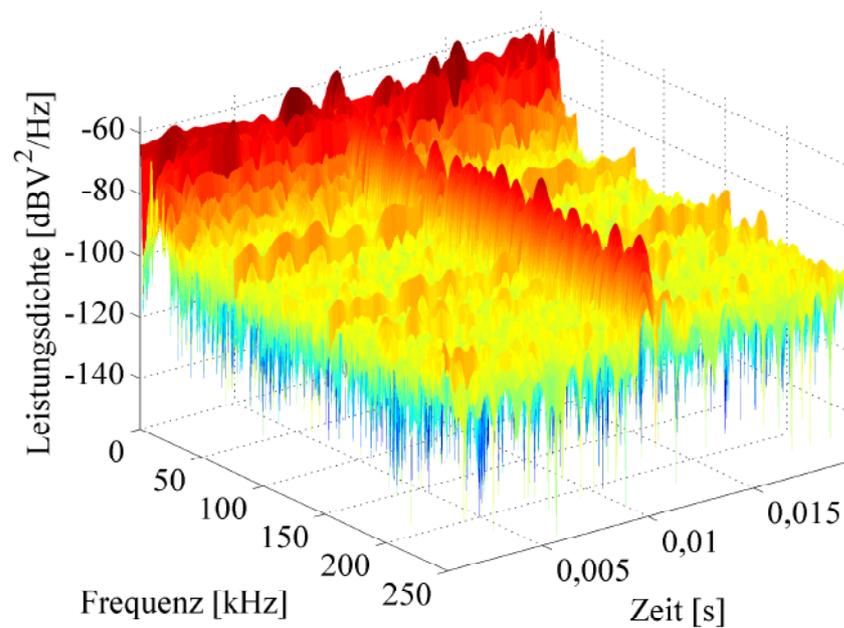


Timo Kistner

Ein neuartiges mehrträgerbasiertes PLC-System mit störresistenter Synchronisation



Timo Kistner

**Ein neuartiges mehrträgerbasiertes PLC-System mit
störresistenter Synchronisation**

Ein neuartiges mehrträgerbasiertes PLC-System mit störresistenter Synchronisation

von
Timo Kistner



universitätsverlag karlsruhe

Dissertation, Universität Karlsruhe (TH)
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2008

Impressum

Universitätsverlag Karlsruhe
c/o Universitätsbibliothek
Straße am Forum 2
D-76131 Karlsruhe
www.uvka.de



Dieses Werk ist unter folgender Creative Commons-Lizenz
lizenziert: <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/2.0/de/>

Universitätsverlag Karlsruhe 2008
Print on Demand

ISBN: 978-3-86644-224-5

Ein neuartiges mehrträgerbasiertes PLC-System mit störresistenter Synchronisation

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Karlsruhe (TH)

genehmigte

DISSERTATION

von
Dipl.-Ing. Timo Kistner
aus Malsch

Tag der mündlichen Prüfung:
Hauptreferent:
Korreferent:

07. Februar 2008
Prof. Dr.-Ing. habil. K. Dostert
Prof. Dr.-Ing. K. D. Müller-Glaser

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Industrielle Informationstechnik (IIIT) an der Universität Karlsruhe (TH).

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert danke ich für die Initiierung und Förderung der Arbeit sowie für die Übernahme des Hauptreferats. Besonders bedanken möchte ich mich für die zahlreichen Diskussionen und Verbesserungsvorschläge.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Klaus D. Müller-Glaser, Leiter des Instituts für Technik der Informationsverarbeitung (ITIV) an der Universität Karlsruhe (TH), danke ich für die Übernahme des Korreferats und das der Arbeit entgegengebrachte Interesse.

Bei allen Kollegen des Instituts für Industrielle Informationstechnik möchte ich mich für die angenehme Zusammenarbeit sowie die fachlichen Diskussionen bedanken. In ganz besonderem Maße danke ich meinen ehemaligen Kollegen Dr.-Ing. Marko Babic, Dr.-Ing. Jörg Bausch und Dr.-Ing. Thorsten Huck für die sorgfältige fachliche Korrektur dieser Arbeit. Weiterhin bedanke ich mich bei meinen Studenten, die mit ihren Ausarbeitungen wertvolle Beiträge zu diesem Projekt lieferten.

Für die Unterstützung und die Lösung zahlreicher organisatorischer Probleme bedanke ich mich bei Frau Manuela Koffler und Frau Mirta Bachmann, sowie bei Herrn Dieter Brandt für die Administration der Institutsrechner. In ganz besonderem Maße danke ich Herrn Stefan Seelinger, der trotz zahlreicher Varianten immer wieder aufs Neue Prototypen von Platinen herstellte, diese mit unzähligen Bauteilen bestückte und damit einen wichtigen Beitrag für diese Arbeit lieferte.

