S}}{\bar{N}} \quad (3.31)$$

und wird als Signal-Stör-Verhältnis (engl. Signal-to-Noise Ratio, SNR) bezeichnet. Sofern es sich bei dem Störsignal um weißes Rauschen handelt spricht man vom Signal-Rausch-Verhältnis [25]. Hiervon wird im Folgenden ausgegangen. Bei der digitalen Übertragung über einen bandbegrenzten Kanal der Bandbreite B mit der Bitrate R und der mittleren Energie des empfangenen Bits E_b sowie der Rauschleistungsdichte N_0 erhält man das SNR [25]

$$SNR = \frac{E_b R}{N_0 B}. \quad (3.32)$$

Ohne Bandbegrenzung ist die Leistung des weißen Rauschens unbegrenzt. Für den Vergleich der Leistungsfähigkeit unterschiedlicher Modulationsverfahren eignet sich das auf ein Bit normierte SNR

$$SNR_{bit} = \frac{E_b}{N_0}. \quad (3.33)$$

Dieses ist unabhängig von der konkreten Bandbreite und Datenrate des untersuchten Verfahrens. Das Verhältnis von Datenrate zu Bandbreite stellt ein weiteres wichtiges Beurteilungskriterium dar, welches als Bandbreiteneffizienz bezeichnet wird.

3.3.3 SNR-Schätzung

Bei der Übertragung über reale Kanäle ist das SNR in der Regel nicht bekannt und muss daher durch Schätzung ermittelt werden. Dies kann sowohl während der eigentlichen Datenübertragung aus den unbekanntem Sendesymbolen als auch mit Hilfe von im Vorfeld am Empfänger bekannten Signalen erfolgen, welche als Pilotsymbole bezeichnet werden. Insbesondere bei geringem SNR erweist sich die Verwendung von Pilotsymbolen als vorteilhaft. Nimmt man einen Kanal mit mittelwertfreiem

($\mu_n = 0$), additiv überlagertem weißen gaußschen Rauschen (engl. additive white Gaussian noise, AWGN) mit Varianz σ_n^2 an, so erhält man am idealen Empfängerausgang mit dem bekannten Sendesymbol s_p und der unbekanntem, als konstant angenommenen, Kanaldämpfung a nach der Demodulation eine gaußverteilte Zufallsfolge

$$r(k) = as + n(k) . \quad (3.34)$$

Dabei gilt für Erwartungswert und Varianz der Gaußverteilung

$$\mu_r = as_p = \sqrt{E_s}, \quad \sigma_r^2 = \sigma_n^2, \quad (3.35)$$

wobei E_s die Energie des empfangenen Symbols bezeichnet. Die Schätzung des Erwartungswertes erfolgt bei konstantem Sendesymbol s_p über den Mittelwert der K empfangenen Symbole:

$$\hat{\mu}_r = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K r(k) . \quad (3.36)$$

Mit der empirischen Varianz erhält man eine Schätzung für die Varianz:

$$\hat{\sigma}_r^2 = \frac{1}{K-1} \sum_{k=1}^K (r(k) - \hat{\mu}_r)^2 . \quad (3.37)$$

Zur Bewertung der Güte einer Schätzung eignet sich das Konfidenzintervall. Mit einer vor der Schätzung festgelegten Wahrscheinlichkeit λ , dem Konfidenzniveau, liegt der gesuchte Parameter innerhalb der bestimmten Konfidenzintervalle. Das Konfidenzintervall für die Schätzung der Varianz einer Normalverteilung in Abhängigkeit von der Anzahl der Messungen K berechnet sich zu [48]

$$\left[(K-1)\hat{\sigma}_r^2 / \chi_{(1+\lambda)/2, K-1}^2, (K-1)\hat{\sigma}_r^2 / \chi_{(1-\lambda)/2, K-1}^2 \right] . \quad (3.38)$$

Dabei bezeichnen $\chi_{\lambda, m}^2$ die Quantile der Chi-Quadrat-Verteilung mit m Freiheitsgraden. Für die Schätzung des Mittelwerts einer Normalverteilung ergibt sich mit der Student t-Verteilung $t_{\alpha, m}$ mit m Freiheitsgraden das Konfidenzintervall

$$\left[\hat{\mu}_r - t_{(1+\lambda)/2, K-1} \sqrt{\frac{\hat{\sigma}_r^2}{K}}, \hat{\mu}_r + t_{(1+\lambda)/2, K-1} \sqrt{\frac{\hat{\sigma}_r^2}{K}} \right] . \quad (3.39)$$

Um mit einem Konfidenzniveau von $\lambda = 0,95$ eine Abweichung der Varianz von weniger als 3 dB zu erreichen, sind mindestens 20 Messungen notwendig. Die Güte der Schätzung des Mittelwerts hängt neben der Anzahl der Messungen vom SNR ab.

Bei 20 Messungen, wie im vorangegangenen Beispiel, beträgt demnach die relative Abweichung $\Delta E_s/E_s$ an der unteren Intervallgrenze, bezogen auf den Mittelwert, bei einem SNR von 0 dB etwa 5 dB. Die Abweichung sinkt mit steigendem SNR oder einer Erhöhung der Anzahl der Messungen. Die Bestimmung des Erwartungswerts am Empfänger kann nur während der Übertragung von Symbolen erfolgen. Die Schätzung der Varianz der Störung hingegen kann ständig erfolgen. Diese ist daher mit hoher Güte bestimmbar. Ist die Varianz des Rauschens bekannt oder wurde diese hinreichend genau geschätzt, so erhält man mit der Umkehrfunktion der Verteilungsfunktion Φ^{-1} für die Schätzung des Mittelwerts das Konfidenzintervall

$$\left[\hat{\mu}_r - \frac{\sigma_r}{\sqrt{K}} \Phi^{-1} \left(\frac{1+\lambda}{2} \right), \hat{\mu}_r + \frac{\sigma_r}{\sqrt{K}} \Phi^{-1} \left(\frac{1+\lambda}{2} \right) \right]. \quad (3.40)$$

Bei einer einzelnen Messung und einem SNR von 20 dB beträgt hier die relative Abweichung an der unteren Konfidenzintervallgrenze weniger als 2 dB. Die Abweichung verhält sich umgekehrt proportional zum SNR.

3.3.4 AWGN-Kanal

Es wird zunächst eine Übertragung ohne Einschränkungen durch den Kanal betrachtet. Dem Sendesignal wird lediglich AWGN überlagert. Um digitale Daten über einen analogen Kanal übertragen zu können, müssen die Binärdaten in ein analoges Sendesignal überführt werden. Nach der Übertragung über den Kanal muss der digitale Datenstrom am Empfänger wieder rekonstruiert werden. Die hierfür notwendigen Operationen und das resultierende Modell eines digitalen Modulationssystems werden in Anlehnung an Proakis und Salehi [45] und Kammeyer und Kroschel [27] nachfolgend erläutert. Der binäre Eingangsdatenstrom wird im Sender zu Gruppen mit jeweils k bit zusammengefasst und den $M = 2^k$ Sendesignalformen

$$s_m(t), \quad m = 1, \dots, M \quad (3.41)$$

zugeordnet. Die Darstellung der Sendesignalform erfolgt hier im äquivalenten Basisband. Nach Mischung mit der Trägerfrequenz f_c erhält man die Sendesignalformen

$$x_m(t) = \operatorname{Re}\left(\sqrt{2}e^{j2\pi f_c t}s_m(t)\right), \quad m = 1, \dots, M. \quad (3.42)$$

Unter der Annahme eines flachen Übertragungskanals unbegrenzter Bandbreite erhält man mit AWGN $n(t)$ am Empfänger die Signalformen

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (3.43)$$

und nach der Herabmischung das Empfangssignal

$$r(t) = \sqrt{2}e^{-j2\pi f_c t}y(t). \quad (3.44)$$

An Stelle der Darstellung im Bandpassbereich kann das Modulationssystem ohne Berücksichtigung der Trägerfrequenz äquivalent im Basisband erfolgen.

Dieses Modell lässt sich einfach in die Signalraumdarstellung überführen, indem die Signale in eine orthonormale Basis der möglichen Sendesignalformen $s_m(t)$ zerlegt werden [45]. In Vektordarstellung lautet das Signal am Empfänger

$$\mathbf{r} = \mathbf{s}_m + \mathbf{n}. \quad (3.45)$$

Für komplexe Sendesymbole, wie in (3.41) angenommen, ergibt sich ein zweidimensionaler Basisvektor.

Auf Grundlage des Empfangsvektors \mathbf{r} erfolgt eine Schätzung der gesendeten Symbolform. Nimmt man eine gleichverteilte Auftrittswahrscheinlichkeit der Sendesymbole d_m an, so erfolgt die Entscheidung des optimalen Empfängers für eine Sendesignalform mit Hilfe des Maximum-Likelihood (ML) Kriteriums

$$\hat{m} = \arg \max_m p_{\mathbf{r}|\bar{s}_m}. \quad (3.46)$$

Bei der Übertragung über einen flachen Kanal ohne Begrenzung der Bandbreite, d. h. mit der Kanalimpulsantwort

$$h_{\text{Ch}}(t) = c\delta(t), \quad c \in \mathbb{C} \quad (3.47)$$

reicht es aus, wenn am Empfänger die möglichen Sendesignalformen $s_m(t)$ bekannt sind, um eine optimale Entscheidung zu treffen. Bei bandbegrenzten Kanälen muss einerseits die Sendesignalform am Sender entsprechend der Bandbreite des Kanals gewählt werden und zum anderen wird für eine optimale Entscheidung am Empfänger zusätzlich die Impulsantwort des Kanals benötigt, was im nachfolgenden Abschnitt näher ausgeführt wird.

3.3.5 Bandbegrenzter Kanal

Bei der Übertragung über reale Kanäle ist die verfügbare Bandbreite nicht unbegrenzt und es kann zu einer Verzerrung des Signals durch eine frequenzselektive Übertragungsfunktion kommen. Für lineare Modulationsverfahren mit der Sendesymbolfolge $d(i)$ und dem Impulsformungsfiler $g_{Tx}(t)$ lässt sich das Sendesignal in Basisbanddarstellung angeben als

$$s(t) = T \sum_{i=0}^{\infty} d(i) g_{Tx}(t - iT) . \quad (3.48)$$

Dabei bezeichnet T die Symbolintervalldauer. Der Einfluss des Übertragungskanals lässt sich bei zeitinvariantem, linearem Verhalten durch die Impulsantwort des Kanals $h_{Ch}(t)$ darstellen. Der Störeinfluss wird mit $n(t)$ als AWGN modelliert. Am Empfänger erhält man mit der Impulsantwort $g_{Rx}(t)$ des Empfangsfilters das resultierende Signal

$$r(t) = (s(t) * h_{Ch}(t) + n(t)) * g_{Rx}(t) . \quad (3.49)$$

Das resultierende Basisbandmodell der Übertragung über einen linearen Kanal ist in Abb. 3.2 dargestellt.

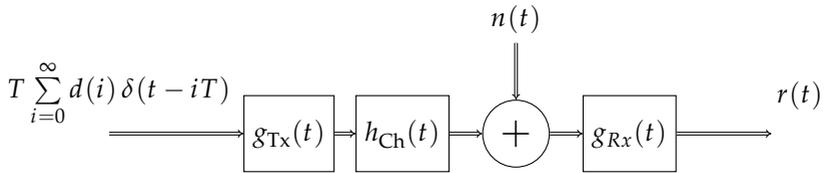


Abbildung 3.2 Digitale Übertragung über einen linearen Kanal (äquivalente Basisbanddarstellung)

Der optimale Empfänger nach Forney [17] enthält als Empfangsfilter einen Matched-Filter mit anschließendem Dekorrelationsfilter, wodurch am Ausgang des Empfangsfilters das Rauschen

$$\tilde{n}(t) = n(t) * g_{Rx}(t) \quad (3.50)$$

weiß ist. Mit

$$\tilde{h}(t) = g_{Tx}(t) * h_{Ch}(t) * g_{Rx}(t) \quad (3.51)$$

lässt sich das Empfangssignal darstellen als

$$r(t) = T \sum_{k=0}^{\infty} d(k) \tilde{h}(t - kT) + \tilde{n}(t) . \quad (3.52)$$

Zu den Abtastzeitpunkten $t = i/T$ erhält man die zeitdiskrete Darstellung des Empfangssignals im Symboltakt mit

$$r(i) = \sum_{k=0}^{\infty} d(k) \tilde{h}(i - k) + \tilde{n}(i) , \quad (3.53)$$

welches in Abb. 3.3 veranschaulicht ist.

Grundsätzlich gibt es durch die Übertragung über einen nicht idealen Kanal eine Überlappung aufeinanderfolgender Symbole (Intersymbolinterferenz, ISI). Theoretisch lässt sich diese vermeiden, indem das Send- und Empfangsfilter so gewählt werden, dass für die Gesamtimpulsantwort gilt:

$$\tilde{h}(k) = \begin{cases} 1 & \text{für } k = 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.54)$$

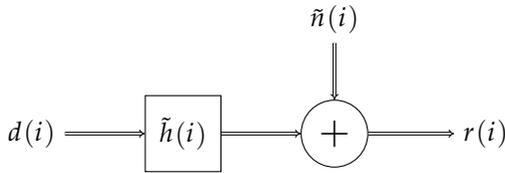


Abbildung 3.3 Symboltaktmodell eines Datenübertragungssystems

Bei einer realen Implementierung ist dies oftmals nicht der Fall. Für eine optimale Rekonstruktion am Empfänger muss daher die ISI durch einen Entzerrer kompensiert werden. Für eine reales Übertragungssystem kann angenommen werden, dass die Gesamtpulsantwort endlich ist, also jedes Symbol nur von einer begrenzten Anzahl L von vorangegangenen Symbolen beeinflusst wird. Hierdurch lässt sich die Empfangssequenz als Zustandsautomat der Länge L auffassen [45]. Ein optimaler Schätzer hierfür ist der ML-Zustandsschätzer (Maximum-Likelihood State Estimator, MLSE) [45]. Der Einfluss von ISI auf die Leistungsfähigkeit eines Datenübertragungssystems ohne den Einsatz eines Entzerrers ist maßgeblich vom Verhältnis der Dauer der Kanalimpulsantwort zur Symboldauer abhängig. Ist dieses sehr gering, so kann die Auswirkung vernachlässigt werden. Diese Tatsache wird bei der Mehrträgerübertragung mit OFDM (vgl. Abschnitt 3.3.7) genutzt.

3.3.6 Modulationsverfahren

Infolge der sehr ungünstigen Kanalbedingungen eignen sich für die Datenübertragung über NSN im Wesentlichen einfache und damit robuste Modulationsverfahren, die unabhängig von einem genau bestimmten Amplitudenwert des Empfangssignals sind. Speziell werden daher nachfolgend die Phasenmodulation (engl. Phase Shift Keying, PSK) und Frequenzumtastung (engl. Frequency Shift Keying, FSK) vorgestellt. Die Betrachtung beschränkt sich auf lineare Modulationsverfahren. Es wird daher bei FSK nur eine harte Umtastung ohne Berücksichtigung eines kontinuierlichen Phasenübergangs betrachtet. Um eine unkomplizierte und effiziente Nutzung eines breiten Spektralbereichs zu ermöglichen, bietet sich ein orthogonales Mehrträgerverfahren an, welches im zweiten

Unterabschnitt eingeführt wird. Die Ausführungen orientieren sich an Kammeyer [26].

Bei der Demodulation unterscheidet man zwischen kohärenten und inkohärenten Verfahren. Bei der kohärenten Demodulation wird die exakte Frequenz und Phase des Trägersignals als bekannt vorausgesetzt bzw. sind diese Parameter durch den Empfänger zu bestimmen. Bei der inkohärenten Demodulation ist die Kenntnis der genauen Frequenz und Phasenlage des Trägersignals nicht notwendig. In Anlehnung an Kammeyer [26] wird die Demodulation in dieser Arbeit generell als kohärent bezeichnet, wenn im Empfänger eine Einrichtung zur frequenz- und phasenrichtigen Überführung des Signals in die komplexe Einhüllende vorhanden ist.

Ein für die Powerline-Kommunikation bereits seit vielen Jahren eingesetztes und einfach zu implementierendes Verfahren ist die Frequenzumtastung. Ein großer Vorteil von FSK ist die Unabhängigkeit von Phasenstörungen (bei inkohärenter Demodulation) und die einfache Implementierung. Das FSK-Konzept lässt sich grundsätzlich auf mehr als zwei Frequenzen erweitern (engl. Multiple FSK, MFSK). Das Sendesignal in äquivalenter Basisbanddarstellung lautet

$$s_m^{\text{MFSK}}(t) = e^{j2\pi m \Delta f t}, \quad m = 1, \dots, M. \quad (3.55)$$

Als Bedingung für die Orthogonalität der Signale muss für den Frequenzabstand Δf bei kohärenter Demodulation $\Delta f = 1/2T$ und bei inkohärenter Demodulation $\Delta f = 1/T$ gelten [45]. Der ML-Schätzer für inkohärente Demodulation lautet [45]

$$\hat{m} = \arg \max_m e^{-E_m/N_0} I_0 \left(\frac{|r \hat{s}_m^{\text{MFSK}}|}{N_0} \right). \quad (3.56)$$

Dabei bezeichnet E_m die Energie des Empfangssignals und N_0 die Rauschleistungsdichte. Bei der Übertragung über frequenzselektive Kanäle mit nicht konstanter Rauschleistungsdichte muss daher für eine optimale Entscheidung am Empfänger die Dämpfung sowie die Störleistungsdichte bei der jeweiligen Frequenz bekannt sein bzw. geschätzt werden.

Bei der Phasenmodulation erfolgt die Übertragung der Information durch die absolute Phasenlage des Trägers bzw. deren Änderung. Dementsprechend unterscheidet man zwischen Phasenmodulation und differentieller Phasenmodulation (engl. Differential PSK, DPSK). Die Information

pro Symbol kann durch die Anzahl der möglichen Phasenschritte erhöht werden. Hierdurch erhöht sich allerdings bei konstantem E_b/N_0 auch das Bitfehlerverhältnis (BER), mit Ausnahme von vierstufiger PSK, vgl. Abschnitt 3.3.8. Zweistufige PSK wird auch als Binary Phase Shift Keying (BPSK), vierstufige PSK wird als Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) bezeichnet. Das Sendesignal in äquivalenter Basisbanddarstellung lautet

$$s_m^{\text{MPSK}}(t) = e^{j2\pi(m-1)/M}, \quad m = 1, \dots, M. \quad (3.57)$$

Bei kohärentem Empfang erhält man den ML-Schätzer

$$\hat{m} = \arg \min_m \left| \arg r^{\text{MPSK}} - \frac{2\pi(m-1)}{M} \right|. \quad (3.58)$$

Im Gegensatz zu MFSK ist für eine optimale Entscheidung keine Kanalkenntnis am Empfänger notwendig. Bei differentieller PSK erfolgt die Informationsübertragung durch eine Änderung der Phase zwischen zwei Symbolen. Dabei kann die Differenz in Zeitrichtung oder unter der Voraussetzung einer Mehrträgerübertragung auch in Frequenzrichtung gebildet werden. Die beiden zur Differenzbildung herangezogenen Symbole bilden die Komponenten des Empfangssignalvektors

$$r^{\text{DMPSK}} = \left(r_1^{\text{DMPSK}}, r_2^{\text{DMPSK}} \right). \quad (3.59)$$

Bei inkohärenter DMPSK erfolgt die Entscheidung in Abhängigkeit von der Phasendifferenz zweier Symbole:

$$\hat{m} = \arg \min_m \left| \arg r_2^{\text{DMPSK}} - \arg r_1^{\text{DMPSK}} - \frac{2\pi(m-1)}{M} \right|. \quad (3.60)$$

3.3.7 Mehrträgerübertragung mit OFDM

Mit zunehmender Bandbreite erhöht sich der Aufwand für die Entzerrung bei der Übertragung über frequenzselektive Kanäle [26]. Zudem wird gleichzeitig durch eine kurze Symboldauer der Einfluss der Intersymbolinterferenz (ISI) größer, wodurch sich auch höhere Anforderungen an die Symbolsynchronisation ergeben. Das Aufteilen des Datenstroms auf mehrere Träger kann hier Abhilfe schaffen. Ein häufig angewendetes

Verfahren hierfür ist das orthogonale Frequenzmultiplexverfahren (engl. Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM), bei dem die Datenübertragung parallel auf orthogonalen Trägern erfolgt. Auf den einzelnen Trägern kann jeweils eine Amplituden- oder Phasenmodulation wie im Einträgerfall erfolgen. Durch die Orthogonalität der Träger beeinflussen sich diese nicht und das Modulationsverfahren kann für jeden Träger unabhängig gewählt werden. Grundsätzlich kann die Orthogonalität durch Interferenzen zwischen den Trägern (engl. inter carrier interference, ICI) und ISI gestört werden. Abhilfe schafft hier eine zyklische Erweiterung, welche dem eigentlichen Sendesymbol als Schutzintervall vorangestellt wird und am Demodulator nicht ausgewertet wird [26]. Die Sendesymbolfolge $d(j)$ wird durch eine Seriell-/Parallelwandlung auf die parallelen Sendesymbolfolgen

$$d_n(i) = d(iN + n), \quad n = 0, \dots, N - 1 \quad (3.61)$$

der N Träger verteilt. Diese werden durch eine inverse DFT und eine Parallel-/Seriellwandlung in das zeitdiskrete Sendesignal

$$s_{\text{OFDM}}(i, k) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n(i) e^{j2\pi f_n k/N} \quad (3.62)$$

überführt. Um die Orthogonalität der Träger zu gewährleisten, muss mit der Symboldauer T_{OFDM} für den Frequenzabstand mindestens gelten [45]

$$\Delta f = f_n - f_{n-1} = \frac{1}{T_{\text{OFDM}}}, \quad n = 1, \dots, N - 1. \quad (3.63)$$

Jedes Sendesymbol wird um das Schutzintervall ergänzt. Nach der Übertragung über den Kanal mit der Impulsantwort $h_{\text{Ch}}(k)$, erfolgt am Empfänger, nach Ablauf der Schutzintervalldauer, die Demodulation mit Hilfe der DFT. Ist die Länge des Schutzintervalls so gewählt, dass keine ISI auftritt und es zu keiner Änderung der Übertragungsfunktion während der OFDM-Symboldauer kommt, so kann man die demodulierte Empfangsdatenfolge ausdrücken als

$$R_{\text{OFDM}}(i, n) = H_{\text{Ch}}(n)d_n(i) + N(i, n). \quad (3.64)$$

Dabei bezeichnet $H_{\text{Ch}}(n)$ die DFT der Impulsantwort des Kanals und $N(i, n)$ die DFT der additiven Störung im Symbol i . Unter den genannten Bedingungen kann die Entzerrung durch einen einzigen komplexen Koeffizienten pro Träger erfolgen. Ist die Amplitude und absolute Lage der Phase für die Demodulation nicht relevant, wie bei DPSK, so kann auf eine Entzerrung ganz verzichtet werden.

Die Datenübertragung mit OFDM bietet auch den Vorteil, dass sehr einfach eine adaptive Belegung der einzelnen Träger erfolgen kann. Damit können adaptiv Frequenzbereiche belegt oder ausgeblendet werden.

3.3.7.1 Crestfaktor bei der Mehrträgerübertragung

Das Verhältnis zwischen Spitzenwert und Effektivwert eines Signals wird als Crestfaktor bezeichnet und berechnet sich mit dem Maximalwert des Sendesignals U_{max} und dem Effektivwert U_{eff} zu

$$CF = 10 \log_{10} \left(\frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{eff}}} \right). \quad (3.65)$$

In der Nachrichtentechnik wird häufig auch das Verhältnis von Spitzenleistung zu mittlerer Leistung (engl. peak-to-average power ratio, PAPR) angegeben, welches dem Quadrat des Crestfactors entspricht. Durch die Überlagerung mehrerer Träger unterschiedlicher Frequenz erhöht sich der Crestfaktor eines Sendesignals gegenüber einem Einträgerverfahren. Für die vorgestellten Einträgermodulationsverfahren beträgt dieser konstant $CF_{sc} = 3 \text{ dB}$. Für OFDM hingegen ist der Crestfaktor abhängig von der Anzahl der Träger N_c und der Phasenlage der einzelnen Träger und beträgt für das komplexe Basisbandsignal maximal [26]

$$CF_{OFDM, BB}^{\text{max}} = 10 \log_{10}(N_c). \quad (3.66)$$

Beim Übergang auf einen realen Kanal erhält man den maximalen Crestfaktor zu

$$CF_{OFDM}^{\text{max}} = 10 \log_{10}(N_c + 1). \quad (3.67)$$

Sofern der maximale Sendepiegel im Zeitbereich vorgegeben ist, muss die mittlere Leistung des gesendeten Symbols bei der Verwendung mehrerer Träger skaliert werden, um eine Überschreitung des zulässigen Pegels für

alle möglichen Phasenlagen zu verhindern. Hierdurch ergibt sich in Abhängigkeit von der Trägeranzahl N_c gegenüber einem Einträgerverfahren mit konstanter Hüllkurve ein SNR-Verlust von

$$\Delta \text{SNR}_{CF} = 10 \log_{10}(N_c) . \quad (3.68)$$

Es existieren für OFDM diverse Verfahren zur Reduktion der Spitzenleistung [24]. Bei Zufallsdaten tritt der maximale Crestfaktor mit zunehmender Trägeranzahl auch ohne entsprechende Nachverarbeitung nur noch mit einer sehr geringen Wahrscheinlichkeit auf. Die Zufälligkeit der Daten kann am Sender durch eine Verwürfelung mit einer Zufallsfolge, welche am Empfänger bekannt ist, erreicht werden. Die Verteilungsfunktion des Crestfaktors F_{CF} für ein OFDM-System mit 32 BPSK-modulierten Trägern ist in Abb. 3.4 dargestellt. Zur Berechnung des Crestfaktors wurde die Abtastrate um den Faktor 8 erhöht, um eine Annäherung an das kontinuierliche Ausgangssignal zu erhalten. Der maximale Crestfaktor liegt bei ungefähr 15 dB. Die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten ist allerdings sehr gering. Die Wahrscheinlichkeit, dass ein Crestfaktor von mehr als 10 dB auftritt, liegt bei weniger als 0,005.

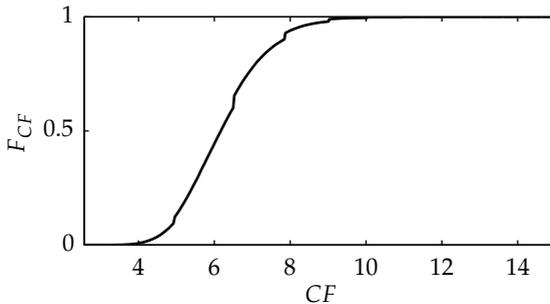


Abbildung 3.4 Empirische Verteilungsfunktion des Crestfaktors eines OFDM-Sendesignals mit 32 Trägern mit einer Abtastratenerhöhung um den Faktor 8

Ein naheliegendes Verfahren zur Reduktion des Crestfaktors ist daher die maximale Ausgangsleistung P_{max} zu begrenzen und die Spitzen abzuschneiden (sog. Clipping). Gleichzeitig kann bei Nutzung von Phasenmodulation auf allen Trägern die Amplitude ohne eine Auswirkung

auf die Demodulation verändert werden. So können alle Sendesymbole auf die maximale Ausgangsleistung skaliert werden, wodurch man eine höhere mittlere Symbolenergie erreicht. Die Auswirkung der Skalierung sowie Clipping kombiniert mit einer Skalierung ist in Abb. 3.5 dargestellt.