Mein besonderer Dank gilt all den Menschen in meinem persönlichen Umfeld, die mir während meiner Promotion ein ständiger Rückhalt waren und mich begleitet haben. Durch das entgegengebrachte Verständnis, die Unterstützung und Motivation haben meine Familie und meine Freunde wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Kommunikation auf Energieversorgungsnetzen	4
1.3 Stand der Technik	6
1.4 Ziele und Gliederung der Arbeit	9
2 Analyse der Kanaleigenschaften des Energieversorgungsnetzes	13
2.1 Kanalmodell	14
2.2 Übertragungsdämpfung von Niederspannungsleitungen	15
2.2.1 Eigenschaften der Energieversorgungskabel	16
2.2.2 Untersuchung der Netzzugangsimpedanz	19
2.2.3 Amplitudengang	24
2.3 Störumgebung	25
2.3.1 Farbige Hintergrundrauschen	27
2.3.2 Schmalbandstörer	28
2.3.3 Impulsstörer	29
2.4 Simulationsmodell der Kanaleigenschaften	36
2.4.1 Modellierung der Übertragungsfunktion von PLC-Kanälen	36
2.4.2 Modellierung des Störszenarios	38
2.4.3 Referenzszenarien	46
2.5 Emulation der Netzeigenschaften	47
2.6 Zusammenfassung	49
3 Regulierung und Normierung	51
3.1 Die CENELEC-Norm EN 50065	52
3.1.1 Normierung der Frequenzbänder	52
3.1.2 Klassifizierung der Betriebsmittel	54
3.1.3 Störgrenzwerte	58
3.2 Analyse der Norm EN 50065	59
3.2.1 Netznachbildung und Zugangsimpedanz	59
3.2.2 Bandbreite, Ausgangspegel und resultierende Leistung	60
3.3 Zusammenfassung	62
4 Entwurf eines OFDM-basierten PLC-Systems	65
4.1 Physikalische Nachrichtenübermittlung	66

4.2	Das Mehrträgerverfahren OFDM	69
4.2.1	Struktur von OFDM-Sender und -Empfänger	71
4.2.2	Intersymbol- und Interkanalinterferenz	75
4.2.3	Zyklische Schutzintervalle	76
4.2.4	Übertragungsrate und spektrale Effizienz	78
4.2.5	Modulation der Unterträger	80
4.3	Synchronisation	82
4.3.1	Methoden der Symbolsynchronisation	83
4.3.2	Klassische Verfahren der Symboltaktückgewinnung	85
4.3.3	Nulldurchgangsdetektion	89
4.4	Konzeption eines neuartigen PLC-Systems	106
4.4.1	OFDM-basierter digitaler Systementwurf	108
4.4.2	Analoges Frontend und Sendeendstufe	117
4.5	Zusammenfassung	119
5	Konzeption einer automatischen Verstärkungsregelung	121
5.1	Grundstruktur der AGC	122
5.2	Erweiterung der Grundstruktur	127
5.3	Simulation der automatischen Verstärkungsregelung	130
5.4	Implementierung und Test der AGC	134
5.5	Zusammenfassung	137
6	Untersuchung von Kanalcodierungs- und ARQ-Verfahren	139
6.1	Kanalbedingte Fehlermuster	140
6.1.1	Untersuchung der Fehlermuster	140
6.1.2	Einfluss der Parameter des Kommunikationssystems	141
6.1.3	Einfluss des Störszenarios	143
6.2	Grundlagen der Kanalcodierung	146
6.2.1	Blockcodes	147
6.2.2	Faltungscodes	150
6.2.3	Interleaving-Verfahren	153
6.3	ARQ-Verfahren	154
6.4	Simulationsergebnisse	158
6.4.1	Uncodiertes OFDM-System	159
6.4.2	BCH-codiertes OFDM-System	160
6.4.3	Faltungscodiertes OFDM-System	163
6.4.4	Interleaving-Verfahren	167
6.4.5	OFDM-System und ARQ-Verfahren	170
6.4.6	Vergleich von FEC- und ARQ-Verfahren	173
6.5	Zusammenfassung	175

7 Analyse der Prototypen des PLC-Systems	177
7.1 Implementierung der Prototypen	178
7.2 Parameter des Testsystems und Referenzkanäle	181
7.3 Ergebnisse der Messreihen	184
7.4 Zusammenfassung	188
8 Zusammenfassung	191
9 Literaturverzeichnis	195
Anhang A: Messung und Untersuchung der Netzzugangsimpedanz	207
Anhang B: Parameter der Störklassen	211
Anhang C: CORDIC-Algorithmus	215
Anhang D: Verzeichnis der Formelzeichen	219
Anhang E: Abkürzungsverzeichnis	225

1 Einleitung

1.1 Motivation

Die Nachfrage und der Bedarf an natürlichen Ressourcen zur Umwandlung von Energie haben in den vergangenen 30 Jahren stetig, teils dramatisch zugenommen [KdEG06]. Rohstoffe, die in der Natur in Millionen von Jahren entstanden sind, werden aufgrund des intensiven Verbrauchs von Energie jeglicher Art innerhalb absehbarer Zeiträume erschöpft sein. Daneben trägt die ausgiebige Nutzung fossiler Energieträger zur massiven Schädigung der Umwelt bei. Nicht zuletzt stellen die Abhängigkeit von fossilen Brennstoffen und die angespannte Versorgungslage wie auch der radikale, sich deutlich abzeichnende Klimawandel die Staaten und Staatengemeinschaften weltweit vor beispiellose Herausforderungen. Diskussionen über den Erhalt der Umwelt und der Einsparung von Energie haben dabei innerhalb der letzten Jahre bereits zu ersten Ansätzen und Richtlinien bezüglich der Verminderung des Ressourcenverbrauchs geführt, die es umzusetzen gilt. Ein wichtiger Aspekt hinsichtlich der Energiesparmaßnahmen ist hierbei die Reduktion der Nutzung elektrischer Energie. Strukturelle ökonomische Maßnahmen, sowie technische Neuerungen haben innerhalb der letzten Jahre bereits eine deutliche Verbesserung der Energieeffizienz bewirkt. Nichtsdestotrotz verfügt beispielsweise die Europäische Union (EU) über ein Einsparpotenzial von mindestens weiteren 20% der Primärenergie. Insbesondere in Wohngebäuden wie auch in gewerblich genutzten Gebäuden sind Einsparpotenziale von 27% bzw. 30% des jeweiligen Gesamtverbrauches möglich [KdEG06].

Vor diesem Hintergrund verabschiedete das Europäische Parlament im Jahre 2006 eine Richtlinie über Endenergieeffizienz und Energiedienstleistungen [AdEU06]. Neben der Notwendigkeit, die Endenergieeffizienz zu verbessern, erneuerbare Energien zu fördern und damit gleichzeitig die Emissionen gefährlicher Treibhausgase zu verringern, ist die Steuerung der Energienachfrage als einer der Kernpunkte der Richtlinie zu sehen. Ein zentrales Thema, insbesondere im Hinblick auf die Einsparpotenziale bei Wohn- und Gewerbegebäuden, bildet hierbei die Steuerung der Nachfrage elektrischer Energie.

Vor allem die Energieversorgungsunternehmen (EVU) müssen demnach durch die Bereitstellung neuer Dienste für die Kunden einen wichtigen Beitrag zur Steigerung der Energieeffizienz leisten. Die „intelligente“ Erfassung der Verbrauchsdaten und eine entsprechende Auswertung müssen dabei zunächst sichergestellt werden. Zur Steuerung des Konsumentenverhaltens müssen die so gewonnenen Daten daraufhin dem Kunden zugänglich gemacht werden. Durch flexible Mehrtarifsysteme erhält der Kunde somit die Möglichkeit, sein Konsumverhalten anzupassen und in Abhängigkeit von der Tageszeit Energie günstiger zu beziehen. Auf Seiten der EVU wiederum sorgt das angepasste Verhalten der Konsumenten für eine Verschiebung des Energiebedarfes. Zeitliche Intervalle mit Spitzenlasten werden verringert, während sich der entsprechende Energiebedarf auf die Grund- und Mittellast verteilt. Die Auslastung von Grund- bzw. Mittellastkraftwerken wie beispielsweise Kernkraftwerke und Braunkohlekraftwerke wird somit hinsichtlich wirtschaftlicher und auch ökologischer Gesichtspunkte optimiert [AdEU06].

Neben der Steuerung des Kundenverhaltens durch flexible Tarife und einer daraus resultierenden transparenten Rechnungsstellung arbeiten die EVU an der Bereitstellung zusätzlicher Dienste zur weiteren Optimierung der Effizienz der Energienutzung. Diese allgemein unter dem Begriff Mehrwertdienste zusammengefassten Dienste beinhalten neben der Erfassung des Energieverbrauches die Fernsteuerung von Geräten beim Kunden, die Ferndiagnose und die Wartung von Betriebsmitteln und Kundengeräten, sowie die Möglichkeit des Energiemanagements beim Kunden. Um entsprechende Dienste bereitzustellen, bedarf es der regelmäßigen Abfrage der Zählerstände beim Endkunden. Das manuelle Erfassen der Daten von Stromzählern stellt hierbei aufgrund des hohen Personalbedarfs und den damit verbundenen Kosten keine praktikable Lösung dar. Auch die Ausstattung von Fahrzeugen mit Funksystemen zur drahtlosen Abfrage von Zählern, quasi im Vorbeifahren, konnte sich bislang aufgrund der