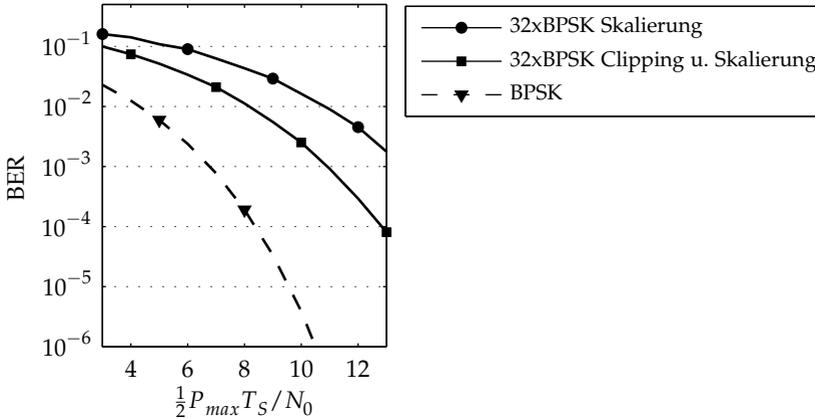


Abbildung 3.5 Reduktion der Auswirkungen durch den Crestfaktor bei Mehrträgerübertragung durch Clipping und Skalierung

Das Bitfehlerverhältnis ist in Abhängigkeit von der Spitzenleistung aufgetragen. Als Referenz ist die Bitfehlerwahrscheinlichkeit für BPSK im Einträgerfall bei einer konstanten Hüllkurve, d. h. $E_b = \frac{1}{2}P_{max}T_S$, dargestellt. Gegenüber einem SNR-Verlust von 15 dB bei der festen Skalierung aller Symbole nach (3.68) erhält man mit einer dynamischen Skalierung noch einen Verlust von 7 dB und beim zusätzlichen Abschneiden des Sendesymbols bei einem Viertel der maximalen Ausgangsamplitude sind es noch 4 dB, bei einem Bitfehlerverhältnis von 10^{-2} .

3.3.7.2 Parallel-MFSK

Grundsätzlich kann auf den Einzelträgern eines OFDM-Systems eine Phasen- oder Amplitudenmodulation verwendet werden. Es kann aber auch eine parallele Übertragung mit Hilfe einer MFSK-Modulation erfolgen, indem mehrere Kanäle zusammengefasst werden. Hierzu werden

jeweils M OFDM-Träger für einen MFSK-Kanal zusammengefasst und genutzt. Die Entscheidung am Empfänger erfolgt in gleicher Weise wie bei gewöhnlicher MFSK (vgl. Abschnitt 3.3.6). Ein Nachteil ist der höhere Bandbreitenbedarf gegenüber PSK. So werden für 2FSK doppelt so viele Träger und damit die doppelte Bandbreite benötigt wie beim Einsatz von BPSK.

Ein großer Vorteil bei inkohärent demodulierter MFSK gegenüber PSK ist, dass die Phasenlage des Sendesignals beliebig gewählt werden kann. Dies kann dazu verwendet werden, ein gegenüber PSK niedrigeren Crestfaktor zu erreichen. Ein Verfahren zur Optimierung der Phase ist der von Van der Ouderaa et al. [57] eingeführte Zeit-/Frequenz-Algorithmus. Dabei wird der Eingangsdatenstrom mit einem Phasenvektor multipliziert. Dieser ist zunächst zufällig. Im Anschluss an eine IDFT wird das Signal ab einer bestimmten Schwelle c_{clip} abgeschnitten und einer DFT unterzogen. Die so gewonnenen Phasenlagen der Träger werden für einen erneuten Durchlauf des Algorithmus herangezogen. Hierzu wird der Eingangsdatenstrom mit dem neuen Phasenvektor multipliziert. Dies wird solange wiederholt, bis eine zuvor festgelegte Anzahl von Durchläufen erreicht ist. In Abb. 3.6 ist in Abhängigkeit von der Spitzenleistung die resultierende Bitfehlerrate aufgetragen. Dabei wurde eine Schwelle von 0,8 für das Clipping gewählt. Bei 10 Iterationen bleibt lediglich ein Verlust von 2 dB, bei 100 Iterationen sind es sogar nur noch etwa 1 dB gegenüber dem Einträgerverfahren. Für eine korrekte Demodulation muss bei inkohärenter FSK am Empfänger keine zusätzliche Information vorliegen.

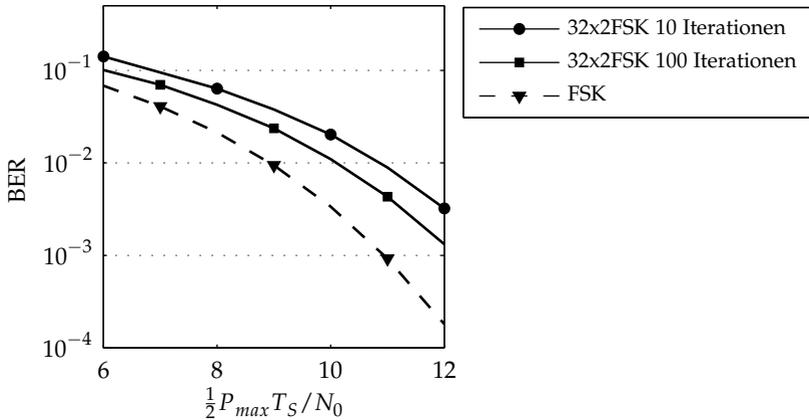


Abbildung 3.6 Reduktion der Auswirkungen durch den Crestfaktor bei Parallel-FSK mit 32 Trägern durch Optimierung der Phasenlage

3.3.8 Bitfehlerwahrscheinlichkeit

Für einen Vergleich unterschiedlicher Modulationsverfahren ist die Bitfehlerwahrscheinlichkeit ein geeignetes Maß. Die Bezugsgröße ist dabei in der Regel das auf ein Bit normierte SNR. Bei gleichem E_b/N_0 bietet unter idealisierten Bedingungen (AWGN-Kanal, ideale Synchronisation) die kohärente BPSK bzw. QPSK unter den vorgestellten Verfahren die geringste Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei konstantem E_b/N_0 . Orthogonale Verfahren wie FSK benötigen - kohärent demoduliert - unter gleichen Bedingungen für das gleiche Bitfehlerverhältnis ein um etwa 3 dB höheres SNR. Bei mehrstufiger PSK erhöht sich die Anforderung an das SNR entsprechend. Der E_b/N_0 -Verlust von inkohärenter gegenüber kohärenter Demodulation lässt sich mit 3 dB abschätzen [26]. Für Modulationsverfahren niedriger Ordnung fällt dieser allerdings wesentlich geringer aus. So erhält man für DBPSK einen Verlust von lediglich 0,5 dB und bei DQPSK sind es 2,1 dB bei einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-5} [26]. Eine Übersicht der Bitfehlerwahrscheinlichkeit der vorgestellten Modulationsverfahren, bezogen auf das Verhältnis E_b/N_0 , gibt Abb. 3.7 wieder.

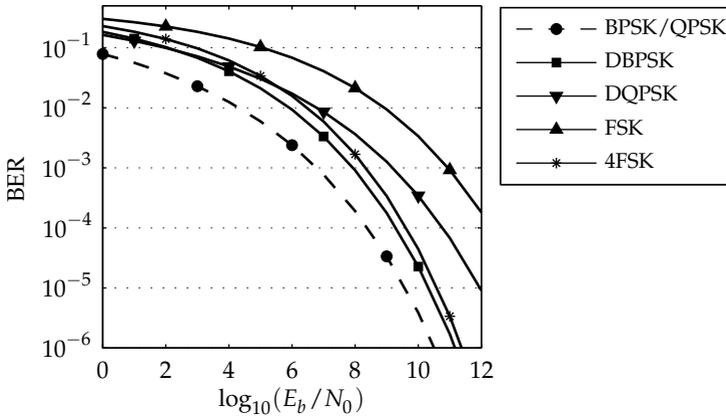


Abbildung 3.7 Vergleich der Bitfehlerverhältnisse unterschiedlicher Modulationsverfahren im AWGN-Kanal. Kohärent demodulierte BPSK/QPSK sowie inkohärent demodulierte DBPSK, DQPSK, FSK und 4FSK

Mit steigender Ordnung erhält man mit FSK bei gleichem E_b/N_0 eine geringeres Bitfehlerverhältnis. Bereits mit einer vierstufigen Frequenzumtastung erreicht man nahezu das gleiche Bitfehlerverhältnis wie mit DBPSK. Allerdings wird auch eine höhere Bandbreite benötigt.

Bei einer Messung des Bitfehlerverhältnisses hängt die Genauigkeit der Schätzung von der Gesamtanzahl der Messungen N und der tatsächlichen Bitfehlerwahrscheinlichkeit p_{BE} ab. Die Bitfehleranzahl N_{BE} folgt einer Binomialverteilung mit der Verteilungsfunktion

$$f_{N_{BE}} = \binom{N}{N_{BE}} p_{BE}^{N_{BE}} (1 - p_{BE})^{N - N_{BE}}. \quad (3.69)$$

Diese geht nach dem Satz von Moivre-Laplace mit steigender Anzahl Messungen in eine Normalverteilung mit Mittelwert $\mu_{BE} = p_{BE}N$ und Varianz $\sigma_{BE}^2 = Np_{BE}(1 - p_{BE})$ über [46]. Ist die tatsächliche Bitfehlerwahrscheinlichkeit unbekannt, erfolgt die Ermittlung durch die Schätzung

$$\hat{p}_{BE} = \frac{N_{BE}}{N}. \quad (3.70)$$

Lässt man eine Abweichung der Bitfehler ΔN_{BE} vom wahren Mittelwert zu, so erhält man mit dem geschätzten Mittelwert die relative Messunsicherheit

$$u = \frac{\Delta N_{\text{BE}}}{\hat{\mu}_{\text{BE}}} . \quad (3.71)$$

Soll für die Schätzung ein Konfidenzniveau von $1 - \alpha$ erreicht werden, so erhält man mit der Inversen der Verteilungsfunktion der Standardnormalverteilung Φ^{-1} die erforderliche Stichprobenanzahl

$$N = \frac{1}{u^2} \left(\Phi^{-1} \left(\frac{2 - \alpha}{2} \right) \right)^2 \frac{1 - \hat{p}_{\text{BE}}}{\hat{p}_{\text{BE}}} . \quad (3.72)$$

Für $p_{\text{BE}} \ll 1$ ist die Anzahl der erforderlichen Stichproben N nahezu umgekehrt proportional zum Bitfehlerverhältnis und lässt sich mit

$$K_{\alpha, u} = \frac{1}{u^2} \left(\Phi^{-1} \left(\frac{2 - \alpha}{2} \right) \right)^2 \quad (3.73)$$

abschätzen zu

$$N \approx \frac{K_{\alpha, u}}{p_{\text{BE}}} . \quad (3.74)$$

Der Koeffizient $K_{\alpha, u}$ gibt an, wie viele Bitfehler bei einer Messung oder Simulation auftreten müssen, um eine vorgegebene Messunsicherheit bei einem festgelegten Konfidenzniveau zu erreichen. Eine Übersicht zur Abschätzung des Koeffizienten $K_{\alpha, u}$ in Abhängigkeit des relativen Messfehlers bei einem Konfidenzniveau von 0,95 zeigt Tab. 3.1.

Tabelle 3.1 Koeffizient (gerundet) zur Ermittlung des erforderlichen Stichprobenumfangs in Abhängigkeit von der geforderten relativen Unsicherheit bei einem Konfidenzniveau von 0,95

relative Unsicherheit u	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1	0,05
$K(\alpha, u)$	15	24	43	96	384	1537

3.3.9 Kanalkapazität

Nach Shannon [55] ergibt sich die Kapazität pro Kanalzugriff C^{CA} für die Übertragung kontinuierlicher Werte über einen komplexen AWGN-Kanal mit der Sendeleistung P und der Varianz der Störung σ^2 zu

$$C^{\text{CA}} = \log_2 \left(1 + \frac{2P}{\sigma^2} \right). \quad (3.75)$$

Bei gegebener Varianz σ^2 stellt die so ermittelte Kapazität für nicht-gauß'sches Rauschen [23] eine untere Grenze dar.

Steht für die Übertragung eine Bandbreite B zur Verfügung, so erhält man damit die Kanalkapazität C_{AWGN} für die Übertragung über einen bandbegrenzten AWGN-Kanal

$$C_{\text{AWGN}} = B \log_2(1 + \text{SNR}). \quad (3.76)$$

Bei nicht konstantem SNR, wie bei typischen PLC-Kanälen, ergibt sich die Kanalkapazität in Abhängigkeit von der Übertragungsfunktion $H(f)$, der Rauschleistungsdichte $S_{nn}(f)$ und dem Gesamtleistungsdichteniveau λ nach Gallager [20] zu

$$C = \int_0^B \log_2 \left(\max \left(\frac{|H(f)|^2 \lambda}{S_{nn}(f)}, 1 \right) \right) df. \quad (3.77)$$

Dabei wird λ so gewählt, dass für die Gesamtsendeleistung gilt:

$$P = \int_0^B \max \left(\lambda - \frac{S_{nn}(f)}{|H(f)|^2}, 0 \right) df. \quad (3.78)$$

Diese Verteilung der Sendeleistung wird als Waterfilling bezeichnet [20], dessen Prinzip in Abb. 3.8 veranschaulicht ist. Dabei wird von einer Begrenzung der insgesamt zur Verfügung stehenden Sendeleistung ausgegangen. Die Gesamtsendeleistung wird so auf die einzelnen Subkanäle verteilt, dass die maximale Kanalkapazität erreicht wird. Insbesondere bei geringem SNR ergibt sich ein erheblicher Gewinn durch Waterfilling, im Gegensatz zu einer Gleichverteilung der Sendeleistung.

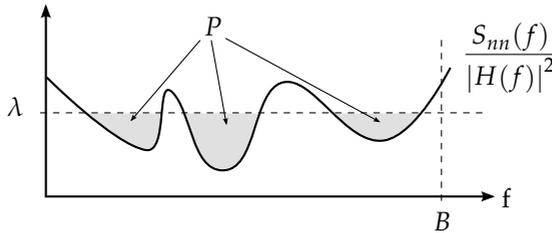


Abbildung 3.8 Prinzip der Maximierung der Kanalkapazität durch Waterfilling

3.3.10 Kanalkodierung und Fehlerkorrektur

Bei der Datenübertragung über NSN ist von hohen Störpegeln bei gleichzeitig hoher Dämpfung auszugehen. Die Wahrscheinlichkeit für Bitfehler ist daher entsprechend hoch. Unter diesen Voraussetzungen ist eine Kanalkodierung mit Fehlerkorrektur für eine zuverlässige Kommunikation unabdingbar. Hierzu bieten die von Gallager [19] eingeführten linearen Blockcodes mit einer dünn besetzten Kontrollmatrix zur Paritätsprüfung (engl. Low-Density-Parity-Check-Code, LDPC-Code) eine sehr gute Möglichkeit. In Abb. 3.9 ist die Bitfehlerkurve einer LDPC-codierten Übertragung im AWGN-Kanal aufgetragen. Die Erzeugung der Kontrollmatrix und die Implementierung der Dekodierung erfolgte nach MacKay [36]. Dabei wurde ein LDPC-Code der Blocklänge 768 mit zufällig gleichverteilten Einsen verwendet. Die Coderate beträgt 0,5 und die Dekodierung erfolgte iterativ in zwei Schritten. Als Referenz ist in Abb. 3.9 die Fehlerwahrscheinlichkeit der unkodierten Übertragung eingezeichnet. Bereits bei einer unkodierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit von etwa 10^{-2} lassen sich mit überschaubarer Komplexität und Blocklänge

durch Kanalkodierung mit LDPC-Codes Bitfehlerverhältnisse von weniger als 10^{-6} erreichen.

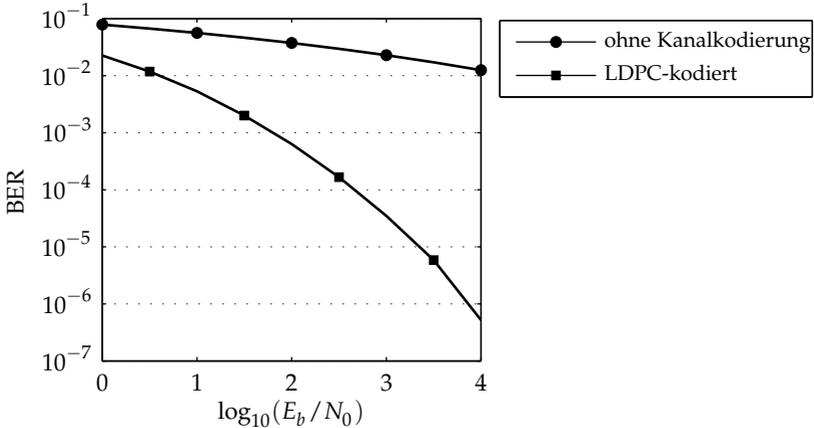


Abbildung 3.9 Fehlerkorrektur mit LDPC-Code der Blocklänge 768 (AWGN-Kanal)

3.3.11 Demodulation bei unbekanntem Kanalparametern

Eine wichtige Voraussetzung für eine optimale Demodulation ist die Kenntnis der Kanalparameter. Sind diese nicht bekannt oder können sie nicht zuverlässig ermittelt werden, beispielsweise zu Beginn eines Kommunikationsvorgangs, so kann dies entscheidende Auswirkungen auf die Leistungsfähigkeit des jeweiligen Modulationsverfahrens haben. So geht bei FSK das SNR und der Pegel am Empfänger direkt in die Entscheidungsfindung ein (vgl. (3.56)). Bei unterschiedlichen Verhältnissen auf den beiden Trägern erhöht sich das Bitfehlerverhältnis deutlich. Dies ist in Abb. 3.10 für eine Abweichung des SNR von 6 dB dargestellt. Das Bitfehlerverhältnis erhöht sich gegenüber einer optimalen Demodulation deutlich. Bei anderen Modulationsverfahren wie beispielsweise inkohärenter Phasenumtastung sind die Kanalparameter hingegen für eine optimale Demodulation nicht erforderlich.

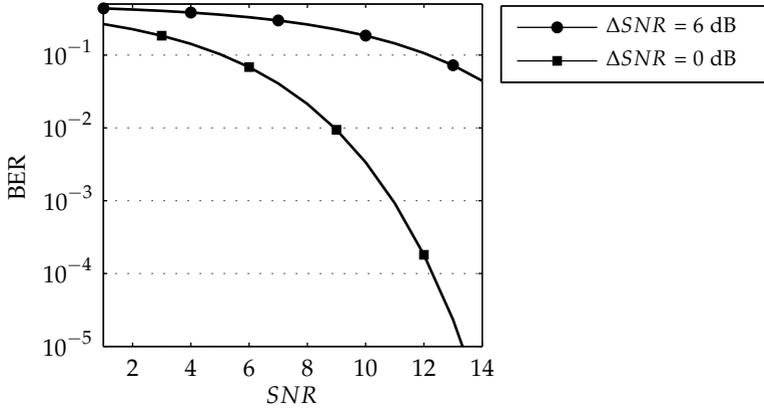


Abbildung 3.10 Bitfehlerverhältnis bei FSK-Demodulation mit unbekanntem Kanalparametern (Annahme: gleiche Kanalbedingungen auf beiden Trägern)

4 Messung und Analyse der Kanaleigenschaften

Im vorliegenden Kapitel wird zunächst das Konzept und die Plattform zur zeitgleichen Erfassung von Messdaten an unterschiedlichen Orten vorgestellt. Es folgt eine Erläuterung der angewandten Methoden zur Auswertung der Kanaleigenschaften von Niederspannungsnetzen. Anschließend werden mit den Analysemethoden gewonnene Untersuchungsergebnisse unterschiedlicher Messkampagnen vorgestellt. Teilergebnisse hieraus wurden bereits veröffentlicht [72], [70] und [63].

4.1 Datenerfassung

Die Grundlage für eine systematische Untersuchung der Kanaleigenschaften des Niederspannungsnetzes bildet eine Hard- und Softwareplattform zur Erfassung und Aufzeichnung der Daten. Hierzu wurde eine FPGA-basierte Mess- und Kommunikationsplattform für die Erzeugung von Testsignalen und die Aufzeichnung der Signale realisiert. Der Ablauf des Messvorgangs wird nachfolgend näher erörtert. Daneben wird für die Analyse der Impedanz am Niederspannungsnetz ein separater Aufbau eingesetzt, welcher im darauffolgenden Abschnitt beschrieben wird.

4.1.1 Störszenario und Übertragungsfunktion

Um ein umfassendes Bild der Kanaleigenschaften eines Niederspannungsverteilsnetzes zu erhalten, muss bei der Messung sowohl die kurzzeitige Veränderung als auch das Langzeitverhalten erfasst werden. Da sowohl die Übertragungsfunktion als auch das Störszenario ein zyklotionäres Verhalten in Bezug auf die Netzwechselfspannung aufweisen, werden

sämtliche Messungen auf die Netz nulldurchgänge synchronisiert. Zudem werden gleichzeitig an mehreren Punkten im Netz Messungen durchgeführt, um ein Gesamtbild zu erhalten.

Zu Beginn einer jeden Messung wird zunächst zeitgleich an jedem Punkt die Störung aufgezeichnet. Im Anschluss daran sendet nacheinander jede Messstation eine Testsequenz, bestehend aus einer Folge harmonischer Schwingungen mit den Frequenzen f_k mit $k = 1, \dots, K$. Währenddessen befinden sich jeweils alle übrigen Geräte im Aufzeichnungsmodus. Dieser Zyklus wird in regelmäßigen Abständen wiederholt und ist in Abb. 4.1 wiedergegeben.

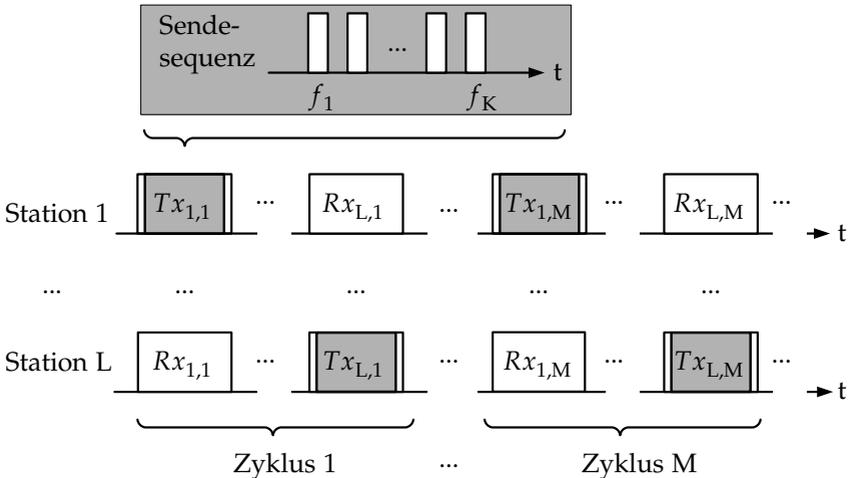


Abbildung 4.1 Ablauf der Kanalmessung

Während der Messung werden die abgetasteten Daten abgespeichert. Die eigentliche Auswertung erfolgt nachträglich offline, so dass die Analyse nicht auf bereits vorab implementierte Methoden beschränkt ist. Für die Aufzeichnung der Daten wurde eine FPGA-basierte Mess- und Kommunikationsplattform entwickelt [72]. Die analoge Eingangsstufe wurde dabei für den Frequenzbereich 30 kHz bis 500 kHz konzipiert.

Die abgetasteten Werte werden in Echtzeit per USB an einen angeschlossenen PC übertragen, dort gespeichert und anschließend in einer Datenbank abgelegt. Die exakte Synchronisation der einzelnen Messungen

erfolgt nachträglich an Hand der Testsequenz und der lokal detektierten Netznulldurchgänge. Durch die Netzwechsellspannung als Referenz ist gewährleistet, dass es zu keinen Abweichungen der Zeitbasis der einzelnen Messstationen kommt. Eine zeitgleiche Auswertung der Netzfrequenz an drei unterschiedlichen Stellen zeigt Abb. 4.2. Durch die Abweichung der lokalen Oszillatoren der verschiedenen Messstellen entsteht ein geringfügiger Offset der ausgewerteten Netzfrequenz. Ansonsten stimmt der Verlauf der Netzfrequenz an den drei Messstellen sehr gut überein.

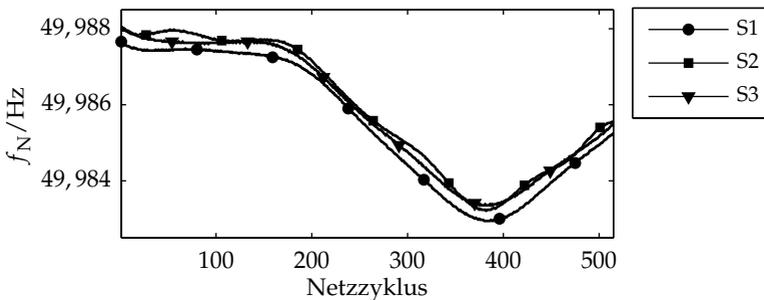


Abbildung 4.2 Zeitgleich ausgewertete Netzfrequenz an drei unterschiedlichen Messstellen

4.1.2 Impedanz

Für die Messung der Impedanz kommen in Abhängigkeit von dem zu untersuchenden Frequenzbereich zwei unterschiedliche Methoden zum Einsatz: Für Frequenzen bis 500 kHz wird die Impedanz anhand der Messung von Spannung und Strom ermittelt. Für Frequenzen ab 500 kHz erfolgt die Berechnung aus dem Eingangsreflexionsfaktor, dem Verhältnis von rück- zu hinlaufender Welle.

Der Messaufbau für Frequenzen bis 500 kHz ist in Abb. 4.3 dargestellt. Er besteht aus einem Modul zur Erzeugung eines sinusförmigen Testsignals, welches verstärkt wird und über einen Übertrager ins Netz eingespeist wird. Die Netzspannung wird dabei durch einen Kondensator

abgetrennt. Die Messung von Strom und Spannung des eingespeisten Testsignals erfolgt direkt auf der Netzseite des Übertragers.

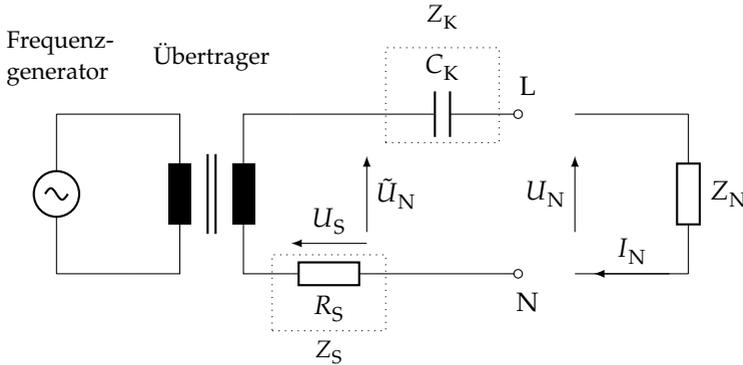


Abbildung 4.3 Messaufbau für Impedanzmessungen bis 500 kHz

Der Strom I_N wird mit Hilfe eines Shunt-Widerstands gemessen und ergibt sich in Abhängigkeit von der ermittelten Spannung U_S zu

$$I_N = \frac{U_S}{R_S}. \quad (4.1)$$

Die Bestimmung der Netzspannung U_N erfolgt indirekt hinter dem Kopplungskondensator C_K über die Messung der Spannung \tilde{U}_N . Da es sich sowohl beim Shunt-Widerstand als auch beim Kondensator um nicht-ideale Bauteile handelt, muss deren Einfluss kompensiert werden. Hierzu werden vor einer Messung zwei Referenzmessungen, eine mit kurzgeschlossenen Messleitungen und eine weitere mit einer definierten Last $Z_N = Z_{ref}$, zur Kalibrierung durchgeführt. Mit den im Kurzschlussfall gemessenen Spannungen $\tilde{U}_{N,k}/U_{S,k}$ und den bei Abschluss mit der Referenzlast gemessenen Spannungen $\tilde{U}_{N,ref}/U_{S,ref}$ können die tatsächliche Impedanz des Shunts und des Kondensators bestimmt werden zu

$$Z_S = \frac{Z_{ref}}{\left(\frac{\tilde{U}_{N,ref}}{U_{S,ref}} - \frac{\tilde{U}_{N,k}}{U_{S,k}} \right)} \quad (4.2)$$

und

$$Z_K = \frac{\tilde{U}_{N,k}}{U_{S,k}} Z_S. \quad (4.3)$$

In Abb. 4.4 ist der Messaufbau zur Bestimmung der Impedanz für Frequenzen ab 500 kHz wiedergegeben.

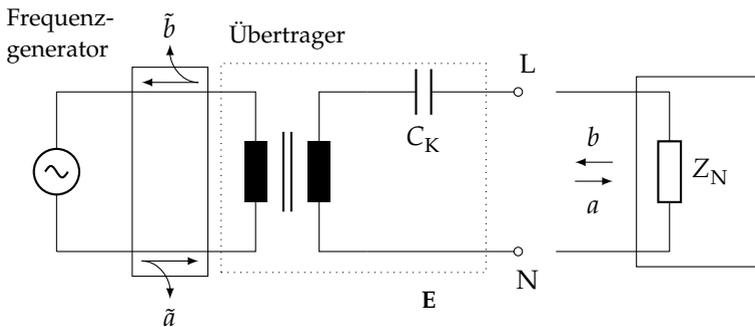


Abbildung 4.4 Messaufbau für Impedanzmessungen ab 500 kHz

Die Bestimmung von hinlaufender Welle a und rücklaufender Welle b erfolgt mit Hilfe von zwei Richtkopplern. Mit dem Reflexionsfaktor $r = \frac{b}{a}$ und der charakteristischen Impedanz Z_0 ergibt sich für die Netzimpedanz

$$Z_N = \frac{1+r}{1-r} Z_0. \quad (4.4)$$

Im Gegensatz zur Bestimmung der Impedanz durch Strom und Spannung wird die Messung nicht auf der Netzseite, sondern galvanisch getrennt nach dem Übertrager durchgeführt. Daher muss der Einfluss aller Komponenten, die zwischen Richtkoppler und dem Messpunkt liegen, kompensiert werden. Diese Strecke lässt sich als Fehler-Zweitor E modellieren:

$$\mathbf{E} = \begin{pmatrix} e_{11} & e_{10} \\ 1 & e_{00} \end{pmatrix}. \quad (4.5)$$

Die Parameter dieses Zweitorts können durch die Messung des Eingangsreflexionsfaktors von offener (\tilde{r}_o), geschlossener (\tilde{r}_k) und reflexionsfrei mit 50Ω abgeschlossener (\tilde{r}_{ref}) Messleitung bestimmt werden [21]:

$$e_{00} = \tilde{r}_{ref} \quad (4.6)$$

$$e_{10} = \frac{2(\tilde{r}_o - \tilde{r}_{ref})(\tilde{r}_{short} - \tilde{r}_{ref})}{\tilde{r}_k - \tilde{r}_o} \quad (4.7)$$

$$e_{11} = \frac{2\tilde{r}_{ref} - \tilde{r}_o - \tilde{r}_k}{\tilde{r}_k - \tilde{r}_o}. \quad (4.8)$$

Hierdurch kann der Einfluss dieser Komponenten kompensiert werden und man erhält den tatsächlichen Reflexionsfaktor

$$r = \frac{\tilde{r} - e_{00}}{e_{10} + e_{11}(\tilde{r} - e_{00})}. \quad (4.9)$$

Die Richtkoppler können bereits ab einer Frequenz von 100 kHz eingesetzt werden. Der Aufbau zur Impedanzbestimmung durch Messung von Spannung und Strom funktioniert auch bei Frequenzen, die etwas über 500 kHz liegen, noch zuverlässig. Der überlappende Frequenzbereich wird zur Validierung der Messaufbauten herangezogen. Abb. 4.5 zeigt das Ergebnis einer Messung der Zugangsimpedanz, welche einmal mit der Strom-/Spannungsmethode und ein weiteres Mal mit der Richtkopplermethode ermittelt wurde. Dargestellt ist der überlappende Frequenzbereich beider Methoden, welcher eine sehr gute Übereinstimmung aufweist.

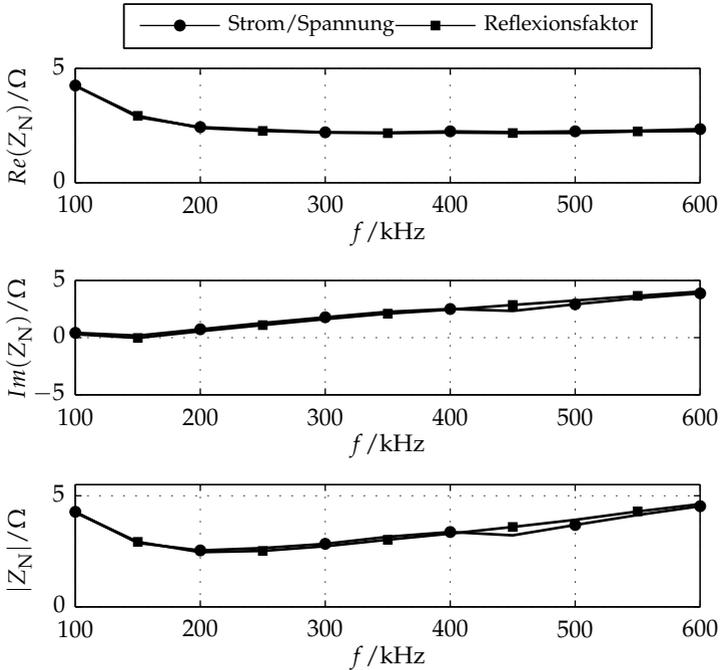


Abbildung 4.5 Vergleich von Strom-/Spannungsmessung und Reflexionsfaktormessung

4.2 Auswertung

Aus den aufgezeichneten Daten werden die Eigenschaften des Störszenarios und die Übertragungscharakteristik bestimmt. Das Ziel ist es, dadurch einen Überblick über die jeweiligen Kanaleigenschaften zu erhalten und somit einen einfachen Vergleich unterschiedlicher Messungen zu ermöglichen. Neben der grafischen Darstellung werden hierzu Kennzahlen zur Charakterisierung des Störszenarios eingeführt.

4.2.1 Störszenario

Das Störszenario, welches sich auf NSN beobachten lässt, ist eine Überlagerung von Signalen aus unterschiedlichen Störquellen. Exemplarisch ist in Abb. 4.6 die an einer Ortsnetzstation aufgezeichnete Störung dargestellt.

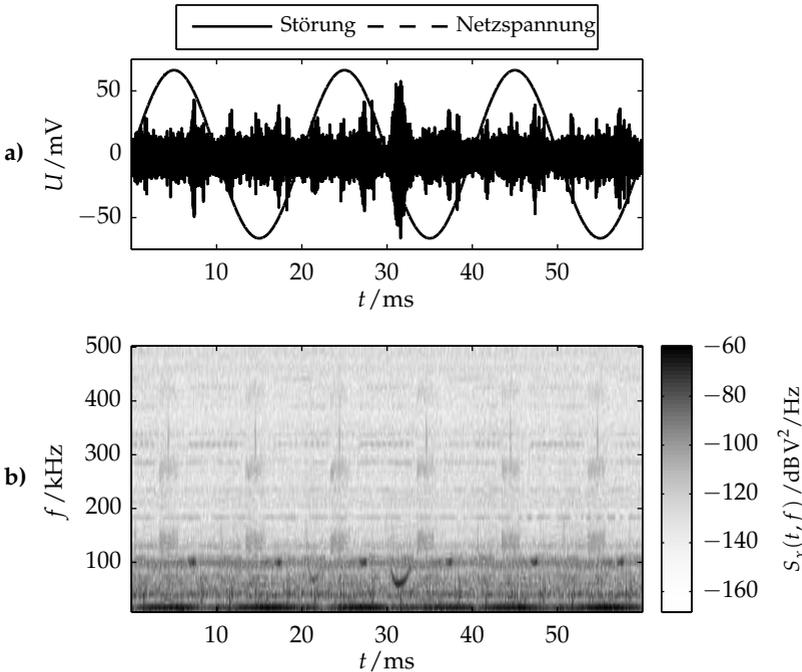


Abbildung 4.6 Beispiel der gemessenen Störung an einer Ortsnetzstation a) aufgezeichnete Amplitude mit einer asynchronen Störung nach 30 ms b) Spektrogramm mit zyklischer Wiederholung nach 10 ms

Die Aufzeichnung weist das für Störungen typische zyklstationäre Verhalten auf. Die Störleistung ist hauptsächlich bei Frequenzen unterhalb von 100 kHz konzentriert. In etwa 30 ms nach Beginn der Aufzeichnung ist im Spektrogramm ein Impulstörer mit variabler Frequenz zwischen 60 kHz und 90 kHz zu erkennen. Desweiteren treten periodisch deutliche

schmalbandige Störungen bei 180 kHz, 280 kHz, 320 kHz und 430 kHz auf. Im Frequenzbereich um 100 kHz ist eine erhöhte Störleistung feststellbar, welche zudem synchron mit der halben Netzperiode deutlich ansteigt.

Der zyklische Charakter lässt sich bereits direkt aus dem Spektrogramm ablesen. Eine nähere Untersuchung dieser Eigenschaft erfolgt auf Grundlage der zyklstationären Signalanalyse (vgl. Abschnitt 3.1.3). Weiterhin wird eine Zeit-/Frequenzanalyse der aufgezeichneten Störung mit Hilfe des Spektrogramms (vgl. Abschnitt 3.1.2) durchgeführt. Um einen Vergleich der Daten unterschiedlicher Messungen zu ermöglichen, werden basierend auf den Analysen zur Zyklstationarität und der Zeit-/Frequenzanalyse in Abschnitt 4.2.1.3 Kennzahlen für die Bewertung eingeführt.

4.2.1.1 Zyklstationarität

Für jede Messung erfolgt die Berechnung der zyklischen Kohärenzfunktion nach (3.14) sowie des zyklischen Leistungsdichtespektrums (vgl. (3.13)). Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf zyklischen Frequenzen, deren Periodendauern in der Größenordnung der Symboldauer eines Kommunikationssystems liegen. Das Maximum der zyklischen Kohärenzfunktion ist dabei in der Regel bei 100 Hz, der doppelten Frequenz der Netzwechselspannung, zu finden. Impulsstörer können auch zu erheblichen Abhängigkeiten bei Vielfachen von 100 Hz führen.

Die Berechnungen der Zyklstationarität erfolgt auf Grundlage des aufgezeichneten Signals einer jeden Messung über einen Zeitraum von 120 ms. Dabei werden asynchrone Impulsstörer durch die Betrachtung der Gesamtenergie einer Netzperiode detektiert und die entsprechenden Netzperioden werden bei der Auswertung nicht berücksichtigt. Als empirischer Wert für die Entscheidung auf einen asynchronen Impulsstörer wird ein Schwellwert, der dem 1,1-fachen des Medians der Energie aller Netzperioden einer Messung entspricht, verwendet. Als Kompromiss zwischen Frequenzauflösung (vgl. (3.15)) und Reduktion der Varianz (vgl. (3.17)) wurde eine Fensterlänge von 100 μ s in Verbindung mit einem Halbsinus als Fensterfunktion gewählt. Ein Beispiel für eine solche Auswertung zeigt Abb. 4.7. Die zyklische Kohärenzfunktion liefert bei einer zyklischen Frequenz von 100 Hz für Frequenzen unter 130 kHz sowie

bei 340 kHz Werte von über 0,2. Der Schwellwert für die Entscheidung auf Zyklstationarität liegt mit einem Signifikanzniveau von 1 % nach (3.17) bei 0,024. Durch die enthaltenen Impulsstörer sind auch signifikante Bereiche bei Harmonischen von 100 Hz deutlich erkennbar. Das zyklische Leistungsdichtespektrum zeigt, dass die wesentliche Energie im abgebildeten Beispiel bei Frequenzen unterhalb von 150 kHz konzentriert ist. Dargestellt sind dabei nur Bereiche, welche als zyklstationär klassifiziert wurden, deren Wert der zyklischen Kohärenz also über der Signifikanzschwelle liegt.

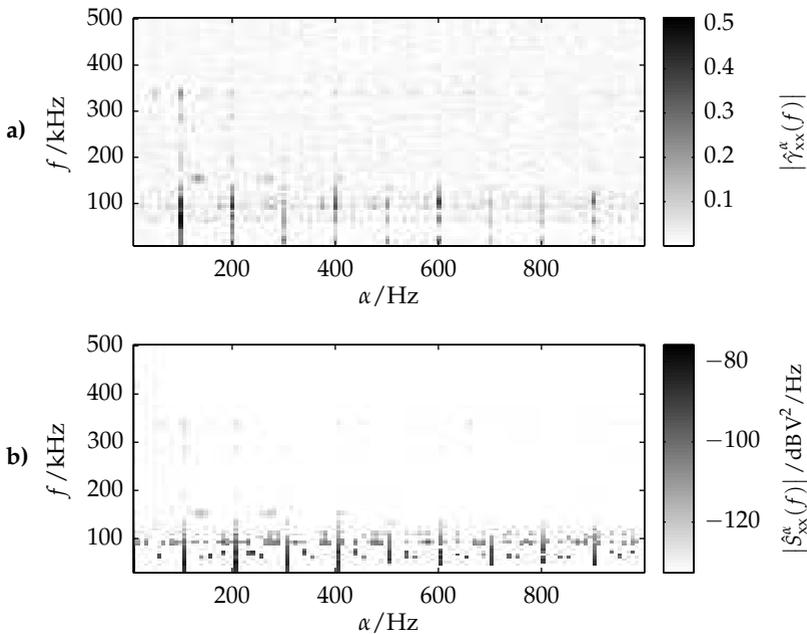


Abbildung 4.7 Auswertung der Zyklstationarität a) Schätzung der Zyklischen Kohärenzfunktion b) Schätzung des zyklischen Leistungsdichtespektrums, beginnend bei 30 kHz - nur zyklstationäre Bereiche dargestellt.

4.2.1.2 Verteilung der Störenergie

Neben dem im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen zyklstationären Anteil, lassen sich sehr häufig auch nicht-netzsynchrone, aperiodische Impulsstörer beobachten. Diese treten nur sporadisch auf, weisen jedoch oftmals eine hohe Leistung auf und erfordern eine separate Betrachtung. Entsprechende Verfahren zur Detektion und Auswertung wurden unter anderem von Canete et al. [7] und Bauer [4] vorgestellt. Der Schwerpunkt der nachfolgend ausgeführten Analyse liegt auf dem zyklstationären Anteil des Störszenarios, welcher in der Regel den überwiegenden Anteil der Störleistung darstellt.

Zur Auswertung der Dynamik der Störung erfolgt die Berechnung der auf den Mittelwert bezogenen Standardabweichung

$$\tilde{\sigma}_{S_x}(j, k) = \frac{\sigma_{S_x}(j, k)}{\bar{S}_x(j, k)} \quad (4.10)$$

mit

$$\sigma_{S_x}(j, k) = \sqrt{\frac{1}{M-1} \sum_{m=1}^M (S_x^m(j, k) - \bar{S}_x(j, k))^2}. \quad (4.11)$$

Die Normierung ermöglicht die Vergleichbarkeit von Auswertungen bei unterschiedlichen Pegeln. Die Auswertung über 1500 Netzzyklen des in Abb. 4.6 wiedergegebenen Störszenarios zeigt Abb. 4.8. In der Abbildung oben ist der Median dargestellt, in der Mitte logarithmisch die normierte Standardabweichung $\tilde{\sigma}_{S_x}(j, k)$. In Bereichen, welche einen hohen Median aufweisen, ist eine zuverlässige Kommunikation grundsätzlich schwierig bzw. unmöglich. Bereiche, die eine hohe Standardabweichung trotz geringem Median aufweisen, sind ebenfalls problematisch, da sich die Eigenschaften in diesen Bereichen nicht zuverlässig vorhersagen lassen. Gute Voraussetzungen für eine fehlerfreie Kommunikation bieten Bereiche mit geringem Median und geringer Varianz der Störleistungsdichte.

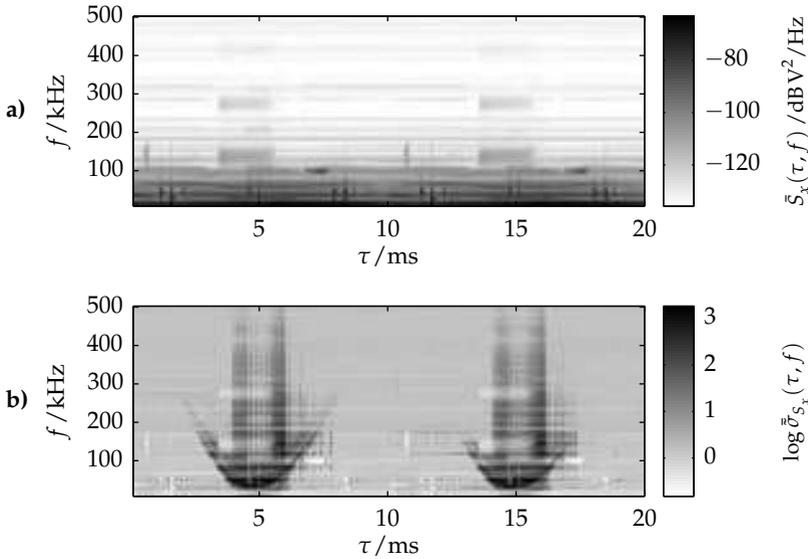


Abbildung 4.8 Analyse des Kurzzeitverhaltens des Störszenarios. a) Mittelwert über 1500 Netzzyklen, b) auf den Mittelwert normierte Standardabweichung (logarithmisch dargestellt)

Im dargestellten Beispiel liegt der Störpegel bei Frequenzen unterhalb von 70 kHz während der gesamten Netzperiode oberhalb des für ein Kommunikationssystem tolerierbaren Pegels. Um das Maximum der Amplitude der Netzwechselfspannung - in der Abbildung bei 5 bzw. 15 ms - erhält man eine für eine zuverlässige Datenübertragung akzeptable Störleistungsdichte erst bei Frequenzen oberhalb von 150 kHz. Unter den genannten Voraussetzungen wäre eine Kommunikation in den CENELEC Frequenzbändern hier demnach nur zeitweise, d.h. ungefähr über zwei Drittel der Netzperiode, für Frequenzen oberhalb von 70 kHz möglich. Zudem weist der Störpegel bei fester Frequenz eine sehr hohe Dynamik von bis zu 27 dB innerhalb einer Netzperiode auf.

4.2.1.3 Kennzahlen

Um die Ergebnisse aus unterschiedlichen Messungen vergleichbar zu gestalten, werden Kennzahlen aus den einzelnen Analyseergebnissen der aufgezeichneten Störung gebildet. Grundlage ist der Mittelwert eines Zeit-/Frequenzsegments über alle Netzperioden einer Messung $\bar{S}_x(j, k)$. Die Auswertung erfolgt jeweils für den Bereich zwischen unterer Grenzfrequenz f_{min} und oberer Grenzfrequenz f_{max} . Dabei werden neben dem gesamten untersuchten Frequenzbereich von 10 kHz¹ bis 500 kHz die Frequenzbereiche des CENELEC A-Bands (10–95 kHz), der übrigen Bänder B, C und D (95–148,5 kHz) sowie des Frequenzbereichs zwischen 148,5 und 500 kHz betrachtet. Es gilt bei der Abtastung mit Frequenzauflösung Δf für die Frequenzindizes

$$k_{min} = \left\lceil \frac{f_{min}}{\Delta f} \right\rceil \quad \text{und} \quad k_{max} = \left\lfloor \frac{f_{max}}{\Delta f} \right\rfloor . \quad (4.12)$$

Für jede Messung erfolgt zunächst die Auswertung über der Netzperiode und dem jeweiligen Frequenzbereich gemittelte Störleistungsdichte

$$\bar{S}_x = \frac{1}{J(k_{max} - k_{min} + 1)} \sum_{j=1}^J \sum_{k=k_{min}}^{k_{max}} \bar{S}_x(j, k) . \quad (4.13)$$

Um die Dynamik im Frequenzbereich zu erfassen, wird als weitere Kennzahl die mittlere Standardabweichung des Spektrogramms über der Frequenz bei fester Zeitverschiebung innerhalb der Netzperiode

$$\bar{\sigma}_{\bar{S}_x, f} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \frac{1}{\bar{S}_{x, \tau}(j)} \sqrt{\frac{1}{(k_{max} - k_{min})} \sum_{k=k_{min}}^{k=k_{max}} \left(\bar{S}_x(j, k) - \bar{S}_{x, f}(j) \right)^2} \quad (4.14)$$

¹Die Auswertung beginnt auf Grund der Eigenschaften der eingesetzten Empfangsstufe bei 10 kHz und nicht bereits bei 9 kHz

ermittelt. Dabei bezeichnet $\bar{S}_{x,f}(j)$ die über den gesamten Frequenzbereich gemittelten Störleistungsdichte für jedes Zeitsegment, d. h. es ist

$$\bar{S}_{x,f}(j) = \frac{1}{(k_{max} - k_{min} + 1)} \sum_{k=k_{min}}^{k=k_{max}} \bar{S}_x(j, k). \quad (4.15)$$

Aufschluss über die Dynamik im Zeitbereich gibt die mittlere Standardabweichung über der Netzperiode bei jeweils fester Frequenz, die sich berechnet zu

$$\bar{\sigma}_{\bar{S}_{x,\tau}} = \frac{1}{(k_{max} - k_{min} + 1)} \sum_{k=k_{min}}^{k=k_{max}} \frac{1}{\bar{S}_{x,f}(k)} \sqrt{\frac{1}{J-1} \sum_{j=1}^J (\bar{S}_x(j, k) - \bar{S}_{x,\tau}(k))^2}. \quad (4.16)$$

Hier bezeichnet $\bar{S}_{x,\tau}(k)$ die bei fester Frequenz über eine Netzperiode gemittelte Störleistungsdichte, die wie folgt ermittelt wird

$$\bar{S}_{x,\tau}(k) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \bar{S}_x(j, k). \quad (4.17)$$

Für eine Einschätzung des zyklstationären Charakters der jeweiligen Messung dient der Mittelwert über den jeweiligen Frequenzbereich der zyklischen Kohärenzfunktion bei der zyklischen Frequenz 100 Hz. Dieser ist

$$\bar{\gamma}_{xx} = \frac{1}{f_{max} - f_{min}} \int_{f_{min}}^{f_{max}} |\gamma_{xx}^\alpha(f)| df \quad \text{mit } \alpha = 100 \text{ Hz}. \quad (4.18)$$

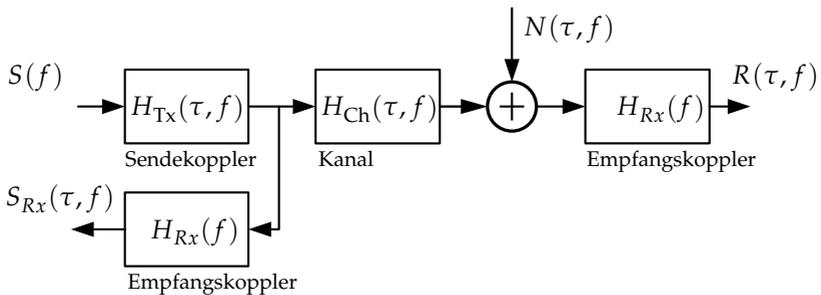
Die Auswertung erfolgt jeweils getrennt nach den oben genannten Frequenzbändern. Eine Übersicht der Kennzahlen mit der Zuordnung zu den verschiedenen Frequenzbereichen ist in Tab. 4.1 wiedergegeben.

Tabelle 4.1 Kennzahlen zur Bewertung des Störszenarios

Frequenzbereich (kHz)	10 - 500	10 - 95	95 - 148,5	148,5 - 500
Mittl. Median PSD	\bar{S}_x^{500}	\bar{S}_x^A	\bar{S}_x^{BCD}	$\bar{S}_x^{\overline{CEN}}$
Var. PSD (Frequenz)	$\bar{\sigma}_{\bar{S}_x, f}^{500}$	$\bar{\sigma}_{\bar{S}_x, f}^A$	$\bar{\sigma}_{\bar{S}_x, f}^{BCD}$	$\bar{\sigma}_{\bar{S}_x, f}^{\overline{CEN}}$
Var. PSD (Zeit)	$\bar{\sigma}_{\bar{S}_x, \tau}^{500}$	$\bar{\sigma}_{\bar{S}_x, \tau}^A$	$\bar{\sigma}_{\bar{S}_x, \tau}^{BCD}$	$\bar{\sigma}_{\bar{S}_x, \tau}^{\overline{CEN}}$
Zykl. Kohärenz	$\bar{\gamma}_{xx}^{500}$	$\bar{\gamma}_{xx}^A$	$\bar{\gamma}_{xx}^{BCD}$	$\bar{\gamma}_{xx}^{\overline{CEN}}$

4.2.2 Übertragungsfunktion

Zur Bestimmung der Übertragungsfunktion wird das eingespeiste Testsignal sowohl am Empfänger als auch am Sender aufgezeichnet. Das zugehörige Blockschaltbild ist in Abb. 4.9 dargestellt. Dabei bezeichnet $N(\tau, f)$ die frequenz- und zeitvariante Rauschleistungsdichte.