laufenden Betriebskosten nicht durchsetzen [Arzb98]. Von den laufenden Kosten abgesehen bieten diese Lösungen dem Kunden zudem keinerlei Möglichkeiten, den Zählerstand zeitnah abzufragen. Dienste zur Steuerung von Endkundengeräten sind damit nicht zu realisieren. Im Mittelpunkt des Interesses der Energieversorger steht daher die Entwicklung robuster, bidirektionaler und hinreichend schneller Systeme zur Datenübertragung. Die Fernabfrage von Energiezählern bildet hierbei den zentralen Ausgangspunkt zur Bereitstellung weiterer Dienste. Verschiedene Optionen wie die drahtlose Kommunikation mittels WLAN und GPRS, aber auch drahtgebundene Verfahren wie DSL können prinzipiell für die Zählerfernabfrage eingesetzt werden. Insbesondere Verfahren zur drahtlosen Kommunikation verursachen jedoch bereits bei der Installation hohe Kosten. Da sich Stromzähler häufig im Untergeschoss von Gebäuden befinden, ist eine drahtlose Kommunikation im Allgemeinen durch die baulichen Gegebenheiten nicht direkt möglich. Entsprechend müssen durch kostenintensive bauliche Maßnahmen Sendeeinrichtungen wie Antennen an der Hausaußenseite installiert werden. Bei der Nutzung drahtgebundener Kommunikationssysteme entfallen derartige Installationskosten in der Regel, da zumeist entsprechende Infrastrukturen in der Nähe der Stromzähler vorhanden sind. Neben den Installationskosten sind jedoch auch die laufenden Kosten zu berücksichtigen, die sich durch die Verwendung der jeweiligen Netze, seien sie nun drahtgebunden oder drahtlos, ergeben. Diese Kosten und die dadurch entstehende Abhängigkeit von Drittanbietern sind jedoch ein entscheidender Nachteil hinsichtlich der Wettbewerbsfähigkeit der EVU. Dennoch startete das Unternehmen Energie Baden-Württemberg (EnBW) im April 2007 ein Pilotprojekt zur Zählerfernabfrage mittels DSL. Die Teilnahme am Pilotprojekt wurde jedoch ausschließlich Kunden ermöglicht, die bereits „über einen Computer mit DSL-Flatrate“ verfügten [EnBW07]. Die bislang diskutierten Kommunikationssysteme sind heutzutage zwar neben den städtischen auch in vielen ländlichen Gebieten verfügbar, dürfen jedoch nicht die limitierenden Faktoren und Voraussetzungen zum Zugang zu Energiemehrwertdiensten darstellen.

Einen Lösungsansatz dieser Probleme bietet die bereits seit geraumer Zeit diskutierte Nutzung des Energieversorgungsnetzes zur Datenübertragung. Diese Technologie, im Englischen unter dem Begriff „Power Line Communications“ (PLC) bekannt, im deutschen Sprachraum als „Power Line Kommunikation“ bezeichnet, eliminiert Schwierigkeiten wie die Flächenabdeckung durch die jeweilige Kommunikationstechnologie, die Abhängigkeit von Drittanbietern und die daraus entstehenden Kosten, bei gleichzeitiger Bereitstellung der gewünschten

Mehrwertdienste. Dennoch konnte sich die PLC-Technologie bislang nicht in größerem Umfang am Markt behaupten. Die Gründe dafür sind vielfältig. Während Normen für den europäischen Raum nur für einen beschränkten Frequenzbereich verfügbar sind, wurden z.B. die Grenzwerte der Abstrahlung für PLC-Systeme in den USA erst kürzlich neu festgelegt. Die weltweite Festlegung eines einheitlichen Standards für die PLC-Technologie existiert jedoch bislang nicht, was die Entwicklung der Kommunikationssysteme erheblich beeinträchtigt. Daneben haben insbesondere vielfältige technische Probleme der PLC-Technologie potentielle Kunden verunsichert. So wurde die erste Generation von PLC-Modems ohne hinreichende Kenntnisse über die Eigenschaften des Übertragungskanals und die Störszenarien entwickelt. Die Erwartungen hinsichtlich der angestrebten Datenraten und der Ausfallsicherheit konnten somit in den meisten Fällen nicht erfüllt werden. Zahlreiche Untersuchungen der letzten Jahre zu den Kanaleigenschaften und dem Störszenario haben jedoch mittlerweile eine hinreichende Grundlage zum Entwurf von robusten, an den PLC-Kanal angepassten Kommunikationssystemen geschaffen. Im Rahmen dieser Arbeit werden alle verfügbaren Erkenntnisse analysiert. Auf dieser Basis wird ein wichtiger Beitrag zum Entwurf und zur Optimierung von PLC-Systemen für die Zählerfernabfrage und die Bereitstellung von Energiemehrwertdiensten erarbeitet.