**Abbildung 4.9** Auswertung der Kanaldämpfung

Die Übertragungsfunktion des Sendekopplers $H_{Tx}(\tau, f)$ wird auf Grund der sich ändernden Zugangsimpedanz als zeitvariant angenommen, wohingegen die Übertragungsfunktion des Empfangskopplers $H_{Rx}(f)$ auf Grund seiner hohen Eingangsimpedanz als zeitinvariant angenommen wird. Aus dem aufgezeichneten Sendes- und Empfangssignal lässt sich die Übertragungsfunktion $H_{Ch}(\tau, f)$ schätzen zu

$$\hat{H}_{\text{Ch}}(\tau, f) = \frac{R(\tau, f)}{S_{R_x}(\tau, f)}. \quad (4.19)$$

Die Güte der Schätzung hängt, wie in Abschnitt 3.3.3 gezeigt, direkt vom SNR am Empfänger ab. Bei einem SNR am Empfänger von 20 dB beträgt das Verhältnis zwischen Konfidenzintervalllänge und Dämpfungskoeffizient -8 dB. Bei 10 dB SNR sind es bereits 2 dB. Einen wesentlichen Einfluss hat dabei die Länge des Auswertefensters, die proportional zum SNR und damit zur messbaren Dämpfung ist. Um ein SNR von 20 dB zu erreichen, ist beispielsweise bei einer Dämpfung von 50 dB und einem angenommenen Störpegel von -80 dB V²/Hz bei einer Fensterlänge von 20 ms ein Sendepiegel von 7 dB V erforderlich. In Abhängigkeit von den lokalen Bedingungen kann bei hohem SNR auch die Variation der Übertragungsfunktion innerhalb einer Netzperiode bestimmt werden. Durch das ausgeprägte zyklstationäre Verhalten des Störszenarios ist es auch möglich, über mehrere Netzzyklen zu mitteln und dadurch eine genauere Schätzung zu erhalten (vgl. Abschnitt 3.3.3). Bei der Implementierung erfolgt sowohl die Diskretisierung der Zeitverschiebung innerhalb der Netzperiode als auch der Frequenz (vgl. Abschnitt 4.2.1.2). Hieraus erhält man mit dem abgetasteten Empfangssignal $R(j, k)$ sowie dem abgetasteten Sendesignal $S_{R_x}(j, k)$ zu den Zeitpunkten $\tau = jT$ und bei den Frequenzen $f = k\Delta f$ die Übertragungsfunktion

$$\hat{H}_{\text{Ch}}(j, k) = \frac{R(j, k)}{S_{R_x}(j, k)}. \quad (4.20)$$

4.2.3 Bewertung der Kanaleigenschaften

Aus der Übertragungsfunktion \hat{H}_{Ch} und dem lokalen Störszenario lässt sich das SNR der Testsignale am Empfänger

$$\text{SNR}(j, k) = \left(\frac{S(k) \hat{H}_{\text{Ch}}(j, k)}{N(j, k)} \right)^2 \quad (4.21)$$

ermitteln. Hieraus erhält man bei Verwendung eines zweistufigen Modulationsverfahrens mit konstanter Bitenergie das spezifische E_b/N_0 eines

Kommunikationssystems durch Berücksichtigung des mittleren Sendepiegels S_{Com} und der Symboldauer T_{Com} zu

$$\frac{E_b}{N_0}(j, k) = SNR(j, k) \left(\frac{S_{Com}(k)}{S(k)} \right)^2 T_{Com} \Delta f. \quad (4.22)$$

Die Rauschleistungsdichte N_0 wird dabei für einen Messpunkt als konstant angenommen. Die Kanalkapazität für ein frequenzselektives SNR erhält man nach (3.77). Da das SNR zudem Schwankungen innerhalb einer Netzperiode unterliegt, ergibt sich die Kanalkapazität durch die Mittelung der einzelnen Netzsegmente zu

$$C = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \Delta f \sum_{k=k_{min}}^{k_{max}} \log_2 \left(\max \left(\left(\frac{|\hat{H}_{Ch}(j, k)|}{N(j, k)} \right)^2 \lambda(j) \Delta f, 1 \right) \right), \quad (4.23)$$

unter der Voraussetzung, dass für den Effektivwert des Sendepiegels gilt

$$S = \sqrt{\Delta f \sum_{k=k_{min}}^{k_{max}} \max \left(\lambda(j) - \frac{N(j, k)^2}{|\hat{H}_{Ch}(j, k)|^2 \Delta f}, 0 \right)}. \quad (4.24)$$

Der maximale Sendepiegel im Zeitbereich für das A-Band beträgt nach den Vorgaben in der EN 50065-1 [14] 134 dB μ V, da für die Kapazitätsberechnung von einem breitbandigen System ausgegangen wird. Grundsätzlich gibt die Norm zusätzlich einen maximalen Sendepiegel von 120 dB μ V innerhalb einer Bandbreite von 200 Hz vor. Dies muss zusätzlich bei einer Auswertung berücksichtigt werden. Zudem könnte theoretisch aus der Verteilung der Sendeleistung nach dem Waterfilling-Prinzip resultieren, dass kein breitbandiges System nach EN 50065-1 mehr gegeben ist. Da eine Bandbreite von 5 kHz bei einer Implementierung zur Erreichung der maximalen Kanalkapazität stets als erfüllt angesehen werden kann, wurde dieser Sonderfall bei der Auswertung nicht berücksichtigt.

4.2.4 Zugangsimpedanz

Die Zugangsimpedanz stellt neben Störszenario und Übertragungsfunktion eine weitere wichtige Messgröße bei der Datenübertragung über NSN

dar. Sie beeinflusst in hohem Maß die Dämpfung bei der Signalübertragung. Zum einen ergibt sich durch eine niedrige Zugangsimpedanz eine hohe Einfügedämpfung am Sender zum anderen wird das Signal an Abzweigen mit geringer Impedanz nahezu kurzgeschlossen. Die Zugangsimpedanz unterliegt, analog zu dem Verhalten der Störung, einem zeitabhängigen Einfluss durch das Zu- und Abschalten sowie Zustandsänderungen der angeschlossenen Verbraucher. Dies lässt sich sowohl im Verlauf einer Netzperiode als auch über einen längeren Zeitraum beobachten. Die Ursache liegt dabei im oftmals netzzyklischen Verhalten von angeschlossenen Verbrauchern sowie dem Zu- und Abschalten von Verbrauchern. Bei der Auswertung der Impedanz wird daher jede einzelne Netzperiode in Segmente unterteilt und es erfolgt für diese die Auswertung der Zugangsimpedanz wie in Abschnitt 4.1.2 beschrieben. Sofern im Folgenden nicht näher spezifiziert, wird für die Bestimmung der Zugangsimpedanz jede Netzperiode in 20 gleichlange Segmente unterteilt.

4.3 Ergebnisse der Kanaluntersuchungen

Im nachfolgenden Abschnitt werden die Ergebnisse von Langzeitbeobachtungen der Eigenschaften des NSN der Außenstelle West des KIT Campus Süd (Westhochschule) im Detail vorgestellt. Im zweiten Abschnitt werden ergänzende Aspekte vorgestellt, die im Rahmen von zwei weiteren Messkampagnen in vorstädtischen und innerstädtischen NSN gewonnen wurden.

4.3.1 NSN der Westhochschule

Ein Auszug der Struktur des NSN der Westhochschule ist in Abb. 4.10 dargestellt. Ausgehend vom Transformator werden über eine Ringleitung mit einer Gesamtlänge von ca. 720 m mehrere Büro- und Werkstattgebäude versorgt. Zusätzlich existieren am Trafo noch weitere Abzweige, welche im Folgenden nicht weiter betrachtet werden. Die Verkabelung ist durchgehend dreiphasig mit einem Rückleiter. Die Standorte der Messgeräte sind mit S1 bis S4 markiert. Die nachfolgend präsentierten Ergebnisse basieren im Wesentlichen auf drei umfassenden Messkampagnen. Eine

wurde über einen Zeitraum von 24 Stunden mit den Messpunkten S1, S2 und S4 durchgeführt [69]. Zwei weitere umfassten die Messpunkte S1, S2 und S3. Neben der Analyse des Störszenarios erfolgt nachfolgend eine Betrachtung der Übertragungsfunktion und dabei insbesondere deren Phasengang. Als wichtigste Kennzahl für ein Kommunikationssystem erfolgt, basierend auf der Übertragungsfunktion und dem lokalen Störpegel, eine Auswertung der Kanalkapazität für alle Verbindungen. Den Abschluss des Abschnitts bildet eine Übersicht über die Zugangsimpedanz an den Messstellen.

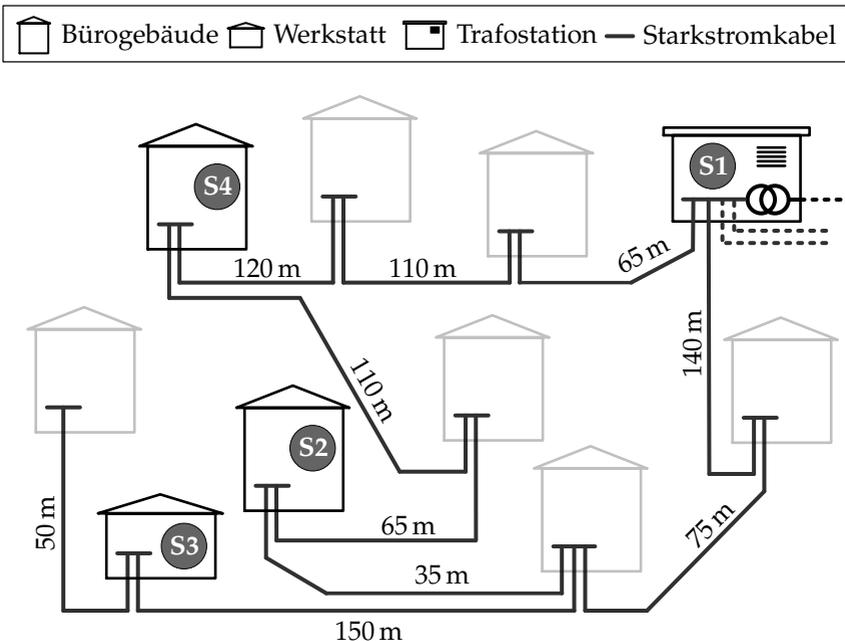


Abbildung 4.10 Untersuchte Messpunkte im NSN der Westhochschule

4.3.2 Einzelmessungen verschiedener NSN

Ergänzend zu den ausführlichen Untersuchungen des Campusnetzes werden nachfolgend auch weitere Analyseergebnisse, die in anderen

NSN gewonnen wurden, vorgestellt. Auf Grund der eingeschränkten Zugangsmöglichkeit waren hierbei Langzeituntersuchungen und systematische Messkampagnen nicht möglich. Die gewonnenen Kennzahlen bieten dennoch eine gute Möglichkeit, die Ergebnisse in den Rahmen der Messungen auf dem Campusnetz einzuordnen.

4.3.3 Störszenario

4.3.3.1 NSN Westhochschule

Das Verhalten der Störung an unterschiedlichen Hausanschlusspunkten im NSN wurde periodisch und zeitgleich aufgezeichnet. Die Auswertungen geben zum einen Aufschluss über das Langzeitverhalten des Störszenarios und zum anderen über dessen Kurzzeitverhalten. Die Kurzzeitanalyse umfasst sowohl die Dynamik innerhalb einer Netzperiode als auch den typischen Zeitraum eines Kommunikationsvorgangs, welcher üblicherweise im Bereich von mehreren Netzperioden liegt.

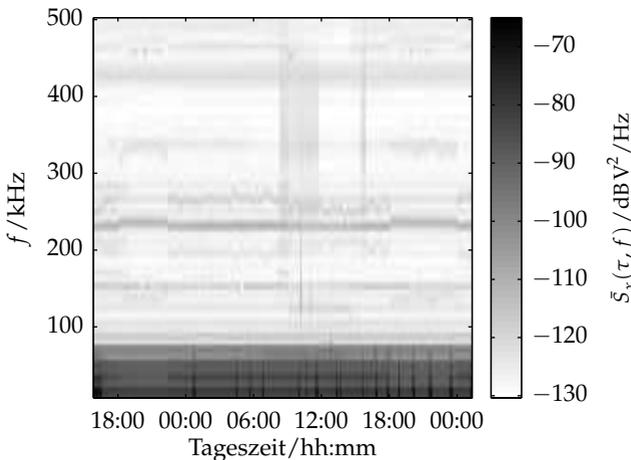


Abbildung 4.11 Verlauf des Leistungsdichtespektrums (Median) der Störung am Hausanschluss (S2) über einen Zeitraum von 34 Stunden

In Abb. 4.11 ist der Median jeweils über 1500 Netzperioden des Leistungsdichtespektrums über einen Zeitraum von 34 Stunden am Hausanschluss

S2 dargestellt. Eine Messung erfolgte dabei alle 10 Minuten. Insgesamt ändert sich die Verteilung der Störung kaum. Am Abend kommt es jeweils zu einer leichten Verschiebung einer Schmalbandstörung um 230 kHz. In einzelnen Messsegmenten ist unterhalb von 75 kHz eine deutliche Erhöhung der Störleistungsdichte um ungefähr 6 dB erkennbar. Wie auch bei allen anderen Messungen auf dem Campus ist das grundsätzliche Verhalten der Störung über lange Zeiträume nahezu unverändert (vgl. hierzu auch [72]). Dahingegen weist das Kurzzeitverhalten, im Speziellen bei niedrigen Frequenzen, eine wesentlich höhere Dynamik auf. Dies lässt sich den Spektrogrammen in Abb. 4.12 entnehmen. Die gemittelte zyklische Kohärenz (bei 100 Hz) am Hausanschluss S2 beträgt 0,25 und ist damit sehr hoch. Am Hausanschluss S3 ist diese etwas geringer mit 0,2. Beide dargestellten Auswertungen wurden aus exakt zeitgleich aufgezeichneten Daten gewonnen. Ein Zusammenhang zwischen den Störszenarien ist nicht erkennbar. Die Leitungslängen in Verbindung mit den Zugangsimpedanzen der weiteren Hausanschlüsse führen zu einer Entkopplung der beiden Hausanschlusspunkte.

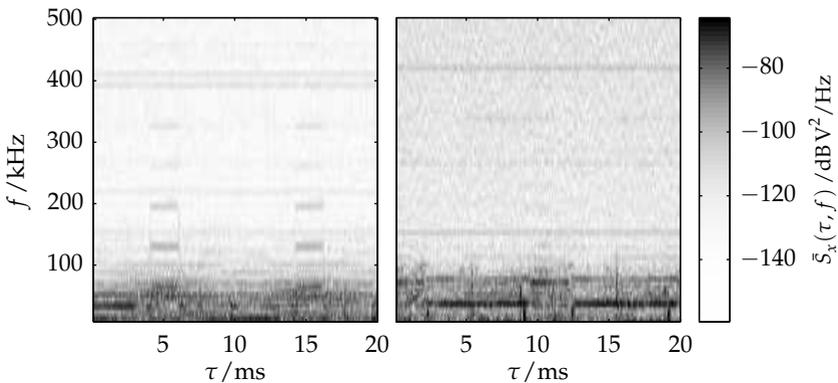


Abbildung 4.12 Verlauf des Leistungsdichtespektrums (synchronisiert) der Störung am Hausanschluss S2 (links) und S3 (rechts)

Insbesondere innerhalb des CENELEC A-Bandes weist das Störszenario ein ausgeprägtes zyklostationäres Verhalten auf, was sich in Änderungen des Leistungsdichtespektrums bei einzelnen Frequenzen von bis zu

20 dB innerhalb einer Netzperiode äußert. Tendenziell verringert sich die Dynamik mit zunehmender Frequenz. Eine detaillierte Auswertung der Statistik des Leistungsdichtespektrums für den Frequenzbereich der CENELEC Bänder zeigt Abb. 4.13. Dargestellt ist der Median, die Quantile 25 bis 75 sowie das Minimum und Maximum der Störleistungsdichte. Hier ist der abnehmende Pegel zu höheren Frequenzen hin deutlich erkennbar. Die Varianz der Störleistungsdichte wird mit steigender Frequenz geringer. Dennoch ist die Varianz auch hier ohne Berücksichtigung der zeitlichen Lage innerhalb der Netzperiode teilweise noch sehr groß. Beispielsweise beträgt die Standardabweichung 15 dB bei 70 kHz. Unterscheidet man zusätzlich in zeitlicher Richtung durch eine Unterteilung in 20 Segmente, so erhält man eine Standardabweichung von nur noch maximal 5 dB für ein einzelnes Zeit-/Frequenzsegment.

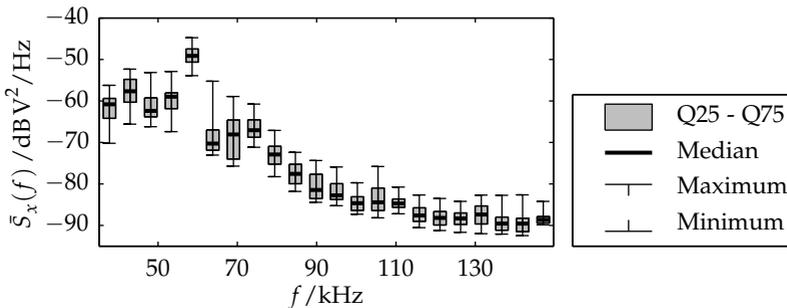


Abbildung 4.13 Statistik über den Median des Leistungsdichtespektrums der Störung am Hausanschluss S3 innerhalb der CENELEC Bänder

Die Ausprägung der Zyklstationarität ist je nach Frequenzbereich unterschiedlich stark. Einen Überblick der jeweiligen zyklischen Kohärenz nach (4.18) an den Messstellen gibt Abb. 4.14. Dargestellt sind die Ergebnisse zweier, zu unterschiedlichen Zeitpunkten ausgeführten, Messkampagnen der Messstellen S1, S2 und S3 und das Ergebnis einer Messkampagne der Messstelle S4. Am stärksten ausgeprägt ist das zyklstationäre Verhalten im Bereich der CENELEC BCD-Bänder. Im A-Band ist die Ausprägung für alle Messstellen etwas geringer und für den Frequenzbereich oberhalb von 148,5 kHz ist Zyklstationarität weit weniger sichtbar. Messungen

am gleichen Ort zu unterschiedlichen Zeitpunkten zeigen ein sehr ähnliches Verhalten. Die Standardabweichung des Wertes der zyklischen Kohärenzfunktion (als schwarze Linie dargestellt) ist überwiegend hoch.

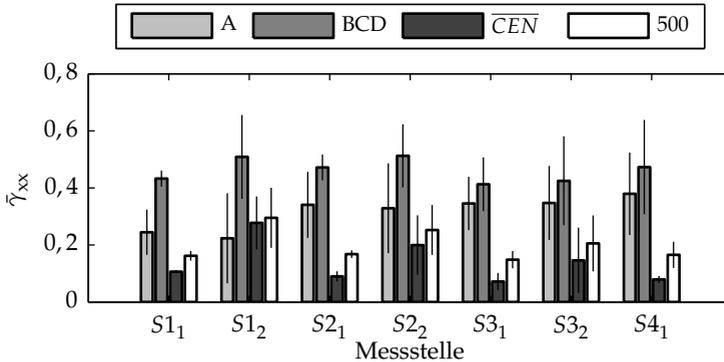


Abbildung 4.14 Zyklische Kohärenzfunktion bei der zyklischen Frequenz 100 Hz für alle Messstellen sowie deren Standardabweichung (schwarze Linie). Der Index gibt jeweils den Zeitpunkt der Messkampagne an.

In Abb. 4.15 ist eine grafische Übersicht der in Abschnitt 4.2.1.3 vorgestellten Kennzahlen der Störleistungsdichte unterschiedlicher Messpunkte und Messkampagnen für die betrachteten Frequenzbereiche wiedergegeben. Auf der Ordinate ist nach oben die Standardabweichung innerhalb einer Netzperiode in Frequenzrichtung und nach unten in Zeitrichtung aufgetragen (vgl. Abschnitt 4.2.1.3). Der Pegel der Störung bewegt sich an unterschiedlichen Messpunkten und zu unterschiedlichen Zeiten für jeweils den gleichen Frequenzbereich in einer ähnlichen Größenordnung. Die Standardabweichung in Zeitrichtung ist etwas höher als in Frequenzrichtung. Zwischen den untersuchten Frequenzbereichen gibt es deutliche Unterschiede. Die mittlere Störleistungsdichte im A-Band ist dabei deutlich am höchsten. Zwischen BCD-Bändern und dem übrigen Frequenzbereich bis 500 kHz gibt es Überschneidungen, aber auch hier weist der höhere Frequenzbereich durchschnittlich eine wesentlich geringere mittlere Störleistungsdichte auf.

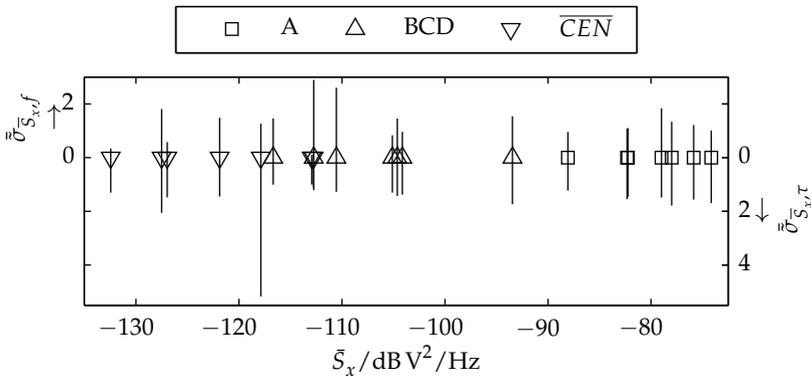


Abbildung 4.15 Mittlere Störleistungsdichte unterschiedlicher Messungen und deren Standardabweichung in Zeit- und Frequenzrichtung. Auf der Ordinate nach oben ist jeweils die normierte Standardabweichung in Frequenzrichtung, nach unten in Zeitrichtung als schwarze Linie aufgetragen.

4.3.3.2 Städtisches NSN

Messungen an mehreren Stellen wurden sowohl in einem NSN einer Vorstadt sowie einem innerstädtischen Netz durchgeführt. Zur besseren Vergleichbarkeit werden für sämtliche dargestellten Ergebnisse nur Messungen von NSN herangezogen, bei welchen die Verbindungen ausschließlich aus Erdkabeln bestehen. Während die Auswertungen des vorangegangenen Abschnitts auf einer Vielzahl von Messungen über einen langen Zeitraum basieren, handelt es sich bei den nachfolgend vorgestellten Resultaten um die Auswertung von Einzelmessungen.

Abb. 4.16 zeigt die Gegenüberstellung der mittleren Störleistungsdichte und deren Standardabweichung in einem innerstädtischen Netz und einem Vorstadtgebiet.

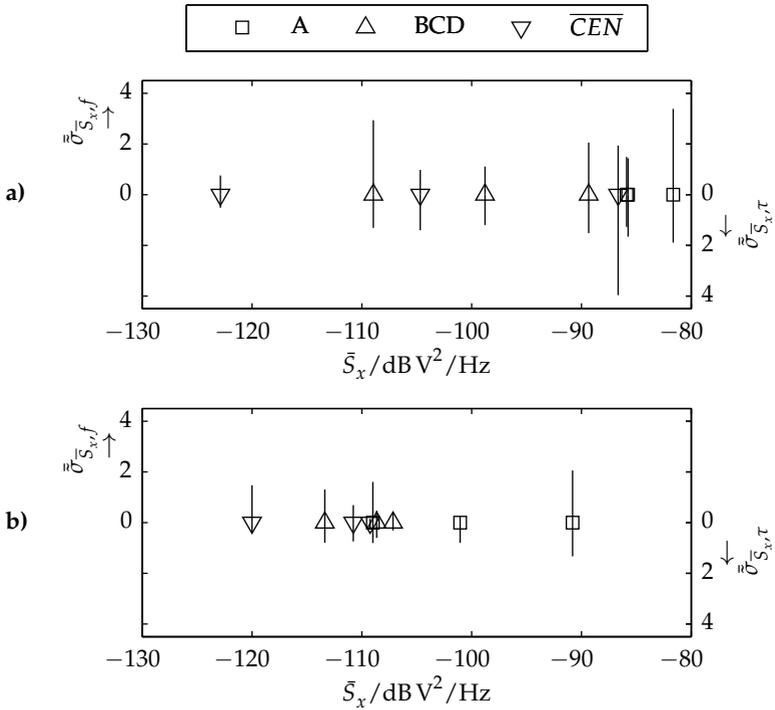


Abbildung 4.16 Mittlere Störleistungsdichte und deren Standardabweichung in Zeit- und Frequenzrichtung. Auf der Ordinate nach oben ist jeweils die normierte Standardabweichung in Frequenzrichtung, nach unten in Zeitrichtung als schwarze Linie aufgetragen. a) Innerstädtisches Netz, b) Vorstadtgebiet.

Auffällig ist die wesentlich höhere Leistungsdichte im innerstädtischen Netz, insbesondere bei den CENELEC-Frequenzen. Ursache hierfür ist die große Anzahl an Verbrauchern in unmittelbarer Nähe. Im Gegensatz zu den Resultaten der Messungen auf dem Campusnetz lässt sich den unterschiedlichen Frequenzbändern nicht unmittelbar eine bestimmte Störleistungsdichte bzw. ein Bereich zuordnen. Vielmehr überlappen die Werte der einzelnen Frequenzbänder deutlich. Dies unterstreicht die Forderung nach flexibler Frequenznutzung bei Kommunikationssystemen. Auch die Standardabweichung ist sowohl in Zeit- als auch in Frequenzrichtung für das städtische Netz höher. In diesen beiden Szenarien liegt die Varianz in Frequenzrichtung etwas über der Dynamik in Zeitrichtung. Insgesamt bewegen sich die Störleistungsdichten in einem ähnlichen Bereich wie die Messergebnisse des Campusnetzes - vgl. Abb. 4.15.

In Abb. 4.17 ist der Mittelwert der Störleistungsdichte einer Messung im Stadtgebiet wiedergegeben. Entgegen den Messergebnissen auf dem Campus klingt die Störleistungsdichte nicht kontinuierlich zu höheren Frequenzen ab, sondern weist insbesondere im Bereich zwischen 150 und 200 kHz einen erhöhten Pegel auf und auch bei Frequenzen über 200 kHz sind noch hohe Störpegel erkennbar. Der zyklstationäre Charakter ist hingegen weniger ausgeprägt.

Die Auswertung der zyklischen Kohärenzfunktion zeigt Abb. 4.18. Der Frequenzbereich unter 95 kHz zeigt hier durchgehend die höchste zyklische Kohärenz.

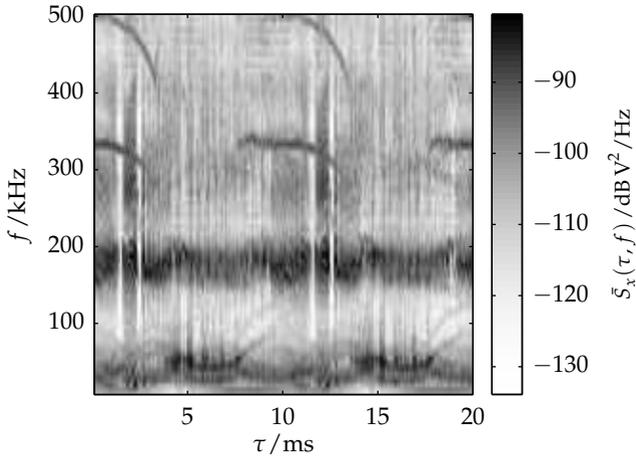


Abbildung 4.17 Mittelwert des Spektrogramms über 150 Netzyklen

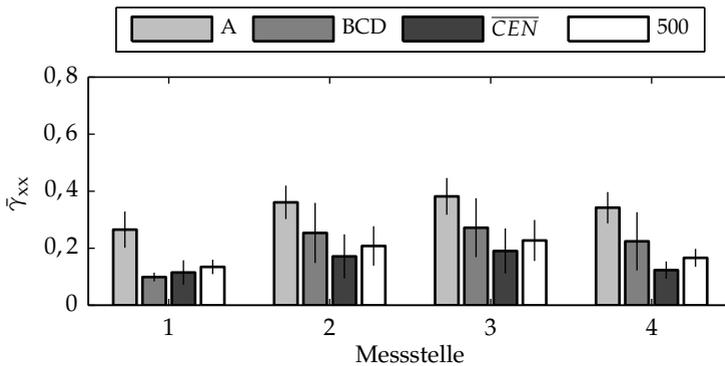


Abbildung 4.18 Mittelwert der zyklischen Kohärenzfunktion bei der zyklischen Frequenz 100 Hz für Messstellen in einem städtischen NSN sowie deren Standardabweichung (schwarze Linie)

4.3.4 Kanaldämpfung

Die Übertragungsfunktion ändert sich wie die Störung über der Zeit. Es findet sowohl eine Änderung der Kanaldämpfung über längere Zeiträume als auch eine Variation innerhalb einer Netzperiode statt. Die Dämpfung liegt für alle gemessenen Verbindungen insgesamt im Bereich zwischen 25 und 75 dB. Tendenziell nimmt dabei die Dämpfung mit steigender Frequenz zu. Ausführliche Ergebnisse der Kanaldämpfung über einen Zeitraum von 24 Stunden finden sich in [72]. Abb. 4.19 zeigt exemplarisch die Dämpfung der Verbindung zwischen S2 und S3. Dargestellt sind beide Richtungen: von S2 nach S3 und in umgekehrter Richtung von S3 nach S2. Der Unterschied zwischen beiden Richtungen ist deutlich ausgeprägt. Eine Symmetrie ist nicht vorhanden. Dies lässt sich für alle gemessenen Verbindungen beobachten.

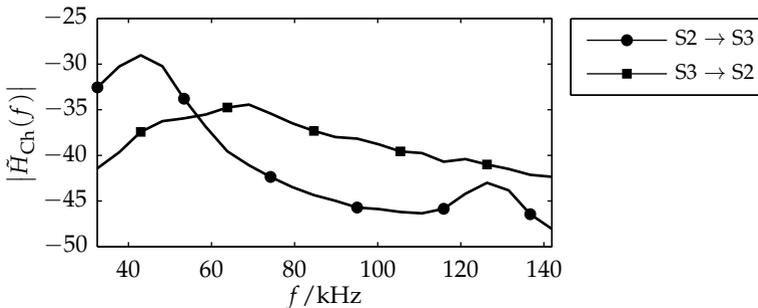


Abbildung 4.19 Kanaldämpfung (Median über eine Netzperiode) für die Verbindung von S2 nach S3 und S3 nach S2

Die Dynamik der Kanaldämpfung innerhalb einer Netzperiode ist in Abb. 4.20 visualisiert. Bei der Auswertung wurde die Netzperiode in 26 Segmente aufgeteilt. Insbesondere bei den tiefen Frequenzen erkennt man eine Variation der Dämpfung von bis zu 7 dB innerhalb von 20 ms. Diese fällt damit wesentlich geringer aus als die Variation der Störung am Empfänger mit bis zu 27 dB innerhalb einer Netzperiode (vgl. Abb. 4.8). Insbesondere ab einer Frequenz von 70 kHz liegt die Variation der Dämpfung durchgehend unter 3 dB und ist demnach gegenüber der Variation

der Störung vernachlässigbar. Abb. 4.21 verdeutlicht diesen Aspekt durch die Darstellung der statistischen Verteilung der Dämpfung innerhalb einer Netzperiode in Abhängigkeit von der Frequenz. Mit steigender Frequenz sinkt die Variation innerhalb einer Netzperiode deutlich.

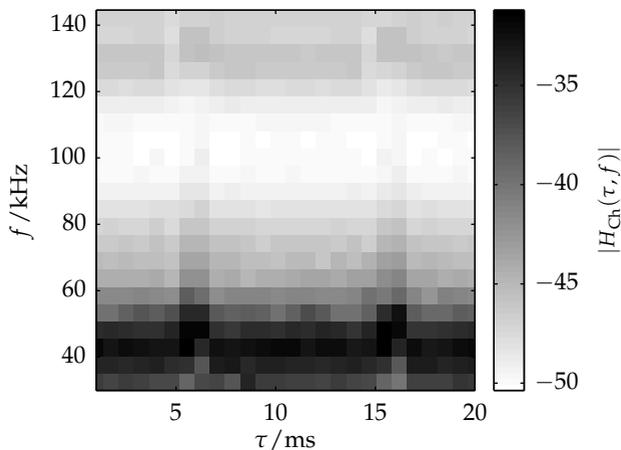


Abbildung 4.20 Variation der Kanaldämpfung während der Netzperiode, gemittelt über eine Messung (S2 \rightarrow S3)

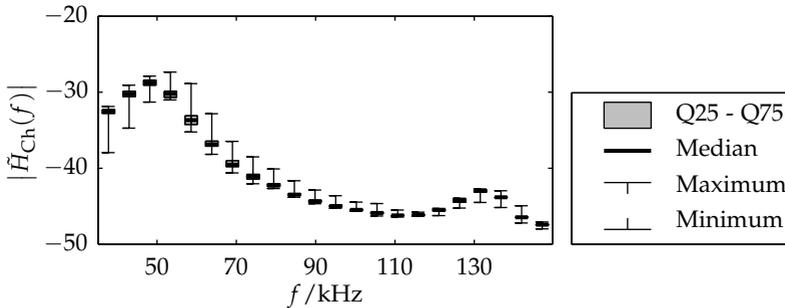


Abbildung 4.21 Statistik der Kanaldämpfung innerhalb einer Netzperiode während der gesamten Messdauer (S2 → S3)

4.3.5 Phasengang der Übertragungsfunktion

Neben der Kanaldämpfung spielt je nach verwendeter Modulation auch der Phasengang der Übertragungsfunktion eine wichtige Rolle. Insbesondere durch das dynamische Verhalten der angeschlossenen Verbraucher kommt es innerhalb einer Netzperiode zu Änderungen in der Phase. Eine Schätzung der Phasenänderung für einen bestimmten Zeitpunkt erhält man als Differenz der Phase zweier zeitlich aufeinanderfolgender Schätzungen der Übertragungsfunktion zu

$$\Delta\hat{\phi}(j,k) = \arg(\hat{H}_{\text{Ch}}(j-1,k)) - \arg(\hat{H}_{\text{Ch}}(j,k)). \quad (4.25)$$

Die Änderung der Phase zwischen zwei zeitlich benachbarten Segmenten einer Netzperiode ist für zwei unterschiedliche Messungen in Abb. 4.22 dargestellt. Insbesondere bei tiefen Frequenzen ergeben sich Änderungen von bis zu 60° , aber auch bei höheren Frequenzen erkennt man Abweichungen von 30° , die (ohne eine entsprechende Berücksichtigung) eine Verschlechterung der Leistungsfähigkeit eines phasensensitiven Modulationsverfahren bewirken. Eine ausführliche Analyse des Einflusses der Phasenänderung während der Netzperiode und Lösungsansätze werden in Abschnitt 5.2.3 erörtert.

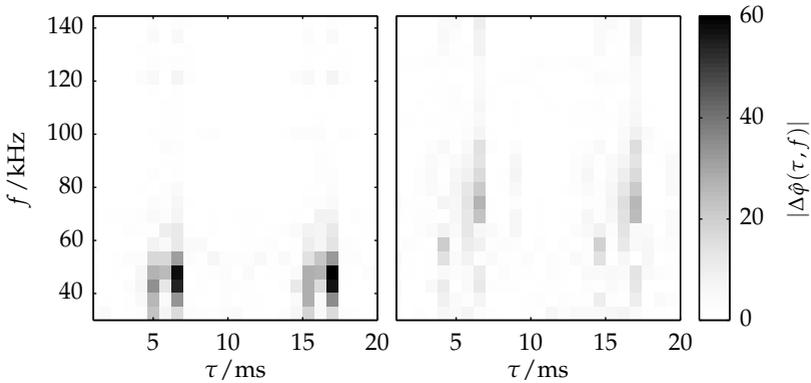


Abbildung 4.22 Änderung der Phase während einer Netzperiode

Die Dynamik der Übertragungsfunktion wird durch die angeschlossenen Verbraucher bestimmt. Im Wesentlichen wird das Verhalten durch die Eingangsstufe der Lasten beeinflusst. Insbesondere zählen hierzu Gleichrichter und Entstörfilter. Vorgeschaltete Filter sorgen für teilweise sehr geringe Eingangsimpedanzen im Nutzfrequenzbereich, während der Einsatz von Gleichrichtern, je nach Beschaltung, zu einer zyklischen Veränderung der Eingangsimpedanz im Verlauf einer Netzperiode führt. Beide Komponenten sind in der Regel Bestandteil von Schaltnetzteilen, welche in zunehmender Anzahl als Verbraucher in NSN anzutreffen sind. Es existiert eine nahezu unüberschaubare Anzahl an unterschiedlichen Schaltnetzteiltopologien [54]. Zwei Bestandteile lassen sich dennoch in nahezu allen Geräten finden: Dies ist zum einen ein Eingangsfilter zur vorgeschriebenen Reduktion der Störemission durch den getakteten Betrieb und zum anderen die Gleichrichtung mit nachfolgendem Zwischenkreis-kondensator. Ein typischer Aufbau der Eingangsstufe eines Schaltnetzteils, bestehend aus Eingangsfiler, Gleichrichter und Zwischenkreiskondensator, ist in Abb. 4.23 dargestellt. Der Gleichrichter (T_1) ist oftmals auch direkt nach dem Eingangskondensator (C_1) und noch vor der Drossel (L_1) zu finden. Der serielle Eingangswiderstand wird in vielen Fällen auch als Heißeiter-Widerstand (engl. negative temperature coefficient, NTC) ausgeführt.

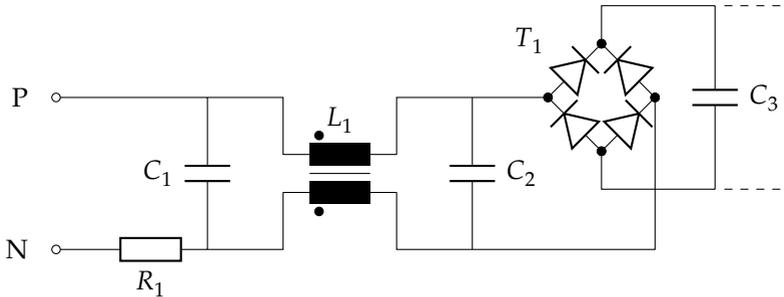


Abbildung 4.23 Typischer Aufbau der Eingangsstufe eines Schaltnetzteils

Neben den idealen Bauteilen müssen für die Modellierung auch parasitäre Effekte realer Bauteile berücksichtigt werden. Dies sind insbesondere die Streuinduktivität und die ohmschen Verluste der stromkompensierten Drossel (L_1). Des Weiteren gilt es zwei Zustände zu unterscheiden: die Dioden sind in gesperrtem Zustand oder sie leiten. Die Berücksichtigung dieser Eigenschaften führt zu dem in Abb. 4.24 dargestellten, vereinfachten Modell der Eingangsimpedanz eines Schaltnetzteils.

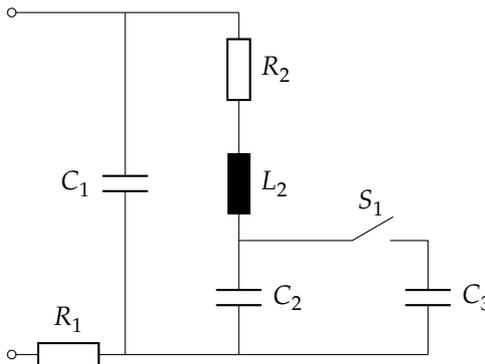


Abbildung 4.24 Modell der Eingangsimpedanz eines Schaltnetzteils

Die Entstörkondensatoren C_1 und C_2 sowie der serielle Eingangswiderstand ist dabei direkt abgebildet. Der Widerstand R_2 bildet die übrigen ohmschen Verluste ab. Die Induktivität L_2 repräsentiert hauptsächlich

die Streuinduktivität der stromkompensierten Drossel. Bei geöffnetem Schalter S_1 wird der Zustand nichtleitender Dioden abgebildet. Sofern der Gleichrichter vor der stromkompensierten Drossel sitzt, kann dies durch eine unendliche kleine Kapazität des Kondensators C_2 abgebildet werden. Der Zustand leitender Dioden wird mit geschlossenem Schalter modelliert, woran sich der Zwischenkreiskondensator C_3 anschließt.

Zur Illustration soll die Übertragungsfunktion eines 30 m langen Kabels betrachtet werden, an dessen Ende ein Verbraucher mit Eingangsfiler und Gleichrichter angeschlossen ist. Die Dämpfung und der Phasengang dieser Übertragungsstrecke ist in Abb. 4.25 dargestellt. Während sich die Dämpfung nur geringfügig ändert, kommt es beim Phasengang zu einem erheblichen Sprung zwischen den beiden Zuständen. Bei 95 kHz beträgt die Differenz der Dämpfung weniger als 1 dB, wohingegen die Phase um mehr als 20° abweicht.

Als Überlagerung einer Vielzahl von ähnlichen Lasten ergeben sich die beobachteten und in Abb. 4.22 dargestellten Phasenänderungen während eines Netzyklus.

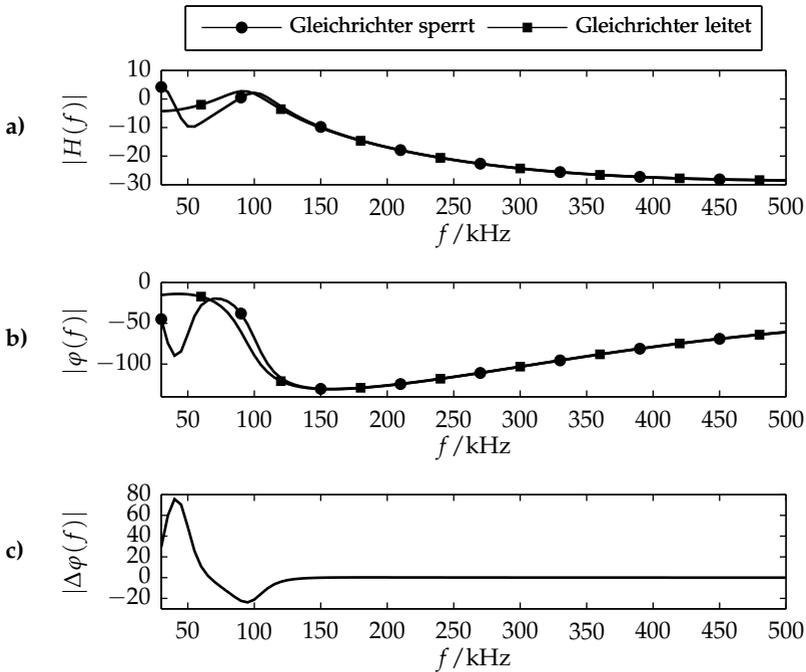


Abbildung 4.25 Zustände der Übertragungsfunktion eines 30 m langen Kabels mit Schaltnetzteil als Abschluss. a) Amplitudengang, b) Phasengang, c) Differenz des Phasengangs der beiden Zustände

4.3.6 Zugangsimpedanz

Im Gegensatz zu Störszenario und Übertragungsfunktion wurde die Impedanz an den Messstellen nicht zeitgleich mit den übrigen Messungen beobachtet, sondern in einer separaten Messkampagne ermittelt. Neben Langzeitmessungen auf dem Campus der Westhochschule erfolgten auch Einzelmessungen in verschiedenen anderen NSN. Hiervon werden nachfolgend einzelne charakteristische Auswertungsergebnisse vorgestellt.

4.3.6.1 NSN Westhochschule

Die an den Zugangspunkten gemessene Impedanz weist überwiegend eine sehr geringe Fluktuation auf. In Abb. 4.26 ist dazu das Langzeitverhalten am Hausanschluss eines Bürogebäudes dargestellt. Eine gravierende Veränderung erfährt die Zugangsimpedanz lediglich durch das Zuschalten einer Leuchtstofflampe in unmittelbarer Nähe zur Messung. Ansonsten bleibt die Impedanz über einen Zeitraum von 34 Stunden nahezu unverändert. Der Betrag liegt zwischen 2 und 25Ω und vermindert sich durch das Zuschalten des Verbrauchers bei hohen Frequenzen erheblich.

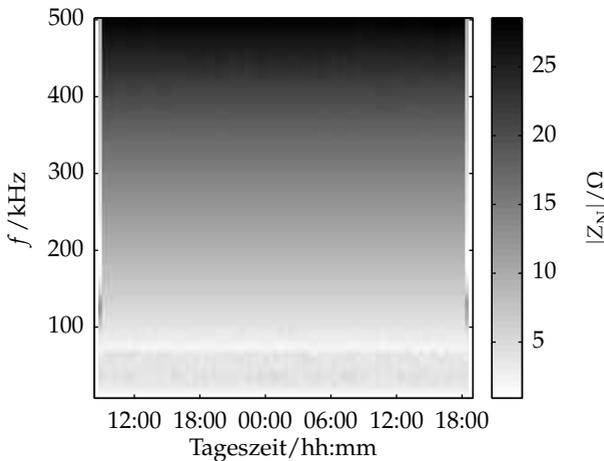


Abbildung 4.26 Verlauf des Betrags der Zugangsimpedanz am Hausanschluss (S2) über einen Zeitraum von 34 Stunden, Einbruch zu Beginn und Ende der Messung jeweils durch Zuschalten einer Leuchtstofflampe in unmittelbarer Nähe

Eine Momentaufnahme der Zugangsimpedanz an allen vier Messstellen gibt Abb. 4.27 wieder. Der Realteil der Zugangsimpedanzen ist sehr gering und liegt speziell im Frequenzbereich unter $148,5$ kHz nur bei wenigen Ohm. Die gemessenen Impedanzen weisen durchgehend einen induktiven Charakter auf. Im Wesentlichen begründet sich dies durch die großen Leitungslängen zwischen den Hausanschlüssen und den in den Gebäuden angeschlossenen Verbrauchern. Lediglich an der Trafostation (S1) wurde

eine wesentliche Variation innerhalb der Netzperiode festgestellt. Hierbei wechselt der Verlauf der Impedanz unterhalb von 80 kHz zwischen zwei Zuständen. In der Grafik ist für die Messstelle der Median dargestellt.

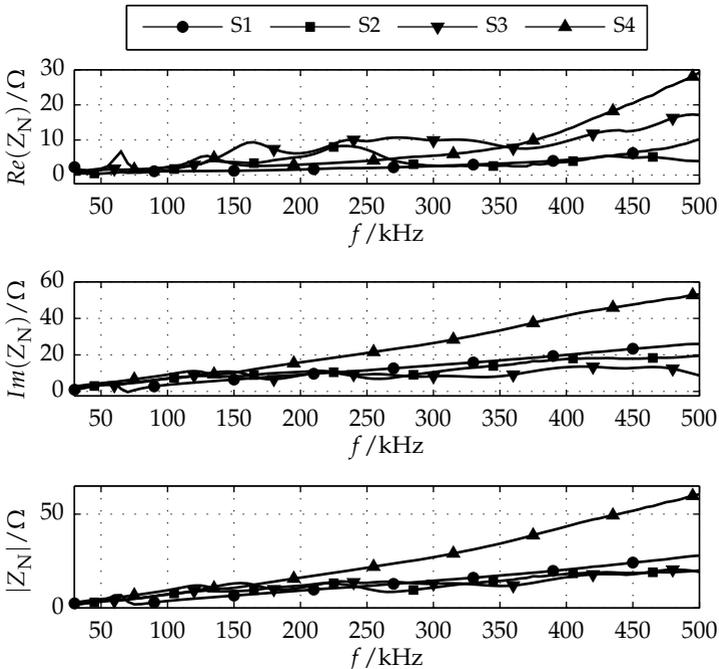


Abbildung 4.27 Momentaufnahme der Zugangsimpedanz an den Messstellen. Bei S2 ist der Median über der Netzperiode dargestellt.

4.3.6.2 Weitere NSN

Das teilweise sehr stark ausgeprägte netzzyklische Verhalten der Zugangsimpedanz wird im Wesentlichen durch Verbraucher in der unmittelbaren Nähe verursacht. Exemplarisch ist dies für den Betrag der Zugangsimpedanz an einem Hausanschluss eines Einfamilienhauses in Abb. 4.28 gezeigt. Durch das Zuschalten einer einzelnen Energiesparlampe in geringer Entfernung (ca. 5 m Kabellänge) weist die Zugangsimpedanz an

dieser Stelle bereits eine erhebliche Dynamik innerhalb der Netzperiode auf. Für mehr als 3 ms in jeder Halbperiode verringert sich der Betrag der Zugangsimpedanz für den gesamten untersuchten Frequenzbereich deutlich. Speziell bei höheren Frequenzen ist die Änderung von über 50Ω auf 15Ω signifikant.

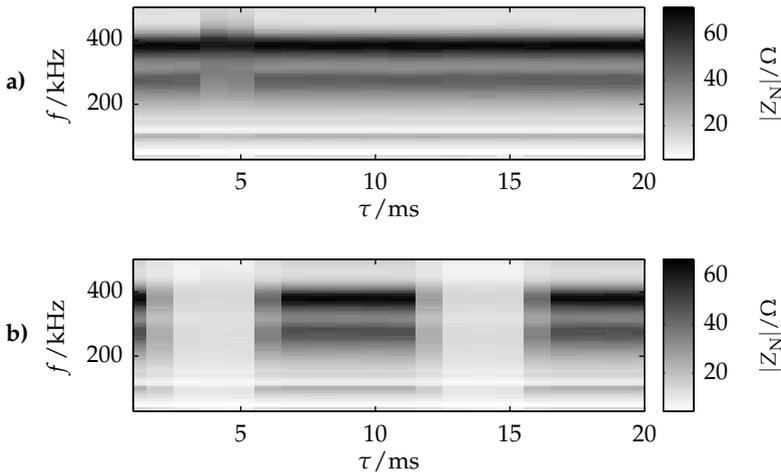


Abbildung 4.28 Variation der Zugangsimpedanz an einem Hausanschluss während einer Netzperiode a) Kein Verbraucher in unmittelbarer Nähe, b) Energiesparlampe in unmittelbarer Nähe zugeschaltet

Bei den Messungen der Zugangsimpedanz auf dem Campusnetz ist der Verlauf nahezu ausschließlich induktiv, was auf die Entkopplungseigenschaft der Leitungen zurückzuführen ist. Dass die Impedanz über weite Teile des Frequenzbereichs auch einen kapazitiven Verlauf annehmen kann, zeigt Abb. 4.29. Die Aufzeichnung wurde an einer Trafostation in einem Vorstadtgebiet durchgeführt und zeigt eine deutliche Resonanz bei 75 kHz. Der Verlauf deutet auf eine Filterschaltung eines Gerätes in unmittelbarer Umgebung parallel zur Messstelle hin.

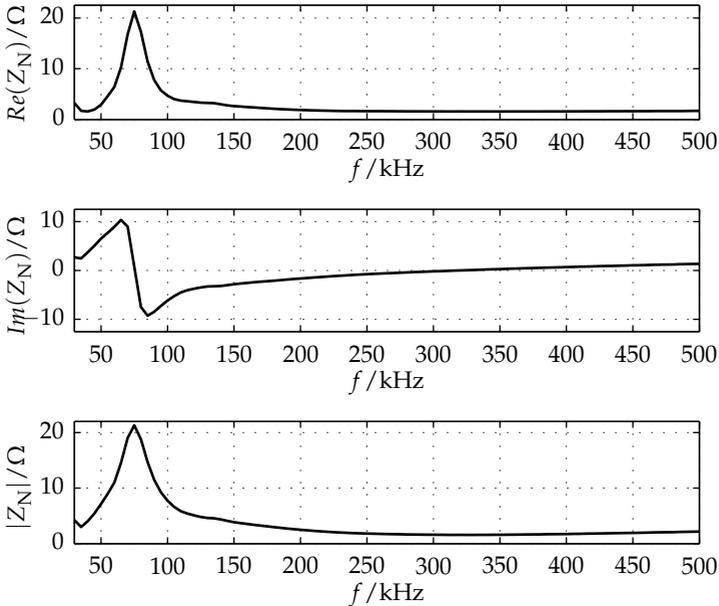


Abbildung 4.29 Zugangsimpedanz an einer Trafostation in einem Vorstadtgebiet

4.3.7 Signal-Stör-Abstand und Kanalkapazität

Entscheidend für die Bewertung der Kanaleigenschaften ist die Störleistungsdichte am Empfänger im Verhältnis zur empfangenen Nutzsignalleistung. Dieser Parameter kann aus den bereits bestimmten Größen zur Kanaldämpfung und zum Störszenario bestimmt werden. In Abb. 4.30 ist die Variation des SNR während einer Netzperiode an der Messstelle S3 dargestellt. Die Einkopplung des Sendesignals erfolgte bei S2.

Trotz zunehmender Dämpfung (vgl. Abb. 4.20) ist ein deutlicher Anstieg des SNR zu höheren Frequenzen erkennbar. Im vorliegenden Fall ließe sich bereits aus der Verschiebung vom CENELEC A-Band zu den Bändern B/C/D eine Vervielfachung der Kanalkapazität bei gleicher Bandbreite erreichen.

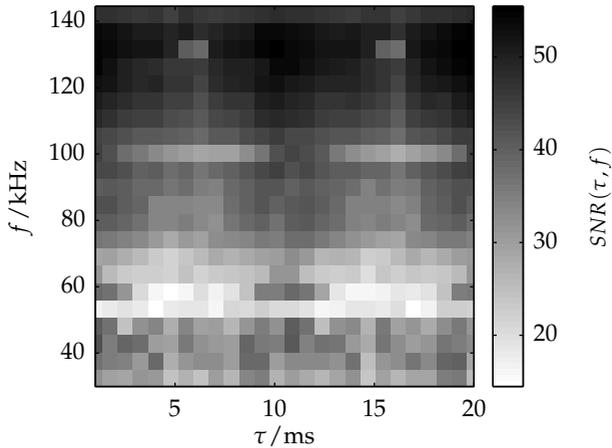


Abbildung 4.30 Variation des SNR am Empfänger S3 (Sender S2) während einer Netzperiode

Bei Betrachtung der absoluten Werte gilt es zu beachten, dass das SNR für die Testsignale dargestellt ist. Diese besitzen gegenüber Sendesymbolen zur Datenübertragung einen hohen Sendepiegel und die erfasste Bandbreite ist sehr gering. Nimmt man ein reales schmalbandiges Kommunikationssystem mit einer Symbolrate von 10 Kilobaud an, so ergibt sich bei der Übertragung eines Bits pro Symbol eine Datenrate von 10 kbit/s. Bei einem Sendepiegel von 1 V ist das Verhältnis zwischen Symbolenergie E_S und Rauschleistungsdichte N_0 nach (4.22) gegenüber dem dargestellten SNR um 32 dB reduziert. Unter Berücksichtigung dieser Annahme zeigt Abb. 4.31 eine statistische Auswertung des E_S/N_0 in Abhängigkeit von der Frequenz. Hieraus wird deutlich, dass ein Großteil des Frequenzbereichs unter 95 kHz für ein reales Kommunikationssystem mit einer Datenrate von 10 kbit/s kaum geeignet wäre, obwohl es sich bei dem angeführten Beispiel um eine sehr gute Verbindung handelt. Im Allgemeinen nimmt das SNR mit steigender Frequenz zu.