1.2 Kommunikation auf Energieversorgungsnetzen

In Mitteleuropa bietet das Energieversorgungsnetz eine flächendeckende Struktur. Die einzelnen hierarchischen Stufen des Netzes gliedern sich dabei in die Ebenen der Höchst- bzw. Hochspannung (110 kV – 380 kV), der Mittelspannung (6 kV – 60 kV) und der Niederspannung (230 V – 400 V) [VDNE06], wie in Abbildung 1.1 schematisch dargestellt. Dabei sind die Spannungen an die jeweils zu überbrückenden Entfernungen angepasst. Die Kopplung der einzelnen Ebenen ist mittels Transformatoren, die sich innerhalb von Umspannanlagen und Ortsnetzstationen befinden, realisiert. Betrachtet man den Grad der Verzweigung der Netze, so steigt dieser von der Hochspannungsebene über die Mittel- zur Niederspannungsebene an. Unterschiedlichste Bauformen und Ausführungen der Kabel und Leitungen finden sowohl als Freileitungen wie auch als Erdkabel auf der Mittel- und Niederspannungsebene Anwendung. Die daraus resultierenden vielfältigen Netztopologien verbindet jedoch eine wichtige Eigenschaft: Während herkömmliche Kommunikationsleitungen stets an die gewünschten Eigenschaften der Datenübertragung angepasst werden, ist das Stromnetz für die verlustarme

Übertragung von Energie ausgelegt und weist keinerlei nachrichtentechnisch wünschenswerte Eigenschaften auf. Störsignale können auf dem Energieversorgungsnetz ein- und ausgekoppelt werden, da die Stromleitungen im Gegensatz zu klassischen Kommunikationsleitungen im Allgemeinen nicht geschirmt oder verdrillt sind. Weiterhin ist auch der Einsatz von geeigneten Leitungsabschlüssen zur Vermeidung von Signalreflexionen aufgrund der Komplexität des Stromnetzes nicht praktikabel. Aus dieser Sicht stellt das Energieversorgungsnetz einen Kommunikationskanal mit äußerst widrigen Eigenschaften dar. Die Lösungen, wie sie im weiteren Verlauf dieser Arbeit diskutiert werden, umfassen dementsprechend robuste Verfahren, um eine ausfallsichere und effiziente Kommunikation auf dem Energieversorgungsnetz zu gewährleisten.