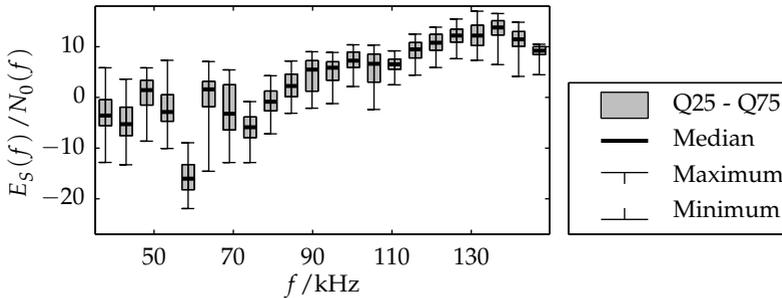


Abbildung 4.31 Resultierendes E_S/N_0 bei einer angenommenen Symbolrate von 10 Kilobaud

Einen direkten Vergleich der Qualität der verschiedenen Verbindungen liefert die Berechnung der jeweiligen Kanalkapazität nach (4.23). Die Auswertung erfolgt dabei unter der Annahme einer vollständigen Kenntnis der Kanaleigenschaften zu jedem Zeitpunkt. Bei der Berechnung der Kanalkapazität von Kanälen, bei denen die Änderung der Dämpfung nicht zuverlässig bestimmt werden kann (vgl. Abschnitt 4.2.2), bleibt diese für die Berechnung der Kapazität unberücksichtigt. Die hierdurch entstehende Abweichung ist im Allgemeinen sehr gering. So erhält man beispielsweise für die Kapazität der Verbindung S2/S3 ohne Berücksichtigung der Variation der Dämpfung während einer Netzperiode eine um 0,5 kbit/s auf 805 kbit/s nur geringfügig verminderte Kanalkapazität. Eine Übersicht über die jeweilige mittlere Kanalkapazität der untersuchten Verbindungen über 24 Stunden zeigt Tab. 4.2. Bei geringem SNR ergibt sich ein deutlicher Unterschied zwischen Waterfilling und einer Gleichverteilung der Leistung über den gesamten Frequenzbereich. So würde die Kanalkapazität bei der Verbindung S3/S4 ohne Waterfilling nur noch 7 kbit/s betragen und damit nahezu nur ein Drittel der erreichbaren Kapazität mit einer optimalen Verteilung der Sendeleistung unter Nutzung des gesamten untersuchten Frequenzbereichs. Mit steigendem SNR verringert sich dieser Unterschied allerdings deutlich. So erhält man beispielsweise bei der Verbindung S4/S1 nur noch eine um 20 kbit/s höhere Kapazität.

Tabelle 4.2 Theoretische, durchschnittliche Kapazität der Verbindungen basierend auf den Kanalmessungen

Frequenzbereich	30 – 148,5 kHz	30 – 95 kHz	95 – 148,5 kHz
$C_{S3/S4}$ (kbit/s)	20	5	20
$C_{S4/S3}$ (kbit/s)	17	6	16
$C_{S1/S4}$ (kbit/s)	286	183	192
$C_{S4/S1}$ (kbit/s)	379	135	321
$C_{S1/S3}$ (kbit/s)	419	170	329
$C_{S3/S1}$ (kbit/s)	683	224	551
$C_{S2/S1}$ (kbit/s)	649	185	547
$C_{S1/S2}$ (kbit/s)	416	191	313
$C_{S2/S3}$ (kbit/s)	805	326	582
$C_{S3/S2}$ (kbit/s)	905	410	603

Aus der Übersicht ist ersichtlich, dass selbst innerhalb eines einzelnen NSN keine generelle Aussage darüber getroffen werden kann, welcher Frequenzbereich zu bevorzugen ist. Vielmehr muss für jede einzelne Verbindung dynamisch eine Entscheidung getroffen werden. Die Verhältnisse für eine bestimmte Verbindung bleiben in der Regel für einen sehr langen Zeitraum stabil. Eine nähere Untersuchung der Auswirkungen auf ein reales Kommunikationssystem folgt in Abschnitt 5.1.5. Gegenüber dem A-Band ist der Frequenzbereich der Bänder B, C, D nicht grundsätzlich zu bevorzugen, auch wenn die erreichbare Kapazität im höheren Frequenzbereich tendenziell größer ist. In manchen Fällen, wie beispielsweise bei der Verbindung S1/S4, ist die erzielbare Kanalkapazität in beiden Frequenzbereichen nahezu identisch. Durch eine Ausdehnung des Fre-

quenzbereichs lässt sich jedoch die Zuverlässigkeit deutlich erhöhen. Bei der Verbindung S3/S4 bzw. auch in die Gegenrichtung wäre eine zuverlässige Kommunikation allein über das A-Band nicht mehr gewährleistet. Innerhalb der untersuchten Verbindungen stellt diese einen Sonderfall dar. Bei allen übrigen Verbindungen wäre die Anforderung hinsichtlich der bereitzustellenden Kanalkapazität, zumindest theoretisch, erfüllbar.

Setzt man die erreichbare Kanalkapazität in Relation zu den gestellten Anforderungen an ein Kommunikationssystem für ein NSN, so muss hierbei berücksichtigt werden, dass es sich dabei um Werte unter optimalen Randbedingungen handelt, die bei einer Implementierung nicht erreichbar sind. Insbesondere die Annahme einer stets vollständigen Kanalkennntnis ist in der Realität nicht gegeben. Speziell die dynamische Änderung der Kanaleigenschaften von NSN während einer Netzperiode stellt hohe Anforderungen an die Implementierung einer Kanalschätzung. Die Zahlen stellen daher nur eine Tendenz dar. Inwieweit sich die theoretische Kanalkapazität tatsächlich realisieren lässt, wird in Kapitel 5 betrachtet.

4.4 Fazit der Kanalanalyse

Eine wichtige Erkenntnis aus der Analyse der Kanaleigenschaften ist die ausgeprägte Zyklstationarität bezüglich der halben Netzperiode. Diese ist nicht nur bei der Störung, sondern auch bei der Übertragungsfunktion und der Zugangsimpedanz bei allen Messungen unabhängig vom Ort oder Zeitpunkt der Messung deutlich feststellbar. Der Zustand ist dabei meist über lange Zeiträume stabil und ändert sich typischerweise nur innerhalb von Stunden. Dabei lässt sich feststellen, dass der Grad der Zyklstationarität für unterschiedliche Frequenzbereiche verschieden stark ausgeprägt ist. In der Tendenz nimmt die Zyklstationarität wie auch die Störleistungsdichte zu höheren Frequenzen hin ab. Eine generelle Aussage lässt sich hierfür aber nicht ableiten. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist, dass die Symmetrie des Kommunikationskanals grundsätzlich nicht vorausgesetzt werden kann. Bei der Übertragungsfunktion ist die sprunghafte Änderung des Phasengangs im Verlauf einer Netzperiode eine wichtige Erkenntnis. Die Kanaleigenschaften werden im untersuchten Frequenzbereich im wesentlichen von den Eigenschaf-

ten der angeschlossenen Verbraucher beeinflusst. Das Störszenario und die Zugangsimpedanz sind primär durch die lokalen, d. h. elektrisch nahen Verbraucher, geprägt. Bei der Übertragungsfunktion macht sich hauptsächlich bei höheren Frequenzen der Einfluss der Netztopologie bemerkbar. Die erreichbare Kanalkapazität ist in Abhängigkeit von den lokalen Gegebenheiten sehr unterschiedlich. Ein unter allen Bedingungen optimaler Frequenzbereich lässt sich dabei nicht feststellen. Dieser ist vielmehr zeit- und vor allem ortsabhängig. Dies gilt auch für die Variation innerhalb einer Netzperiode. Eine Berücksichtigung dieser Dynamik führt im Speziellen bei schlechten Kanalbedingungen zu einer erheblichen Steigerung der erreichbaren Kanalkapazität.

Aus den dargelegten Eigenheiten des Kanals lassen sich Anforderungen an ein robustes Kommunikationssystem ableiten. Auf Grund der hohen Dynamik und des gleichzeitig hohen Störpegels ist ein sehr flexibles Kommunikationssystem erforderlich, um eine zuverlässige Kommunikation zu gewährleisten. Dabei ist sowohl eine selektive Auswahl und Nutzung von Frequenzbereichen als auch Zeitabschnitten erforderlich. Eine Festlegung auf einen festen Frequenzbereich ist hingegen keinesfalls sinnvoll. Die Ergebnisse der Kanalanalyse bilden die Grundlage für den Entwurf und die Evaluation eines verbesserten Kommunikationskonzeptes, was der Gegenstand des folgenden Kapitels ist.

5 Robuste Datenübertragungskonzepte

Basierend auf den Ergebnissen der Kanalanalyse des vorangegangenen Kapitels erfolgt ein an die charakteristischen Eigenschaften des PLC-Kanals angepasster Entwurf von geeigneten Übertragungsverfahren für eine robuste Datenübertragung. Ausgangspunkt sind dabei die Anforderungen hinsichtlich Datenrate und Latenz. Aus diesen lassen sich wiederum Anforderungen an die Bitfehlerwahrscheinlichkeit ableiten. Als Basis für den Vergleich dienen die Messergebnisse und die daraus gewonnenen Kanalparameter. Aufgrund der dynamischen Kanaleigenschaften ist ein möglichst flexibles Übertragungsverfahren notwendig, welches mehrere Trägerfrequenzen nutzt, um auch bei hohen Störpegeln von einzelnen Frequenzbereichen eine zuverlässige Datenübertragung zu gewährleisten. Als Basis bietet sich daher ein OFDM-System an, das auch sehr einfach für eine Übertragung durch Frequenzumtastung modifiziert werden kann, indem mehrere Träger zu einem Symbol zusammengefasst werden. Einträgerverfahren sind wegen der Selektivität des Kanals für die angestrebte Datenrate und der daraus resultierenden geringen Symboldauer nicht geeignet und werden daher nicht in die Untersuchung mit einbezogen. Um eine Vergleichbarkeit der unterschiedlichen Verfahren zu gewährleisten, wird jeweils die Fehlerwahrscheinlichkeit ohne eine Kanalcodierung mit anschließender Fehlerkorrektur betrachtet. Im vorliegenden Kapitel wird zunächst die Simulationsumgebung zur Untersuchung der verschiedenen Datenübertragungskonzepte vorgestellt. Anschließend werden Ergebnisse, welche mit unterschiedlichen Systemparametern gewonnen wurden, erläutert und bewertet.

5.1 Simulationsumgebung

Ein flexibel parametrierbares OFDM-System bildet die Grundlage des Datenübertragungssystems. Der Entwurf erfolgt entsprechend den Anforderungen hinsichtlich des zulässigen Sendepiegels und der geforderten Datenrate. Für eine aussagekräftige Evaluierung des Systems ist eine realistische Nachbildung der Kanalbedingungen erforderlich. Umfassende Referenzkanäle für NSN, welche insbesondere auch den zeitlichen Verlauf der Übertragungseigenschaften beinhalten, sind aktuell nicht verfügbar (vgl. Abschnitt 2.3.4). Die Evaluierung von unterschiedlichen Datenübertragungskonzepten erfolgt daher auf Basis der umfangreichen Ergebnisse der Kanaluntersuchungen, welche bei verschiedenen Messkampagnen auf dem Campus der Westhochschule ermittelt wurden.

Während die Variation der Kanaldämpfung bei jeweils fester Frequenz innerhalb eines Netzyklus zumeist nicht sehr gravierend ausfällt, muss mit einer erheblichen Änderung des Störpegels während einer Netzperiode gerechnet werden (vgl. Abschnitt 4.3.4). Für die Parametrierung eines Kommunikationssystems spielt insbesondere die korrekte Schätzung des SNR eine wichtige Rolle. Ist diese ungenau, so werden die Parameter, wie beispielsweise die Trägerbelegung, falsch gewählt, was zu einer erhöhten Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei der Datenübertragung führt.

5.1.1 Systemkonzept

Es bestehen, in Abhängigkeit vom Anwendungsszenario, sehr unterschiedliche Anforderungen hinsichtlich der Datenrate. Zudem sind die Kanalbedingungen sehr unterschiedlich. Daher ist eine flexible Struktur der physikalischen Schicht des Datenübertragungssystems erforderlich. Um auch eine Nettodatenrate in der Größenordnung von 10 kbit/s zu ermöglichen, bietet sich auf Grund der Frequenzselektivität des Kanals ein Mehrträgerverfahren an. Als Basis für die nachfolgenden Untersuchungen dient daher ein OFDM-System mit einer Symboldauer T_{OFDM} von 768 μ s. Hieraus ergibt sich ein Trägerabstand Δf von 1,3 kHz. Entsprechend der zu erwartenden Frequenzselektivität des Kanals (vgl. Abschnitt 2.3.1) wird ein Guard-Intervall von 65 μ s verwendet. Demnach beträgt die OFDM-Symboldauer inklusive Schutzintervall insgesamt 833 μ s. Die gewählte Symboldauer ist ein Kompromiss zwischen einer möglichst

kurzen Symboldauer, um eine Anpassung an die Dynamik des Kanals innerhalb einer Netzperiode zu ermöglichen, und einer möglichst langen Symboldauer, um den Anteil des Guard-Intervalls, und damit den daraus resultierenden SNR-Verlust gering zu halten. Die Anzahl der maximal gleichzeitig aktiven Träger wird auf 24 festgelegt. Hiermit lässt sich einerseits die geforderte Datenrate unter Berücksichtigung der erforderlichen Redundanz für Kodierung und weiteren zusätzlichen Symbolen für Synchronisation und Kanalschätzung erreichen. Andererseits ist das Verhältnis von Spitzenwert zum Mittelwert des Sendepiegels innerhalb der Vorgaben der CENELEC (vgl. Abschnitt 5.1.1.2).

Die abrupte Änderung der Phase der Übertragungsfunktion innerhalb einer Netzperiode (vgl. Abschnitt 4.3.5) stellt eine besondere Herausforderung an eine robuste Datenübertragung dar. Es bieten sich aus diesem Grund Modulationsverfahren an, welche eine Entscheidung unabhängig von der Phasenlage ermöglichen. Deutliche Phasenänderungen, wie sie bei den Messungen festgestellt wurden, führen zu einer erheblichen Erhöhung des Bitfehlerverhältnisses bei phasensensitiven Modulationsverfahren. Exemplarisch sind dazu die Simulationsergebnisse einer periodischen Phasenänderung von 60° bzw. 30° mit halber Netzperiode bei der Übertragung über einen AWGN-Kanal in Abb. 5.1 dargestellt. Die Symboldauer wurde dabei mit $833 \mu\text{s}$ angenommen. Während das Bitfehlerverhältnis der FSK-Verfahren unbeeinflusst ist, ergibt sich für DBPSK bei einem Phasensprung von 60° eine erhebliche Verschlechterung. Für DQPSK ist der Einfluss noch deutlicher: hier erhöht sich bereits bei 30° das Bitfehlerverhältnis signifikant. Der Einsatz von PSK Verfahren mit mehr als zwei Stufen ist daher unter diesen Bedingungen ohne entsprechende Anpassungen nicht sinnvoll, da der Abstand zu den Entscheidungsgrenzen bei vierstufiger PSK lediglich 45° beträgt. Unter dem Aspekt der Phasenänderung erzielt inkohärent demodulierte FSK mit steigendem SNR deutlich bessere Resultate als DBPSK.

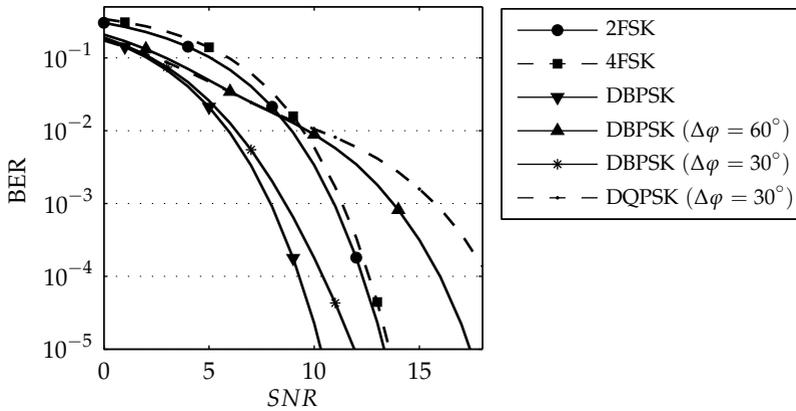


Abbildung 5.1 Einfluss periodischer Phasenänderung bei AWGN auf das Bitfehlerverhältnis inkohärent demodulierter Modulationsverfahren

Neben einer Phasenumtastung auf den einzelnen Trägern dient das Basis-system auch zur Umsetzung von FSK und MFSK, indem die jeweiligen Träger zu- oder abgeschaltet werden. Auf Grund der schwierigen Kanalbedingungen wird nur eine zwei- und vierstufige Frequenzumtastung verwendet. Um eine der zweistufigen Frequenzumtastung entsprechende Datenrate für Parallel-FSK zu erreichen, werden hier 48 orthogonale Träger benötigt, wobei gleichzeitig jeweils nur 24 aktiv sind. Bei gleicher Symboldauer und Datenrate würden für MFSK $M = 2^{24}$ Träger benötigt werden. Durch den parallelen Einsatz von MFSK mit geringerer Stufigkeit wird ein geringerer Bandbreitenbedarf erreicht. Bei $M = 4$ sind es noch 48 Träger, was dem Bandbreitenbedarf des 2FSK-Systems entspricht. Entgegen der theoretischen Betrachtung im AWGN-Kanal ergibt sich bei 4FSK gegenüber 2FSK ein geringfügig höheres Bitfehlerverhältnis bei gleichem SNR, da die Energie pro Symbol auf Grund der Pegelvorgaben gleich sein muss und sich dadurch die Energie pro Bit bei 4FSK gegenüber 2FSK halbiert. In Tab. 5.1 sind die grundlegenden Systemparameter zusammengefasst. Zur Berechnung der Datenrate wurde eine feste Trägeranzahl von 24 bzw. 48 für FSK angenommen.

Tabelle 5.1 Übersicht über die grundlegenden Systemparameter

	Trägeranzahl	Modulation	Bruttodatenrate
24xBPSK	24	(D)BPSK	28,8 kbit/s ¹
24xQPSK	24	(D)QPSK	57,6 kbit/s ¹
24x2FSK	48	FSK	28,8 kbit/s
12x4FSK	48	FSK	28,8 kbit/s

¹ bei differentieller Modulation unter Vernachlässigung des Referenzsymbols

Bei den in Tab. 5.1 dargestellten Datenraten handelt es sich um die maximale Datenrate bei Nutzung der vorgegebenen maximalen Trägeranzahl. In Abhängigkeit von den Kanalbedingungen kann diese zu Gunsten einer höheren Störresistenz verringert werden. Dies wird im nachfolgenden Abschnitt beschrieben.

Die Synchronisation zwischen Sender und Empfänger wird bei den nachfolgenden Untersuchungen als ideal angenommen. Bei der Implementierung bietet es sich an, die Netzwechselfspannung als robuste Basis für die Symbolsynchronisation zu verwenden (vgl. Abschnitt 4.1.1).

5.1.1.1 Zeitselektives Bitloading

Ein gebräuchliches Verfahren bei der Datenübertragung über frequenzselektive PLC-Kanäle mit OFDM ist die selektive Nutzung von Trägern, was als Bitloading bezeichnet wird [16]. Dieses Konzept soll hinsichtlich der zyklstationären Kanaleigenschaften von NSN erweitert werden. Dazu erfolgt die Belegung der Träger nicht nur in Frequenz- sondern auch in Zeitrichtung dynamisch, in Abhängigkeit von den jeweiligen Kanaleigenschaften. Voraussetzung für eine Steigerung der Ergebnisse gegenüber einer statischen Trägerbelegung sind eindeutige Regeln für die Trägersauswahl. Wichtigstes Kriterium ist die Einhaltung einer bestimmten Mindestgüte der Datenübertragung. Diese wird für Steuerungs- und

Überwachungsaufgaben in NSN ohne Anwendung einer FEC mit einem maximalen Bitfehlerverhältnis von 10^{-2} quantifiziert (vgl. Abschnitt 2.1 und Abschnitt 3.3.10). Erst wenn diese Mindestanforderung erfüllt ist, kann eine Erhöhung der Datenrate als weiteres Optimierungskriterium in Betracht gezogen werden. Eine direkte Ermittlung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit in realen Systemen ist nicht umsetzbar, da hierzu sehr viele Pilotsymbole übertragen werden müssten und diese Zeit zur Übertragung von Nutzdaten nicht zur Verfügung stehen würde. Daher wird auf das SNR als indirekte Größe zurückgegriffen. Das SNR kann mit wenigen Pilotsymbolen oder alternativ auch aus dem demodulierten Datenstrom geschätzt werden. Auf Grund des dominanten zyklotionären Charakters der Störung ist anzunehmen, dass der Rauschprozess für ein einzelnes Segment in den meisten Fällen einer Gaußverteilung sehr nahe kommt. Lediglich bei stark durch Impulsstörungen beeinflussten Segmenten ergeben sich Abweichungen. Die Schätzung des SNR wird in Abschnitt 5.1.4 detailliert behandelt.

5.1.1.2 Crestfaktor

Das Verhältnis zwischen Spitzenwert und Mittelwert des Sendesignals der betrachteten Verfahren ist sehr unterschiedlich. Während eine Optimierung des Crestfaktors für die phasenbasierte Modulation mit BPSK und QPSK einen erhöhten Aufwand nach sich zieht, kann die Phasenlage der einzelnen Träger bei Frequenzumtastung und inkohärenter Demodulation beliebig gewählt werden und so der resultierende Crestfaktor deutlich verringert werden. Abb. 5.2 zeigt die Verteilungsfunktionen des Crestfaktors für die drei ausgewählten Verfahren. Dabei wurde die Phasenlage für die FSK-Systeme mit Hilfe des Zeit-/Frequenz-Algorithmus nach Van der Ouderaa et al. [57] optimiert, vgl. Abschnitt 3.3.7.2. Unter der Prämisse zufällig verteilter Eingangsdaten wird deutlich, dass es trotz der Optimierung nur geringe Unterschiede bezüglich des mittleren Crestfaktors gibt. Der Unterschied zwischen OFDM mit BPSK auf 24 Trägern (24x BPSK) und 24x2FSK beträgt im Mittel weniger als 2 dB. Der maximal zu erwartende Crestfaktor hingegen unterscheidet sich deutlich und beträgt bei gleicher Anzahl der Subträger für 24x2FSK etwa 7 dB gegenüber 14 dB bei OFDM mit BPSK. Für 12x4FSK liegt der Maximalwert bei 8 dB.

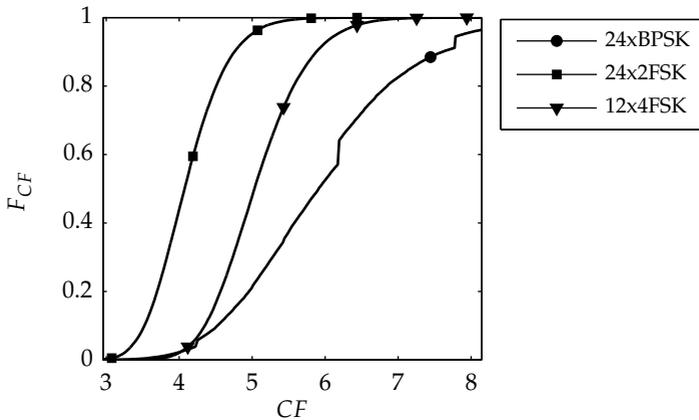


Abbildung 5.2 Verteilungsfunktion des Crestfaktors für die unterschiedlichen Modulationsverfahren (bei FSK-Verfahren mit Optimierung der Phase)

Durch die Vorgabe eines maximalen Sendepiegels im Zeitbereich (vgl. Abschnitt 2.2.1.1) reduziert sich grundsätzlich die mögliche mittlere Sendeleistung im Vergleich zu einem Einträgerverfahren. Dies wird jedoch für den Fall der Übertragung in den CENELEC Bändern (vgl. Abschnitt 2.2.1.1) bis zu einem gewissen Grad kompensiert, da der maximal zulässige Pegel um bis zu 14 dB über dem zulässigen Maximalpegel eines Einträgerverfahrens liegt. Hierdurch können nach (3.67) bis zu 24 Träger ohne eine Reduzierung der Amplitude übertragen werden. Die maximale Trägeranzahl des Übertragungssystems wurde daher auf 24 Träger begrenzt. Die wesentliche Einschränkung stellt damit die Beschränkung der mittleren Sendeamplitude dar, welche auf 120 dB μ V begrenzt ist. Durch den höheren Crestfaktor ergeben sich jedoch auch erhöhte Anforderungen an die Linearität der Sendeendstufe.

5.1.1.3 Sendepiegel

Randbedingung für die Sendepiegel sind die Vorgaben des CENELEC (vgl. Abschnitt 2.2.1.1). Diese werden auch für Frequenzbereiche oberhalb von 95 kHz angewendet, welche laut Norm nicht zur Kommunikation außerhalb von Gebäuden vorgesehen sind. Unter Beachtung und Einhal-

tung der relevanten Vorgaben (Abschnitt 2.2.1.2) ist eine Nutzung dieses Frequenzbereichs auch in Europa denkbar. Wie in den Ausführungen des vorangegangenen Abschnitts gezeigt, ergibt sich für die drei Systeme pro Träger der gleiche Sendepiegel. Dieser entspricht für die zweistufigen Verfahren 2FSK und BPSK dem Sendepiegel pro Bit. Bei 4FSK und QPSK hingegen werden pro Symbol zwei Bit übertragen, wodurch sich die Sendeleistung pro Bit halbiert und daher bei 4FSK und QPSK für die Bitenergie gilt

$$E_b^{4\text{FSK}} = E_b^{\text{QPSK}} = \frac{1}{2} E_b^{2\text{FSK}} = \frac{1}{2} E_b^{\text{BPSK}}. \quad (5.1)$$

Bei einem Vergleich der Modulationsverfahren muss dies berücksichtigt werden. Die gebräuchliche Bewertung nur an Hand des E_b/N_0 ist auf Grund der Vorgaben allein nicht aussagekräftig.

5.1.2 Datenbasis der Simulation

Als Grundlage für die Simulation der Übertragungssysteme dienen die Auswertungen der Übertragungsfunktionen und Störszenarien der Messungen. Die Berechnung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit erfolgt an Hand der aufgezeichneten Daten der zeitvarianten Kanalübertragungsfunktion und der Störung. Es werden die Langzeitdaten von 10 unterschiedlichen Verbindungen, welche auf dem Campus aufgezeichnet und ausgewertet wurden (vgl. Abschnitt 4.3), herangezogen.

5.1.3 Kanalmodell

Zur Simulation der Datenübertragung wird analog zur Kanaluntersuchung jede der Netzperioden $m = 1, \dots, M$ in Zeitsegmente $j = 1, \dots, J$ unterteilt, welche wiederum in Frequenzabschnitte $k = 1, \dots, K$ aufgeteilt werden. Dies ist in Abb. 5.3 dargestellt. Die Aufteilung erfolgt entsprechend den in Abschnitt 5.1.1 festgelegten Parametern des OFDM-Systems.