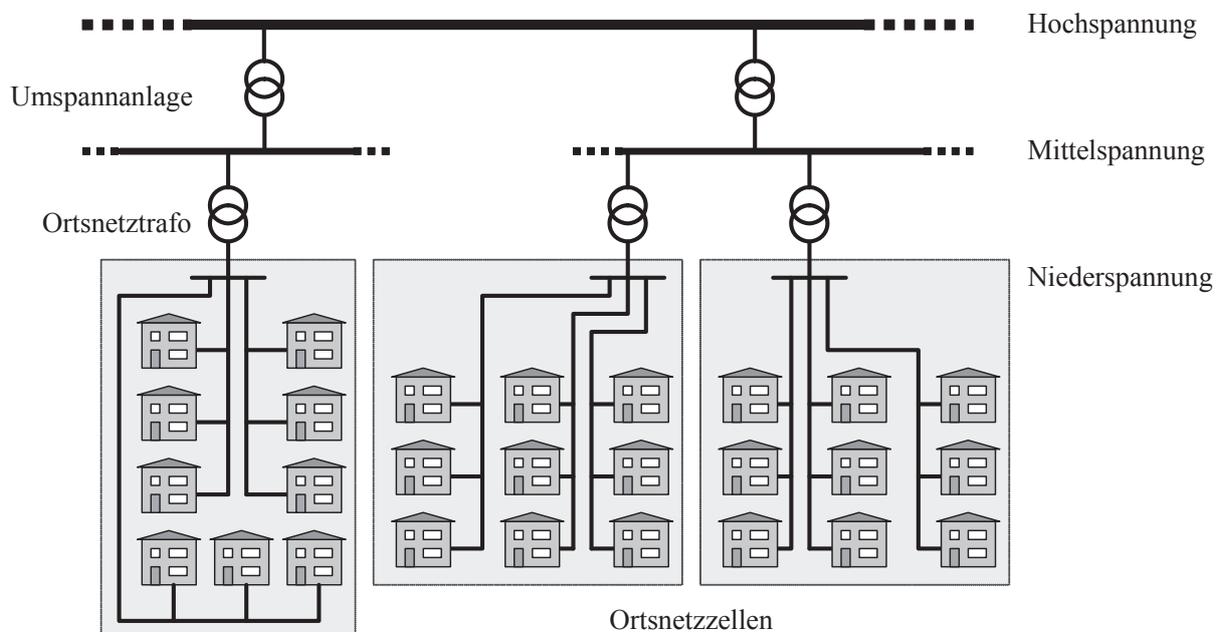


Abbildung 1.1: Topologie des elektrischen Energieversorgungsnetzes

Grundsätzlich können alle drei zuvor genannten Netzebenen zur Übertragung von Daten und Sprache genutzt werden. Dabei kann zwischen Zugangsnetzen und Inhausnetzen unterschieden werden. Das Zugangsnetz, das auch als Access-Domäne bezeichnet wird, umfasst sowohl Weitverkehrsnetze (WAN) als auch Ortsverteilnetze, welche auch als „letzte Meile“ bezeichnet werden. Im Allgemeinen weist das Ortsverteilnetz eine Baum- bzw. Sternstruktur auf. Ausgehend von der Trafostation als Knotenpunkt verzweigen in der Regel mehrere Kabelstränge zu den jeweils zugeordneten Haushalten, wobei einige

hundert Haushalte pro Strang versorgt werden können [Zimm00]. Die Trafostation selbst stellt dabei die Schnittstelle zur Mittelspannungsebene des Energieverteilnetzes dar. Das Ortsverteilnetz endet am jeweiligen Hausanschluss, wo es in das Inhausnetz übergeht.

Erste Implementierungen von Kommunikationssystemen auf dem Stromnetz wurden bereits vor mehr als 80 Jahren in Betrieb genommen. Mittels der Trägerfrequenztechnik auf Hochspannungsleitungen (TFH) wurden um 1920 erste Kommunikationssysteme für Aufgaben der EVU wie Betriebsführung, Überwachung und Beseitigung von Anlagenstörungen in Betrieb genommen. Die seit 1930 auf der Mittel- und Niederspannungsebene eingesetzte Tonfrequenz-Rundsteuertechnik (TRT) stellt hingegen zusätzlich unidirektionale Kommunikationskanäle zum Endkunden zur Verfügung. Aufgrund der geringen Datenrate von wenigen Bit pro Sekunde wird die TRT jedoch ausschließlich zur Lastverteilung, zur Tag-/Nachtariftarumschaltung und zur Steuerung der Straßenbeleuchtung angewendet [Dost00].

1.3 Stand der Technik

Mit dem Wegfall des Telekommunikationsmonopols und der Deregulierung der Energiemärkte im Jahr 1998 begannen zusätzliche intensive Bestrebungen, das Niederspannungsnetz für Kommunikationszwecke zu nutzen. Da zu diesem Zeitpunkt nur unzureichende Erkenntnisse über die Kanaleigenschaften typischer Power Line Kanäle vorlagen, wurden zunächst bereits bestehende Systemkonzepte beispielsweise aus den Bereichen Mobilfunk, WLAN und ADSL übernommen, ohne deren Ansätze an das Energieversorgungsnetz anzupassen. Betrachtet man zunächst Entwicklungen von PLC-Systemen für hohe Datenraten, so blieb die Leistungsfähigkeit dieser Systeme mit Datenraten bis maximal 4 Mbit/s weit hinter den Erwartungen zurück, sowohl im Zugangs- als auch im Inhausbereich. Obwohl das Energieversorgungsnetz nicht für die Übertragung von Daten konzipiert ist, hatten Untersuchungen gezeigt, dass in Abhängigkeit von den Kanaleigenschaften Datenraten zwischen 10 Mbit/s in ungünstigen und bis zu weit über 100 Mbit/s in günstigen Fällen erreicht werden können [Zimm00]. Erst die damals zeitgleich zur Systementwicklung initiierten, detaillierten Untersuchungen der Kanaleigenschaften der Stromnetze verdeutlichten die Komplexität des Kommunikationsmediums Energieversorgungsnetz [Babi07]. Anhand der neuen Erkenntnisse gelang es, die

Datenrate in der zweiten Generation von Modems gemäß dem Standard HomePlug 1.0 [LinL03] auf bis zu 14 Mbit/s unter günstigen Kanalbedingungen zu steigern. Seit dem Jahr 2005 ist auf Basis des Nachfolgestandards HomePlug AV [Afk05] eine weitere Modemgeneration verfügbar. Im Rahmen paralleler Entwicklungen des europäischen OPERA-Konsortiums werden derzeit unter günstigen Kanaleigenschaften sogar Datenraten bis zu 200 Mbit/s angestrebt [Babi07]. Dabei ist jedoch kritisch zu erwähnen, dass PLC-Systeme gemäß HomePlug-Standard konform zum seit Oktober 2004 gültigen Regelwerk der Vereinigten Staaten im zweistelligen Megahertzbereich arbeiten, siehe [FCCM04] und [Roma05]. In Europa existiert hingegen keine Norm für den entsprechenden Frequenzbereich. Neben PLC-Modems zur schnellen Datenübertragung begann 1998 zeitgleich die Entwicklung von PLC-Systemen für Steuerungs- und Automatisierungsaufgaben, die aufgrund der geforderten Leistungen vergleichsweise geringe Datenraten bereitstellen sollten. Neben der Automatisierung und zentralen Steuerung innerhalb von Privathaushalten, den so genannten Smart Homes [Hark04], wurde insbesondere die Einführung von PLC-Systemen zur Fernabfrage von Stromzählern diskutiert. Basierend auf der Norm EN 50065 [CENE02], die in Europa den Frequenzbereich von 3 bis 148,5 kHz reguliert, wurden erste PLC-Modems mit Datenraten bis zu 4 kbit/s entwickelt [Arzb98]. Aufgrund der mangelnden Kenntnisse der Kanaleigenschaften konnte sich jedoch auch diese erste Generation schmalbandiger PLC-Modems nicht am Markt behaupten. Hinsichtlich entsprechender PLC-Modems amerikanischer und japanischer Herkunft ist zusätzlich zu beachten, dass diese unter Beachtung der jeweiligen landesspezifischen Normierung einen erweiterten Frequenzbereich bis 450 kHz nutzen und die Norm EN 50065 demnach nicht eingehalten wird.

In den vergangenen Jahren konnten in zahlreichen Studien wie [Aret00], [Phil02] und [Baus05] umfangreiche Erkenntnisse in Bezug auf die Kanaleigenschaften im Frequenzbereich der EN 50065 gewonnen werden. Diese Erkenntnisse haben sich mittlerweile auf eine zweite Generation schmalbandiger PLC-Modems ausgewirkt. Nichtsdestotrotz wird wichtigen physikalischen Bedingungen der Power Line Kanäle auch in den derzeitigen Modemgenerationen noch nicht die notwendige Beachtung geschenkt. Tabelle 1.1 gibt einen Überblick über die derzeit für den europäischen Markt verfügbaren PLC-Modems im niederfrequenten Übertragungsbereich gemäß CENELEC-Norm EN 50065. Zu beachten ist dabei, dass die aufgeführten Modems die verfügbare Bandbreite häufig nicht ausnutzen. Zur Übertragung kommen hingegen meistens schmalbandige Modulationsverfahren wie Frequenzumtastung (engl.: Frequency

Shift Keying, FSK) und Phasenumtastung (engl.: Phase Shift Keying, PSK) zum Einsatz. Innerhalb des belegten Übertragungsbandes kann die Dämpfung des PLC-Kanals hiermit für schmalbandige Übertragungsverfahren als konstant angenommen und das Störszenario als weißes Rauschen angenähert werden. Einfache, nicht adaptive Systeme lassen sich damit kostengünstig und ohne aufwändige Kanalentzerrung implementieren. Aufgrund der schwierigen Eigenschaften des PLC-Kanals ergeben sich jedoch gerade durch diese Vereinfachungen massive Schwierigkeiten hinsichtlich der Robustheit der Übertragung, insbesondere im Hinblick auf Fragen der Synchronisation. Stark frequenzselektive Dämpfungen und Schmalbandstörer innerhalb des Übertragungsbandes verringern das Signal-Rauschverhältnis (engl.: Signal-to-Noise-Ratio, SNR) weiterhin derart, dass eine zuverlässige Übertragung mit schmalbandigen Systemen nicht mehr zu gewährleisten ist.

Tabelle 1.1: PLC-Systeme für die Übertragung gemäß EN 50065

Hersteller	Baustein	Modulationsverfahren	Frequenzbereich in kHz	max. Datenrate in kbit/s
Adaptive Networks [AdaN05]	AN48	PSK	9-95	4,8
AMI Semiconductor [AMIS05]	AMIS30585	FSK	9-95	1,44
Busch-Jaeger [Busc04]	Powernet EIB	FSK	95-125	1,2
Echelon [Eche05]	PL 3120 PL 3150	PSK	75-132	5,4
ST Microelectronics [STMi06a]	ST7538Q	FSK	60-132,5	4,8
[STMi06b]	ST7540	FSK	60-132,5	4,8
Texas Instruments [TexI05]	TMS320- C2000	PSK	131,579	3,748
Yitran [Yitr05]	IT800D	DCSK	9-148,5	2,5