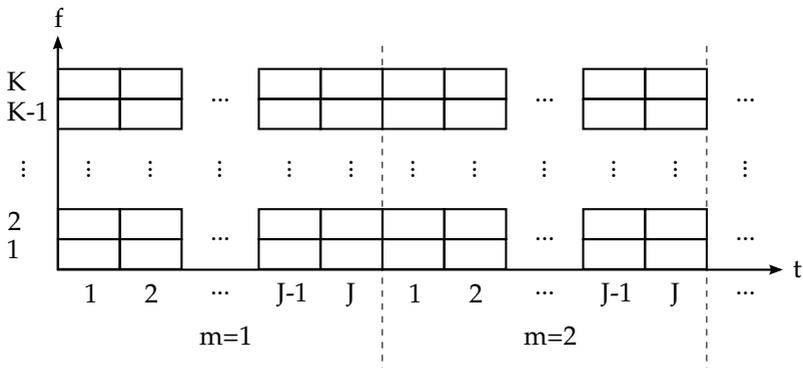


Abbildung 5.3 Aufteilung der Netzperioden in Segmente

Für jedes dieser Segmente werden die Kanaleigenschaften aus den Messungen übernommen. Die Kohärenzbandbreite wird dabei als größer als der Frequenzabstand angenommen. Zudem wird ein stationäres Verhalten innerhalb der Dauer eines Segments angenommen. Hierdurch kann das Übertragungsverhalten im Frequenzbereich als einzelner Koeffizient dargestellt werden. Die Schätzung der Koeffizienten $\hat{H}(j, k)$ ergibt sich durch lineare Interpolation der gemessenen Kanalübertragungsfunktion. Innerhalb einer Aufzeichnung, d. h. für alle Netzperioden dieser Messung, werden diese Koeffizienten als invariant vorausgesetzt. Die Addition der Störung erfolgt ebenfalls im Frequenzbereich, indem jedes Zeitsegment der aufgezeichneten Signale einer DFT mit den Parametern des OFDM-Systems, unterzogen wird. Hieraus resultieren für jede aufgezeichnete Netzperiode m die Störkoeffizienten $N^m(j, k)$. Mit den Sendesymbolen $d^m(j, k)$ erhält man am Empfänger

$$R^m(j, k) = d^m(j, k)\hat{H}(j, k) + N^m(j, k). \quad (5.2)$$

Eine Sendeimpulsformung bleibt dabei unberücksichtigt bzw. es wird angenommen, dass diese im Empfänger durch ein angepasstes Filter kompensiert wird. Basierend auf den empfangenen Symbolen $R^m(j, k)$ erfolgt die Schätzung der gesendeten Subsymbole. Bei Frequenzumtastung der Ordnung N_O bilden jeweils N_O Subsymbole ein FSK-Symbol. Die Entscheidung erfolgt jeweils nach dem Maximum-Likelihood-Prinzip, es wird also von gleichverteilten Datensymbolen ausgegangen [45]. Die

Zuordnung der Bits erfolgt bei MPSK nach einer Gray-Codierung, bei MFSK zufällig.

5.1.4 Schätzung der Kanalparameter

Die Kanalparameter sind am Empfänger zunächst nicht bekannt. Für den Vergleich der Verfahren erfolgt eine vereinfachte Bestimmung des SNR am Empfänger. Die Schätzung sowohl der Symbolenergie am Empfänger als auch des Störpegels erfolgt mit Hilfe der in den ersten zwei Sekunden einer jeden Messung aufgezeichneten Daten. Der Phasengang wird nicht ausgewertet. Unter der Annahme, dass die Variation der Kanaldämpfung wesentlich geringer ist als die der Störung, bleibt die Dämpfungsvariation während einer Netzperiode für die Schätzung der Kanaldämpfung am Empfänger in der Simulation unberücksichtigt. Bei der Nachbildung des Kanals hingegen wird die bei der Kanalanalyse ermittelte Variation während der Netzperiode berücksichtigt. Eine Auswertung der ersten $m_\sigma = 100$ Netzyklen einer Messung liefert eine Schätzung für den Pegel der Störung

$$\hat{\sigma}_N^2(j, k) = \frac{1}{m_\sigma} \sum_{m=1}^{m_\sigma} |N^m(j, k)|^2. \quad (5.3)$$

Eine Anpassung der Schätzung während der anschließenden Datenübertragung erfolgt nicht. Auf Grund der Erkenntnisse aus der Analyse der Störungen wird angenommen, dass sich die Eigenschaften im Verlauf einer Messung nicht wesentlich ändern. Die Schätzung der Kanaldämpfung erfolgt in den darauffolgenden vier Netzyklen $m = m_\sigma + 1, \dots, m_\sigma + 4$, jeweils über den für die Übertragung festgelegten Frequenzbereich. Dabei werden gleichzeitig $P = 24$ Pilotsymbole $p = 1, \dots, P$ mit maximalem Sendepiegel bei unterschiedlichen Trägern $k_p \in \{1, \dots, K\}$ mit einem Abstand von 5,2 kHz ausgewertet, was jedem vierten Träger des OFDM-Systems entspricht. Ist der Frequenzbereich größer als 125 kHz, so wird die Auswertung mit geänderten Frequenzen wiederholt, um die geforderte Frequenzauflösung zu erreichen. Aus der Mittelung der Empfangssymbole erhält man die Schätzung der Symbolenergie am Empfänger zu

$$\hat{E}_S(k_p) = \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} \left| \frac{1}{4} \sum_{m=m_{\sigma}+1}^{m_{\sigma}+4} R^m(j, k_p) \right|^2. \quad (5.4)$$

Die Bestimmung der empfangenen Symbolenergie $\hat{E}_S(k)$ der übrigen Träger $k \notin k_p$ erfolgt durch lineare Interpolation, ausgehend vom Pilot-symbol bei der nächstniedrigen Frequenz $\Delta f k_{p'}$ mit

$$\hat{E}_S(k) = \hat{E}_S(k_{p'}) + \frac{\hat{E}_S(k_{p'+1}) - \hat{E}_S(k_{p'})}{k_{p'+1} - k_{p'}} (k - k_{p'}). \quad (5.5)$$

Zusammen mit dem Störpegel erhält man als Schätzung für das SNR

$$\widehat{SNR}(j, k) = \frac{\hat{E}_S(k)}{\hat{\sigma}_N^2(j, k)}. \quad (5.6)$$

5.1.5 Zuordnung der genutzten Träger

Grundsätzlich stehen mehr Träger zur Verfügung als für die gewünschte Datenrate erforderlich sind. Auf Grund der Pegelvorgaben ist eine Erhöhung der Trägeranzahl nur bedingt sinnvoll. Daher werden aus den verfügbaren Trägern die besten, d. h. diejenigen mit dem höchsten SNR, ausgewählt. Analog zu dem weit verbreiteten Ansatz des Bitloadings im Frequenzbereich erfolgt die Auswahl für jedes Zeitsegment individuell. Grundlage bildet das durch Schätzung ermittelte SNR. Für jedes Zeitsegment j werden demnach die Frequenzsegmente $k_{j,q} \in 1, \dots, K, q = 1, \dots, 24$ so gewählt, dass die Summe über alle SNR pro Zeitsegment

$$SNR_{\Sigma}(j) = \sum_{q=1}^{24} \widehat{SNR}(j, k_{j,q}) \quad (5.7)$$

maximal ist. Die Auswahl der Träger lässt sich weiter einschränken, indem nur solche Segmente einbezogen werden, welche ein gewisses Mindest-SNR aufweisen. Der wesentliche Unterschied zum gewöhnlichen Bitloading besteht hier darin, dass die Trägerbelegung nicht für

jedes Zeitsegment gleich erfolgt, sondern innerhalb einer Netzperiode individuell für jedes Segment.

Bei Nutzung des CENELEC A-Bandes können 50 Träger genutzt werden, bei den Bändern B, C und D sind es 42. Wird der gesamte Frequenzbereich bis 500 kHz genutzt, so stehen insgesamt 361 Träger zur Verfügung.

5.1.6 Bestimmung des Bitfehlerverhältnisses

Es wird davon ausgegangen, dass die Nutzdaten zufälliger Natur sind oder diese Eigenschaft durch entsprechende Maßnahmen, wie beispielsweise eine Verwürfelung mit einer Pseudozufallsfolge, näherungsweise herbeigeführt werden kann. Daher kann eine Gleichverteilung der Sendesymbolkonstellationen angenommen werden. Bei der Auswertung der Bitfehler werden jeweils sämtliche N_O Konstellationen des Sendesymbols berücksichtigt und daraus die Bitfehleranzahl pro Messpunkt $N_{BE}^m(j, k)$ für alle Netzperioden einer Messung ermittelt. Aus dieser berechnet sich die Bitfehleranzahl

$$\bar{N}_{BE}(j, k_{j,q}) = \sum_{m=1}^M N_{BE}^m(j, k_{j,q}) \quad (5.8)$$

für jedes Segment einer Messung. Hieraus lässt sich für das jeweilige Segment das Bitfehlerverhältnis abschätzen zu

$$BER(j, k_{j,q}) = \frac{\bar{N}_{BE}(j, k_{j,q})}{N_{OM}}. \quad (5.9)$$

Die Güte der Schätzung hängt dabei von der Anzahl der in einem Segment aufgetretenen Bitfehler ab (vgl. Abschnitt 3.3.8). Bei differentieller Demodulation werden sämtliche möglichen Zustandsübergänge berücksichtigt, so dass pro Messpunkt N_O^2 Konstellationen mit in die Berechnung eingehen.

5.1.7 Auswertung der ermittelten Bitfehlerverhältnisse

Zur Bewertung der Ergebnisse werden zum einen die Bitfehlerkurven herangezogen und zum anderen werden die erreichbaren Kapazitäten der

einzelnen Verbindungen ausgewertet. Das ermittelte Bitfehlerverhältnis wird über dem geschätzten SNR aufgetragen. Beide Werte unterliegen auch unter idealen AWGN-Bedingungen einer Unsicherheit auf Grund des begrenzten Stichprobenumfangs (vgl. Abschnitt 3.3.8). Aus (5.9) erhält man die Auflösung und damit das kleinste ermittelbare Bitfehlerverhältnis für ein Einzelsegment zu

$$BER_{min} = \frac{1}{N_O M}. \quad (5.10)$$

Insbesondere bei niedrigem Bitfehlerverhältnis steigt die Unsicherheit der Messung, bzw. ist diese bei einem einzelnen Messpunkt zu groß. Daher erfolgt eine Zusammenfassung der Messpunkte und eine Darstellung des Bitfehlerverhältnisses als Histogramm mit einer Auflösung des SNR von 1 dB. Dies ist in Abb. 5.4 dargestellt.

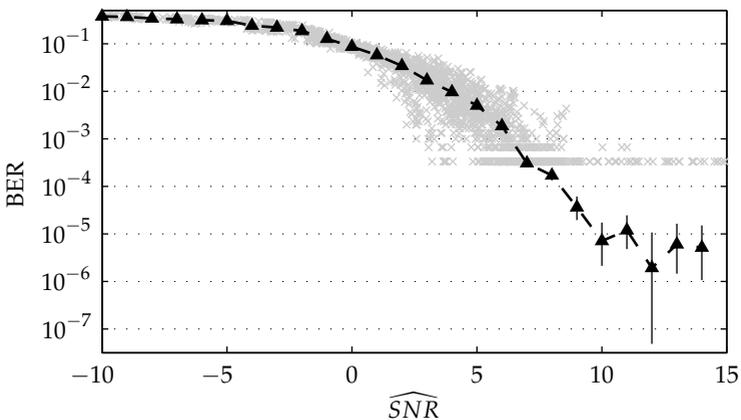


Abbildung 5.4 Auswertung des ermittelten BER (gemittelt) in Abhängigkeit vom geschätzten SNR. Einzelmesspunkte (grau) sowie Histogramm mit 1 dB Auflösung und zugehörige Konfidenzintervalle (vertikale schwarze Linien)

Zusätzlich zum Verlauf des BER ist für jeden Messpunkt das Konfidenzintervall des ermittelten Bitfehlerverhältnisses als vertikale schwarze Linie eingetragen. Bei hohem Bitfehlerverhältnis ist die Anzahl der aufgetretenen Fehler hoch und entsprechend klein ist das Konfidenzintervall.

Ab einem Bitfehlerverhältnis von 10^{-4} ist die Messunsicherheit erheblich und das Konfidenzintervall umfasst teilweise mehr als zwei Dekaden.

Durch den Vergleich der gewonnenen Bitfehlerkurven mit den theoretischen Kurven für die jeweilige Modulationsart kann abgeschätzt werden, wie zuverlässig über das gemessene SNR Rückschlüsse auf das resultierende Bitfehlerverhältnis gezogen werden können. Für den Vergleich der unterschiedlichen Verfahren lässt sich als Kennzahl das mittlere Bitfehlerverhältnis der untersuchten Verbindung berechnen. Voraussetzung für die Vergleichbarkeit ist eine einheitliche Datenrate für alle Verfahren und eine Sendeleistung entsprechend den Vorgaben. Das mittlere Bitfehlerverhältnis der in Abb. 5.4 dargestellten Auswertung beträgt $\bar{p}_{BE} = 0,02$.

Für eine robuste Übertragung ist die Zuverlässigkeit ein wichtiges Kriterium. In Abschnitt 3.3.10 wurde dafür eine erforderliche maximale Bitfehlerwahrscheinlichkeit von $p_{BE} = 0,01$ vor einer anzuwendenden FEC abgeleitet. Unter dieser Voraussetzung wird die erreichbare Kapazität der Verbindungen ermittelt. Dabei werden Segmente, deren SNR zu einem Bitfehlerverhältnis größer als 0,01 führt, nicht verwendet. Im in Abb. 5.4 dargestellten Beispiel würde dies zu einer Reduktion der Datenrate um 20% führen. Damit wäre noch eine Übertragungsrate von 15,36 kbit/s möglich. Diese Datenrate wird im Folgenden als erreichbare Datenrate bezeichnet.

5.2 Simulationsergebnisse

Bei der Durchführung der Simulation werden verschiedene Szenarien berücksichtigt. Eine Auswertung findet jeweils für die unterschiedlichen Frequenzbereiche und die ausgewählten Modulationsverfahren statt. Als Referenz dient dabei ein System mit fester Trägeranzahl und zuvor festgelegtem Frequenzbereich. Dieses wird erweitert auf ein adaptives System, bei welchem die Trägerzuordnung dynamisch erfolgt, jedoch nur in Abhängigkeit von der Frequenz, d. h. für alle Zeitsegmente gleich. Eine darüber hinausgehende Erweiterung stellt die in Abschnitt 5.1.5 eingeführte adaptive Trägerbelegung, sowohl in Zeit- als auch in Frequenzrichtung dar. Im vorliegenden Abschnitt werden Ergebnisse des Vergleichs der unterschiedlichen Modulationsverfahren sowie die Auswirkung von zyklischen Phasenänderungen der Übertragungsfunktion vorgestellt. Der

zweite Teil zeigt die Leistungsfähigkeit der adaptiven Trägerbelegung und die dadurch erzielbaren Datenraten im untersuchten Umfeld.

5.2.1 Schätzung des Bitfehlerverhältnisses

Als Referenz für die folgenden Untersuchungen wird eine Übertragung mit fester Trägerzuordnung im CENELEC A-Band gewählt. Da das SNR tendenziell mit steigender Frequenz zunimmt, wurden die oberen 24 Träger selektiert, d. h. es wird der Frequenzbereich von 63 kHz bis 94 kHz verwendet. Bitfehlerkurven für einige der untersuchten Verbindungen für BPSK sind in Abb. 5.5 wiedergegeben. Zum Vergleich ist zudem die theoretische Kurve eingetragen.

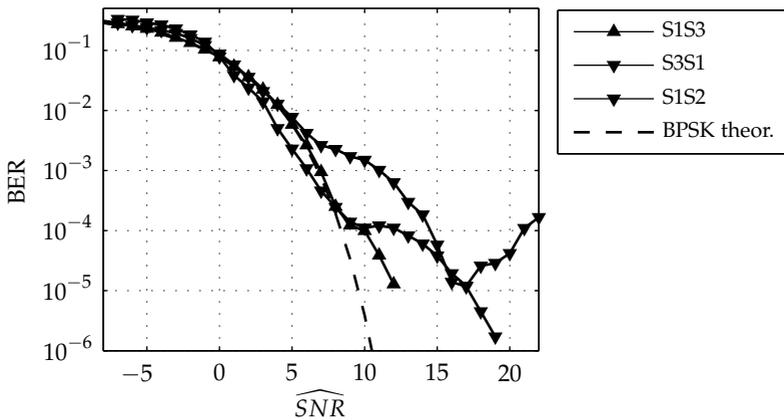


Abbildung 5.5 Verlauf des Bitfehlerverhältnisses für BPSK bei Nutzung von 24 Trägern und fester Trägerbelegung (63 kHz bis 94 kHz)

Das SNR wurde getrennt für jedes Zeitsegment ermittelt und der Mittelwert des Bitfehlerverhältnisses aufgetragen (vgl. Abschnitt 5.1.7). Bei geringem SNR stimmen die ermittelten Kurvenverläufe gut mit dem theoretischen Verlauf überein. Bei steigendem SNR tritt der Einfluss sporadischer Impulsstörer deutlicher hervor, was zu einem Abflachen des Kurvenverlaufs führt. In Einzelfällen führt dies sogar zu einem erneu-

ten Anstieg des Bitfehlerverhältnisses, trotz höherem mittleren SNR. Die Auswertung zeigt, dass insbesondere im Bereich des kritischen Bitfehlerverhältnisses von 0,01 bei nicht-differentieller kohärenter Demodulation, sehr gut vom zeitsegmentabhängig ermittelten SNR auf das resultierende Bitfehlerverhältnis geschlossen werden kann.

5.2.2 Vergleich von Modulationsverfahren

Die in die Untersuchung einbezogenen Modulationsverfahren liefern sehr unterschiedliche, teilweise deutlich von den theoretischen Verläufen abweichende, Ergebnisse. In Abb. 5.6 sind die unterschiedlichen Verläufe für eine Verbindung dargestellt.

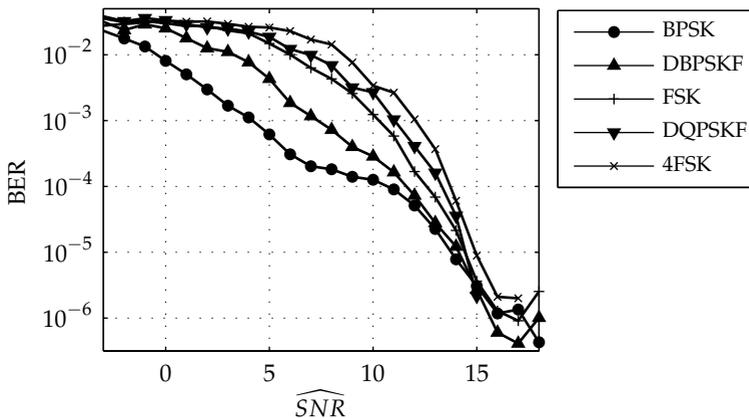


Abbildung 5.6 Bitfehlerverhältnis unterschiedlicher Modulationsverfahren bei identischer Datenrate

Bei einem Bitfehlerverhältnis von 10^{-2} beträgt der Unterschied des erforderlichen SNRs bis zu 10 dB. Der unterschiedliche Bandbreitenbedarf der Verfahren ist ein wesentlicher Grund für die sehr deutlichen Unterschiede. Bei differentieller Übertragung erweist sich für die untersuchten Verbindungen die Kodierung in Frequenzrichtung als deutlich robuster als die Kodierung in Zeitrichtung. Nimmt man das mittlere Bitfehlerverhältnis

einer Übertragung als Kennzahl, so weist DBPSK in Frequenzrichtung (DBPSKF) im Durchschnitt ein etwa 20 Prozent geringeres Bitfehlerverhältnis als DBPSK bei fester Zuordnung der Träger auf. Bei dynamischer Zuordnung steigt der Unterschied auf 30 Prozent an. In Einzelfällen kann sich der Vorteil jedoch auch umkehren, so dass DBPSK ein geringeres Bitfehlerverhältnis aufweist. Die maximale Verbesserung aller untersuchten Verbindungen liegt hier allerdings bei lediglich 3 Prozent. Der SNR-Verlust von DBPSK gegenüber kohärenter BPSK ist überwiegend größer als der von DBPSKF. Dies zeigt auch Abb. 5.7, wo der SNR-Verlust der untersuchten Modulationsverfahren gegenüber BPSK gemittelt über alle untersuchten Verbindungen dargestellt ist.

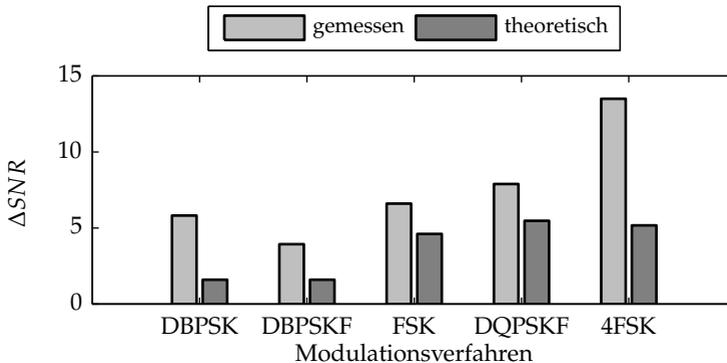


Abbildung 5.7 In Messungen ermittelter und theoretischer SNR-Verlust gegenüber BPSK bei einem Bitfehlerverhältnis von 10^{-2}

Zum Vergleich ist der theoretische Wert unter AWGN-Bedingungen aufgetragen. Eine gravierende Verschlechterung gegenüber den erwarteten Werten ist bei vierstufiger FSK festzustellen. Diese ist in den teilweise sehr unterschiedlichen Eigenschaften der für ein FSK-Symbol genutzten Träger begründet. Bei inkohärenter Demodulation geht, gemittelt über alle untersuchten Verbindungen, differentiell in Frequenzrichtung modulierte BPSK als robustestes Verfahren hervor.

5.2.3 Phasenänderungen der Übertragungsfunktion

Die grundsätzliche Auswirkung einer Phasenänderung wurde bei der Auswahl der Modulationsverfahren berücksichtigt (vgl. Abschnitt 5.1.1). Die konkrete Auswirkung auf das Bitfehlerverhältnis des Mehrträgerübertragungssystems im CENELEC A-Band wurde für alle Verbindungen mit den unterschiedlichen Modulationsverfahren untersucht. Trotz der Robustheit von FSK gegenüber Phasenänderungen weisen die zweistufigen phasenbasierten Modulationsverfahren nahezu für alle Auswertungen bei gleichem SNR geringere Bitfehlerverhältnisse auf. Für eine Übertragungsfunktion mit einer sehr hohen Fluktuation der Phase ist das Ergebnis des Bitfehlerverhältnisses in Abb. 5.8 dargestellt.

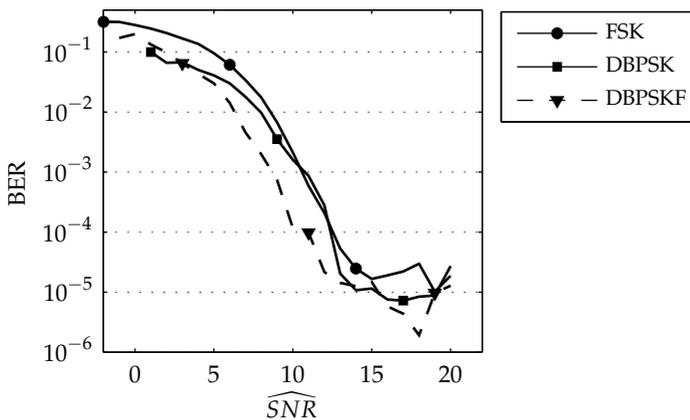


Abbildung 5.8 Bitfehlerverhältnis unterschiedlicher Modulationsverfahren bei ausgeprägter Phasenänderung während der Netzperiode

Differentielle PSK ist ähnlich robust oder in vielen Bereichen auch robuster als FSK. Die Ursache liegt darin, dass die überwiegende Anzahl von Netzperiodensegmenten nicht von der abrupten Phasenänderung betroffen ist und daher die Auswirkung gemittelt über eine Netzperiode geringer ausfällt. Bei einer differentiellen Kodierung in Frequenzrichtung weist PSK durchgehend einen Vorteil gegenüber FSK auf. Bei den un-

tersuchten Verbindungen lässt sich daher feststellen, dass DBPSK trotz dieser ungünstigen Bedingungen mindestens so robust ist wie FSK. Nur bei sehr ausgeprägter Phasenfluktuation und hohem SNR kann FSK einen Gewinn gegenüber DBPSK erzielen.

5.2.4 Adaptive Trägerbelegung

In Anbetracht der Zyklostationarität des Kanals verspricht die zeit- und frequenzadaptive, dynamische Trägerwahl einen Vorteil gegenüber einer starren Trägerzuordnung. Einen Vergleich zwischen fester Trägerzuordnung (Fix), frequenzadaptiver Belegung (f) und zeit-/frequenzadaptiver Trägerbelegung (t,f) des Bitfehlerverhältnisses ist in Abb. 5.9 dargestellt. Für alle Verfahren ist der Einfluss von Impulsstörern bei hohem SNR erkennbar. Durch die frequenzadaptive Trägerbelegung reduziert sich das mittlere Bitfehlerverhältnis von 0,057 bei fester Zuordnung auf 0,018 bei Bitloading in Frequenzrichtung. Gleichzeitig ist eine deutliche Verschiebung der Bitfehlerkurve erkennbar. Diese ist durch die Mittelung des SNR über alle Zeitsegmente begründet. Das jeweilige tatsächliche SNR wird dadurch nicht korrekt wiedergeben. Hierdurch ist eine Abschätzung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit an Hand des gemittelten SNR nicht möglich. Bei frequenz- und zeitadaptiver Belegung hingegen ist der Kurvenverlauf nahezu unverändert. Es kann daher also sehr gut auf das erreichbare Bitfehlerverhältnis geschlossen werden. Im dargestellten Fall ist das mittlere Bitfehlerverhältnis bei dynamischer Zuordnung in Zeit- und Frequenzrichtung mit 0,003 wesentlich geringer als bei den anderen beiden dargestellten Verfahren.

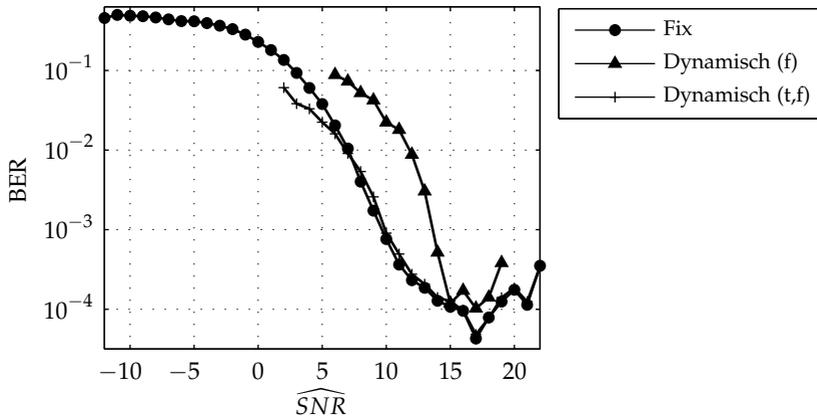


Abbildung 5.9 Verlauf des Bitfehlerverhältnisses für feste Trägerbelegung (Fix), dynamische Belegung in Frequenzrichtung (f) und dynamische Belegung in Zeit- und Frequenzrichtung (t,f)

Eine Gesamtübersicht aller Simulationsergebnisse zeigt Abb. 5.10. Dort ist in logarithmischem Maßstab die Änderung des Bitfehlerverhältnisses von frequenz- (f) und zeit-/frequenzadaptivem (t,f) Verfahren gegenüber der starren Trägerzuordnung eingetragen. Neben dem Median sind die Quantile Q25 und Q75 sowie Minimum und Maximum für die unterschiedlichen Frequenzbänder aufgetragen. Speziell im CENELEC A-Band ergibt sich eine deutliche Verbesserung. Das mittlere Bitfehlerverhältnis lässt sich bei (t,f) um mehr als ein Drittel reduzieren, bei 25 Prozent der untersuchten Übertragungen reduziert sich das Bitfehlerverhältnis um mehr als den Faktor 10. In den Bändern BCD lässt sich im Mittel noch eine Halbierung des Bitfehlerverhältnisses gegenüber einer festen Trägerzuordnung erreichen, allerdings mit einer hohen Varianz zwischen unterschiedlichen Verbindungen, was teilweise auch zu einer Verschlechterung des Bitfehlerverhältnisses führt. Die beobachtbare Dynamik innerhalb einer Netzperiode sinkt mit steigender Frequenz. Daher ist im Frequenzbereich zwischen 95 und 148,5 kHz die Verringerung des Bitfehlerverhältnisses deutlich geringer und bei Betrachtung des gesamten Frequenzbereichs bis 500 kHz ist fast keine Verbesserung mehr zu beobachten. Hierzu trägt auch bei, dass das Bitfehlerverhältnis grundsätzlich wesentlich niedriger

ist als bei den tieferen Frequenzen. Bei Nutzung einer adaptiven Belegung der Träger lediglich in Frequenzrichtung ist hingegen nahezu keine Verbesserung des mittleren Bitfehlerverhältnisses feststellbar.

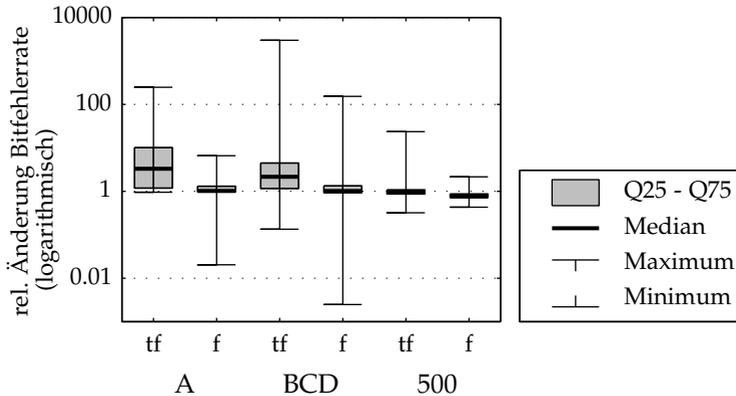


Abbildung 5.10 Gesamtübersicht über Veränderungen des Bitfehlerverhältnisses für die unterschiedlichen Verfahren, bezogen auf eine feste Trägerbelegung (Modulationsverfahren: DBPSKF)

Trotz eines stark vereinfachten Verfahrens für die Schätzung des SNR erhält man eine erhebliche Steigerung der Robustheit durch den Einsatz eines zeit- und frequenzadaptiven Verfahrens in den CENELEC-Bändern. Vor allem bei schwierigen Verbindungen mit großer Dämpfung und hohem Störpegel am Empfänger kann die reduzierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit für eine zuverlässige Verbindung entscheidend sein.

5.2.5 Erreichbare Datenraten

Ein wichtiger Gesichtspunkt bei der Beurteilung der Verbindungsqualität ist die unter realen Bedingungen erreichbare Datenrate. Dabei ist weniger die theoretisch erreichbare Kanalkapazität als vielmehr die tatsächlich erzielbare Datenrate von Interesse. Um eine zuverlässige Rekonstruktion der Daten zu gewährleisten, ist beim Einsatz einer Vorwärtsfehlerkorrektur eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 0,01 tolerierbar. Bereiche mit einer höheren Fehlerrate werden daher von der Nutzung ausgeschlossen.

Für jede Verbindung wird die so erreichbare mittlere Datenrate ausgewertet. Auf Grund der Erkenntnisse in den vorangegangenen Abschnitten wird als Modulationsverfahren eine BPSK und bei sehr hohem SNR eine QPSK angenommen. Hierdurch ergeben sich die in Tab. 5.2 dargestellten maximal erreichbaren Datenraten für die Frequenzen des CENELEC A-Bandes sowie für den gesamten Frequenzbereich bis 148,5 kHz. Weiterhin ist jeweils ein Maß für die Verbindungsqualität (engl. quality of service, QoS) angegeben. Diese gibt die Wahrscheinlichkeit an, dass das Bitfehlerverhältnis weniger als 0,01 beträgt. Diese ist für den Fall der zeit- und frequenzadaptiven Trägerbelegung (t,f) sowie als Vergleich für eine feste Trägerbelegung (fix) angegeben. In Einzelfällen ist bei sehr guter Verbindungsqualität die feste Trägerzuordnung geringfügig besser. Vor allem bei den übrigen Verbindungen mit geringer Übertragungskapazität ist die Verbindungsqualität jedoch bei fester Trägerzuordnung sehr gering, so dass praktisch keine zuverlässige Datenübertragung mehr möglich ist. Mit adaptiver Trägerbelegung hingegen können Daten zuverlässig, wenn auch mit geringer Datenrate, übertragen werden. Lediglich in einem Fall (S4S3) ist trotz adaptiver Trägerzuordnung die erzielbare Datenrate im CENELEC A-Band mit 20 bit/s so gering, dass praktisch keine Kommunikation möglich wäre, die den Anforderungen entsprechen könnte.

Tabelle 5.2 Erreichbare Datenrate und Qualitätsbewertung bei adaptiver (t,f) und fester (fix) Trägerzuordnung (Modulationsverfahren: BPSK bzw. QPSK)

	30 – 95 kHz			30 – 148,5 kHz		
	$R_{t,f}$ (kbit/s)	$QoS_{t,f}$	QoS_{fix}	$R_{t,f}$ (kbit/s)	$QoS_{t,f}$	QoS_{fix}
S3S4	3,29	0,966	0,042	15,76	0,972	0,084
S4S3	0,02	0,993	0	4,14	0,975	0,585
S1S4	28,79	0,997	1	28,8	1	1
S4S1	28,45	0,996	0,992	28,8	1	1
S1S3	6,09	0,999	0	20,04	0,998	0,407
S3S1	12,41	0,977	0	56,38	0,997	0,906
S2S1	27,8	0,993	0,953	57,6	1	1
S1S2	42,71	0,993	0,06	57,6	0,999	1
S2S3	57,6	1	1	57,6	1	1
S3S2	57,6	1	1	57,6	1	1

5.3 Fazit der Evaluierung robuster Übertragungskonzepte

Die inkohärent demodulierte, differentielle Phasenumtastung erweist sich unter den schwierigen Kanalbedingungen und vielfältigen Störeinflüssen in NSN als robustes und gleichzeitig einfach zu realisierendes Modulationsverfahren, welches in Verbindung mit einer Mehrträgerübertragung die notwendige Flexibilität für ein adaptives System mit sich bringt. Die Leistungsfähigkeit des Verfahrens der zeit- und frequenzabhängigen Trä-

gerbelegung zeigt sich vor allem bei schwierigen Kanalbedingungen. Hierdurch wird in vielen Fällen eine Kommunikation ermöglicht, welche mit bisher verfügbaren Verfahren, speziell solche mit einer festen Trägerzuordnung, nicht möglich wäre.

Weiterführend kann aus den Ergebnissen geschlossen werden, dass eine Erweiterung der Bandbreite hin zu höheren Frequenzen, insbesondere auch oberhalb der bisher hierfür vorgesehenen CENELEC-Bänder, nicht nur die Datenrate, sondern auch die Zuverlässigkeit der Kommunikation erheblich verbessern kann.

6 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde, aufbauend auf einer umfassenden Messung und Analyse des Energieverteilnetzes hinsichtlich seiner Eigenschaften für die Nutzung zur Datenübertragung im Frequenzbereich bis 500 kHz, ein flexibles Datenübertragungskonzept auf der Grundlage des Mehrträgerverfahrens OFDM entwickelt und evaluiert.

6.1 Übersicht zu den Kanaleigenschaften

Durch zeitgleiche Messungen an verschiedenen Punkten innerhalb eines NSN wurden sowohl die Eigenschaften der Störung als auch die Übertragungsfunktion zwischen Messpunkten über einen langen Zeitraum aufgezeichnet und analysiert. Das zyklische Verhalten der Störung wurde dabei nicht nur als solches erfasst, sondern auch mit Hilfe der zyklostationären Signalanalyse quantitativ ausgewertet. Dabei lässt sich festhalten, dass das zyklische Verhalten vor allem bei Frequenzen innerhalb des CENELEC A-Bandes deutlich ausgeprägt ist und zu höheren Frequenzen hin tendenziell abnimmt. Trotz dieser Tendenz konnte durch ergänzende Messungen in verschiedenen weiteren NSN beobachtet werden, dass nicht grundsätzlich von einer Verbesserung der Bedingungen bei höheren Frequenzen ausgegangen werden kann und dass daher keine eindeutige Aussage hinsichtlich der Wahl eines Frequenzbereichs möglich ist. Die Wahl der geeigneten Frequenzbereiche muss vielmehr adaptiv erfolgen, um bei den unterschiedlichsten Bedingungen eine robuste Kommunikation zu ermöglichen. Auch die Übertragungsfunktion weist ein mit der Netzperiode synchrones Verhalten auf. Es konnte dabei eine Änderung des Phasengangs der Übertragungsfunktion innerhalb der Netzperiode festgestellt werden. Ein solches Verhalten hat gravierende Auswirkungen beim Einsatz von phasensensitiven Modulationsverfahren.

6.2 Resultierendes Datenübertragungskonzept

Das weit verbreitete Mehrträgerverfahren OFDM wurde um eine adaptive, netzperiodenabhängige Auswahl der zu nutzenden Träger erweitert. Die maximale Anzahl der genutzten Träger wurde dabei bezüglich der maximal zulässigen Sendeleistung optimiert. Das so entworfene System ermöglicht eine robuste Datenübertragung, selbst bei sehr schwierigen Kanalbedingungen, unter denen mit bisher eingesetzten Verfahren keine zuverlässige Kommunikation möglich ist. Dies gilt insbesondere im für Energiemehrwertdienste vorgesehenen Frequenzband bis 95 kHz, in welchem es bei Einsatz konventioneller Übertragungsverfahren, durch die vielfältigen Störeinflüsse, gehäuft zu Ausfällen der Kommunikation kommt.

6.3 Ausblick

Die Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit haben gezeigt, dass die Zuverlässigkeit der Kommunikation in den bisher vorgesehenen Frequenzbändern durch neuartige, passend modifizierte Verfahren und Vorgehensweisen erheblich verbessert werden kann. Dennoch kann dies nicht immer gewährleistet werden. Aus den Ergebnissen der Kanalanalysen geht hervor, dass sich die Bedingungen bei höheren Frequenzen grundsätzlich verbessern. Daher wäre eine Erweiterung des genutzten Frequenzbereichs bis 500 kHz oder darüber hinaus vorteilhaft, vor allem bei steigenden Anforderungen an die Kommunikationsinfrastruktur intelligenter Stromnetze. Hierfür wäre keine permanente Belegung der gesamten in Betracht gezogenen Bandbreite erforderlich, sondern es würde ausreichen, selektiv einzelne Frequenzbereiche zu nutzen und schützenswerte Bereiche auszusparen. Bei günstigeren Kanalverhältnissen und damit auch zu erwartenden geringeren Fehlerraten sollte bei der Planung und Optimierung von Übertragungssystemen auch die Energieeffizienz mit in die Betrachtungen einbezogen werden, um zu verhindern, dass letztlich ein bedeutender Teil des Einsparpotentials einer Smart-Grid-Realisierung für dessen Kommunikationsinfrastruktur selbst wieder benötigt wird.

Literaturverzeichnis

- [1] **Antoni, J.** *Cyclic spectral analysis in practice*. In: *Mechanical Systems and Signal Processing* 21.2 (2007), S. 597–630.
- [2] **Bannwell, T.** und **Galli, S.** *A New Approach to the Modeling of the Transfer Function of the Power Line Channel*. In: 2001, S. 325–330.
- [3] **Bannwell, T.** und **Galli, S.** *On the symmetry of the power line channel*. In: 2001, S. 319–324.
- [4] **Bauer, M.** *Vergleich von Mehrträger-Übertragungsverfahren und Entwurfskriterien für neuartige Powerline-Kommunikationssysteme zur Realisierung von Smart Grids*. Diss. Karlsruhe, 2012.
- [5] *Baustein für die Energiewende: 7 Eckpunkte für das „Verordnungspaket Intelligente Netze“*. Techn. Ber. Bundesministerium für Wirtschaft und Energie (BMWi), 2015.
- [6] **Berger, L. et al.**, Hrsg. *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing*. Taylor & Francis, 2014.
- [7] **Canete, F. et al.** *Analysis of the cyclic short-term variation of indoor power line channels*. In: *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* 24.7 (2006), S. 1327–1338.
- [8] **Canete, F. et al.** *A channel model proposal for indoor power line communications*. In: *Communications Magazine, IEEE* 49.12 (2011), S. 166–174.
- [9] **Cortes, J. A. et al.** *Characterization of the cyclic short-time variation of indoor power-line channels response*. In: *Power Line Communications and Its Applications, 2005 International Symposium on*. 2005.
- [10] **Cortes, J. et al.** *Analysis of the periodic impulsive noise asynchronous with the mains in indoor PLC channels*. In: *Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium on*. 2009, S. 26–30.
- [11] *D 3.2 Specification of OPEN meter OSI layers and multimetering networking interfaces*. Openmeter, 2011.

- [12] *Die Deutsche Normungsroadmap E-Energy / Smart Grid Version 1.0*. Techn. Ber. DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE (VDE/DKE), 2010.
- [13] **Dostert, K.** *Powerline-Kommunikation: Smart-Home-Gebäudeautomatisierung, Internet aus der Steckdose, EMV-Aspekte*. Poing: Franzis, 2000.
- [14] *EN 50065-1:2011, Signalling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148,5 kHz - Part 1: General requirements, frequency bands and electromagnetic disturbances*. CENELEC, 2011.
- [15] *EN 50561-1:2013, Power line communication apparatus used in low-voltage installations - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement - Part 1: Apparatus for in-home use*. CENELEC, 2013.
- [16] **Ferreira, H. C. J.**, Hrsg. *Power line communications : theory and applications for narrowband and broadband communications over power lines*. Chichester: Wiley, 2010.
- [17] **Forney, G.** *Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference*. In: *Information Theory, IEEE Transactions on* 18.3 (1972), S. 363–378.
- [18] *G.9902 : Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for ITU-T G.hnem networks*. 2012.
- [19] **Gallager, R. G.** *Low-Density Parity-Check Codes*. M.I.T. Press, 1963.
- [20] **Gallager, R. G.** *Information theory and reliable communication*. Wiley, 1968.
- [21] **Hiebel, M.** *Fundamentals of vector network analysis*. 1. ed. München: Rohde & Schwarz, 2007.
- [22] *IEEE Standard for Low-Frequency (less than 500 kHz) Narrowband Power Line Communications for Smart Grid Applications*. 2013.
- [23] **Ihara, S.** *On the capacity of channels with additive non-gaussian noise*. In: *Information and Control* 37.1 (1978), S. 34–39.
- [24] **Jiang, T.** und **Wu, Y.** *An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals*. In: *Broadcasting, IEEE Transactions on* 54.2 (2008), S. 257–268.
- [25] **Jondral, F.** *Nachrichtensysteme : Grundlagen - Verfahren - Anwendungen*. Weil der Stadt: Schlembach, 2001.
- [26] **Kammeyer, K.-D.** *Nachrichtenübertragung : mit 38 Tabellen*. Hrsg. von **Bosert, M.** [5., durchges. und erg. Aufl. Studium. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2011.

- [27] **Kammeyer, K.-D.** und **Kroschel, K.** *Digitale Signalverarbeitung : Filterung und Spektralanalyse; mit MATLAB-Übungen; mit 33 Tabellen.* 7., erw. u. korr. Aufl. Studium. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2009.
- [28] **Katayama, M., Yamazato, T.** und **Okada, H.** *A mathematical model of noise in narrowband power line communication systems.* In: *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* 24.7 (2006), S. 1267–1276.
- [29] **Kiencke, U., Schwarz, M.** und **Weickert, T.** *Signalverarbeitung : Zeit-Frequenz-Analyse und Schätzverfahren.* München, 2008.
- [30] **Koch, M.** *EU Regulation of high-speed Powerline Communication in the spectrum 150-500 kHz.* Techn. Ber. devolo, 2013.
- [31] *Kosten-Nutzen-Analyse für einen flächendeckenden Einsatz intelligenter Zähler.* Techn. Ber. Ernst und Young, 2013.
- [32] **Kuzlu, M., Pipattanasomporn, M.** und **Rahman, S.** *Communication network requirements for major smart grid applications in HAN, NAN and WAN.* In: *Computer Networks* 67 (2014), S. 74–88.
- [33] **Lampe, L.** und **Vinck, A.** *On cooperative coding for narrow band PLC networks.* In: *AEU - International Journal of Electronics and Communications* 65.8 (2011), S. 681–687.
- [34] **Liu, W.** *Emulation of Narrowband Powerline Data Transmission Channels and Evaluation of PLC Systems.* Zugl.: Karlsruhe, KIT, Diss., 2013. Diss. Karlsruhe, 2013.
- [35] **Lu, X., Kim, I. H.** und **Vedantham, R.** *Implementing PRIME for Robust and Reliable Power Line Communication (PLC).* Techn. Ber. Texas Instruments, 2013.
- [36] **MacKay, D. J. C.** *Information theory, inference and learning algorithms.* Cambridge University Press, 2003.
- [37] **Madisetti, V. J.** Hrsg. *The digital signal processing handbook.* The electrical engineering handbook series. Boca Raton, Fla.: CRC Press, 1998.
- [38] *Modern Grid Benefits.* Techn. Ber. National Energy Technology Laboratory for the U. S. Department of Energy, 2007.
- [39] *„Moderne Verteilernetze für Deutschland“ (Verteilernetzstudie).* Techn. Ber. Bundesministerium für Wirtschaft und Energie (BMWi), 2014.
- [40] **Nassar, M. et al.** *Cyclostationary noise modeling in narrowband powerline communication for Smart Grid applications.* In: *Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2012 IEEE International Conference on.* 2012, S. 3089–3092.

- [41] *Nationale Anforderungen an Schmalband-PLC*. Techn. Ber. DKE, AK 0.141 „PLC“ im K461, 2010.
- [42] **Ohno, O. et al.** *A Simple Model of Cyclostationary Power-line Noise for Communication Systems*. In: 1998, S. 115–122.
- [43] **Onwunta, E. und Kahn, M. T. E.** *Smart Grid Concept and Developments: The Relevance to South Africa*. In: *Journal of Energy and Power Engineering* 8.11 (2014), S. 1952–1963.
- [44] *PRIME 1.4 Specifications*. <http://www.prime-alliance.org>. Abgerufen am 27.11.2014.
- [45] **Proakis, J. G. und Salehi, M.** *Digital communications*. 4. ed. McGraw-Hill series in electrical and computer engineering. Boston [u.a.]: McGraw-Hill, 2001.
- [46] **Puente León, F. und Kiencke, U.** *Messtechnik : Systemtheorie für Ingenieure und Informatiker*. 8., gründlich überarb. Aufl. Berlin: Springer, 2011.
- [47] *Recommendation G.9903 : Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for G3-PLC networks*. 2014.
- [48] **Rooch, A.** *Statistik für Ingenieure : Wahrscheinlichkeitsrechnung und Datenauswertung endlich verständlich*. Springer-Lehrbuch. Berlin: Springer Spektrum, 2014.
- [49] **Sadiku, M.** *Elements of Electromagnetics*. Oxf Ser Elec Series. Oxford University Press, Incorporated, 2010.
- [50] **Sancha, S. et al.** *A Channel Simulator for Indoor Power-line Communications*. In: *Power Line Communications and Its Applications, 2007. ISPLC '07. IEEE International Symposium on*. 2007, S. 104–109.
- [51] **SC205A**, *Electromagnetic Interference between Electrical Equipment/Systems in the Frequency Range below 150 kHz*. Techn. Ber. CENELEC, 2010.
- [52] **SC205A**, *Electromagnetic Interference between Electrical Equipment/Systems in the Frequency Range below 150 kHz, Ed. 2*. Techn. Ber. CENELEC, 2013.
- [53] **Schaub, T.** *Spread frequency shift keying*. In: *Communications, IEEE Transactions on* 42.234 (1994), S. 1056–1064.
- [54] **Schlienz, U.** *Schaltnetzteile und ihre Peripherie : Dimensionierung, Einsatz, EMV*. 5., aktualisierte und verb. Aufl. Praxis. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2012.
- [55] **Shannon, C. E.** *A Mathematical Theory of Communication*. In: *Bell System Technical Journal* 27.3 (1948), S. 379–423.

- [56] *Smart Energy made in Germany, Erkenntnisse zum Aufbau und zur Nutzung intelligenter Energiesysteme im Rahmen der Energiewende.* Techn. Ber. Bundesministerium für Wirtschaft und Energie, 2014.
- [57] **Van der Ouderaa, E., Schoukens, J. und Renneboog, J.** *Peak factor minimization using a time-frequency domain swapping algorithm.* In: *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on* 37.1 (1988), S. 145–147.
- [58] **Welch, P. D.** *The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms.* In: *Audio and Electroacoustics, IEEE Transactions on* 15.2 (1967), S. 70–73.
- [59] **Wirtschaft und Energie, B. für.** *Bekanntmachung Forschungsförderung im 6. Energieforschungsprogramm.* Techn. Ber. 2014.
- [60] **Zimmermann, M. und Dostert, K.** *A multipath model for the powerline channel.* In: *Communications, IEEE Transactions on* 50.4 (2002), S. 553–559.
- [61] **Zimmermann, M.** *Energieverteilnetze als Zugangsmedium für Telekommunikationsdienste.* Aachen: Shaker, 2000.

Eigene Veröffentlichungen

- [62] **Bauer, M., Sigle, M. und Dostert, K.** *Evaluation von PLC-Übertragungssystemen für Smart Metering.* In: *Technisches Messen* 77.10 (2010), S. 516–523.
- [63] **Dostert, K., Sigle, M. und Liu, W.** *Narrowband Characterisation in an Office Environment.* In: *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing.* Hrsg. von **Berger, L. et al.** Taylor & Francis, 2014, S. 39–68.
- [64] **Dostert, K., Sigle, M. und Liu, W.** *Narrowband PLC Channel and Noise Emulation.* In: *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing.* Hrsg. von **Berger, L. et al.** Taylor & Francis, 2014, S. 575–600.
- [65] **Liu, W., Sigle, M. und Dostert, K.** *Advanced emulation of channel transfer functions for performance evaluation of powerline modems.* In: *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2011 IEEE International Symposium on.* 2011, S. 446–451.
- [66] **Liu, W., Sigle, M. und Dostert, K.** *Channel characterization and system verification for narrowband power line communication in smart grid applications.* In: *Communications Magazine, IEEE* 49.12 (2011), S. 28–35.

- [67] **Liu, W., Sigle, M. und Dostert, K.** *Channel phase distortion and its influence on PLC systems.* In: *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2012 16th IEEE International Symposium on.* 2012, S. 268–273.
- [68] **Opalko, O., Sigle, M. und Dostert, K.** *Detection of AM broadcasting stations on low voltage power lines.* In: *Power Line Communications and its Applications (ISPLC), 2014 18th IEEE International Symposium on.* 2014, S. 87–92.
- [69] **Sigle, M., Bauer, M. und Dostert, K.** *Characteristics of the low voltage grid being used as a communication medium for smart grid applications.* In: *4th Workshop on Powerline Communications.* Boppard, Germany, 2010.
- [70] **Sigle, M., Liu, W. und Dostert, K.** *On the impedance of the low-voltage distribution grid at frequencies up to 500 kHz.* In: *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2012 16th IEEE International Symposium on.* 2012, S. 30–34.
- [71] **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.
- [72] **Sigle, M. et al.** *Transmission channel properties of the low voltage grid for narrowband power line communication.* In: *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2011 IEEE International Symposium on.* 2011, S. 289–294.

Betreute studentische Arbeiten

- [73] **Busam, M.** *Untersuchung des zyklstationären Störszenarios auf Niederspannungsnetzen.* KIT, 2013.
- [74] **Feld, F.** *Einfluss von Repeating auf die Performance von Schmalband-PLC Netzwerken.* KIT, 2012.
- [75] **Feld, F.** *Modellierung der Eingangsimpedanz von Schaltnetzteilen für Schmalband-PLC.* KIT, 2013.
- [76] **Gentz, R.** *Untersuchung von Synchronisationsverfahren für ein PLC-Messsystem.* KIT, 2013.
- [77] **Kadje, S.** *Evaluierung eines Mixed-Signal FPGAs als Basis für ein Kommunikationssystem.* KIT, 2011.
- [78] **Kimmerle, M.** *Modellierung von Niederspannungsleitungen als gekoppeltes Leitersystem.* KIT, 2012.

-
- [79] **Kleindieck, J.** *Robuste Symbolsynchronisation für die Powerline Kommunikation.* KIT, 2011.
- [80] **Kleinert, M.** *Systementwurf mit einem System-on-Chip FPGA.* KIT, 2014.
- [81] **Odic, T.** *Entwurf und Aufbau eines intelligenten Stromzählers.* KIT, 2011.
- [82] **Odic, T.** *Entwurf und Implementierung eines Analogen Frontends für die Datenübertragung über Niederspannungsnetze.* KIT, 2011.
- [83] **Ruprecht, B.** *Flexibler Entwurf von PLC-Systemen auf Basis eines Softwarekonfigurierbaren Modems.* KIT, 2011.
- [84] **Schneider, J.** *Modellierung periodischer Störungen auf Niederspannungsnetzen.* KIT, 2011.
- [85] **Umminger, C.** *Untersuchung von Kanalcodierungsverfahren für die Schmalband-Powerline-Kommunikation.* KIT, 2012.
- [86] **Waibel, M.** *Evaluierung von Einträgerübertragungsverfahren für Schmalband-PLC.* KIT, 2013.
- [87] **Winkler, A.** *Analyse von Impulsstörungen auf Niederspannungsnetzen.* KIT, 2011.

Forschungsberichte aus der Industriellen Informationstechnik (ISSN 2190-6629)

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

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

Die Bände sind unter www.ksp.kit.edu als PDF frei verfügbar oder als Druckausgabe bestellbar.

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

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

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

ISSN 2190-6629
ISBN 978-3-7315-0539-6

ISBN 978-3-7315-0539-6



9 783731 505396 >