Da die Eigenschaften eines PLC-Kanals mit jeder Übertragungsstrecke variieren, kann zudem keine einheitliche Übertragungsfrequenz gefunden werden, die auf allen Strecken eine qualitativ hochwertige und robuste Kommunikation

ermöglicht. In der Praxis ist hierbei zu beobachten, dass Kommunikationsknoten quasi „verschwinden“, was im englischen Sprachraum auch als „Hidden Node Problem“ bezeichnet wird. In Abhängigkeit von den Kanaleigenschaften kann also eine Kommunikation zweier PLC-Systeme unterbrochen werden oder im ungünstigsten Fall nie zustande kommen. Zur Behebung des „Hidden Node Problems“ wenden z.B. die PLC-Modems des Herstellers Yitran ein Modulationsverfahren mit der Bezeichnung „differentielle Codeumtastung“ (engl.: Differential Code Shift Keying, DCSK) an [Yitr05]. Dieses Verfahren basiert auf einem bandspreizenden Modulationsverfahren, welches eine erhöhte Resistenz gegenüber schmalbandigen Störungen erreicht. Dabei stellt die differentielle Codeumtastung derzeit das einzige eingesetzte Modulationsverfahren dar, das den gemäß EN 50065 zur Verfügung stehenden Frequenzbereich tatsächlich ausnutzt. Mit steigender Robustheit gegenüber Störungen nimmt allerdings die erzielbare Datenrate dieses Systems gegenüber vergleichbaren Systemen wie z.B. [Eche05], [STMi06a] und [STMi06b] deutlich ab. Die Zählerfernabfrage und daraus resultierende Mehrwertdienste erfordern jedoch die Bereitstellung robuster Übertragungssysteme, bei gleichzeitig angepassten Datenraten. Entsprechende Forderungen seitens der Energieversorger sehen derzeit PLC-Systeme mit Datenraten im Bereich von einigen 10 kbit/s vor. Breitbandige PLC-Systeme wie beispielsweise die des OPERA-Konsortiums berücksichtigen zwar die Einbindung von Energiemehrwertdiensten auf der letzten Meile [Iber07], die verfügbaren Datenraten und die damit verbundenen Kosten dieser Systeme übersteigen jedoch die Forderungen der EVU bei weitem. Gleichzeitig können PLC-Modems auf Basis von schmalbandigen Übertragungsverfahren derzeit nur knapp die geforderten Datenraten bei nicht ausreichender Zuverlässigkeit anbieten. Den Forderungen nach Robustheit, moderaten Datenraten bei vergleichsweise geringen Kosten zur Einführung einer flächendeckenden Zählerfernabfrage können die momentan am Markt erhältlichen PLC-Systeme somit nicht gerecht werden.

1.4 Ziele und Gliederung der Arbeit

Die so genannte Bitübertragungsschicht (engl.: Physical Layer, PHY) ist als unterste Schicht des OSI-Referenzmodells (engl.: Open Systems Interconnection Reference Model; Offenes System für Kommunikationsverbindungen) die entscheidende Ebene zur Bereitstellung zuverlässiger Kommunikation. Die Entwicklung und Implementierung neuer Ansätze für PLC-Systeme zur robusten

Zählerfernabfrage zwischen der Trafostation und den Hausanschlüssen gemäß EN 50065 steht im Mittelpunkt der folgenden Betrachtungen. Ausgehend von Untersuchungen der Kanaleigenschaften und unter Beachtung der Normierung wird ein Entwurf eines PLC-Modems diskutiert, insbesondere im Hinblick auf ein robustes Synchronisationsverfahren. Auf der Basis von Simulationen werden Optimierungsansätze zur Verbesserung der Übertragungsqualität untersucht. Anhand der Implementierung und abschließenden Verifikation des neuen Systementwurfs können Rückschlüsse auf bereits bestehende PLC-Systeme und deren Leistungsfähigkeit erfolgen, sowie weitere Maßnahmen zur optimalen Implementierung der physikalischen Ebene hergeleitet werden.

Nach den einleitenden Worten in Kapitel 1 gibt Kapitel 2 zunächst einen Überblick über die Kanaleigenschaften des Energieversorgungsnetzes. Grundlegende Eigenschaften wie das Dämpfungsverhalten und die Zugangsimpedanz des Kanals werden hierbei erläutert und mit ergänzenden Messungen belegt. Im weiteren Verlauf wird das Störszenario analysiert und die Auswirkungen der jeweiligen Störungen werden diskutiert. Auf der Basis dieser Betrachtungen kann die Modellierung der Störumgebung durchgeführt werden. Abschließend wird die technische Umsetzung der Kanaleigenschaften in einen echtzeitfähigen Emulator zur Verifizierung von PLC-Systemen betrachtet.

Die CENELEC-Norm EN 50065 bildet das zentrale Thema von Kapitel 3. Zunächst werden dabei die Rahmenbedingungen analysiert. Weiterhin werden die Vorgaben der Norm mit den in Kapitel 2 diskutierten Messergebnissen verglichen. Die daraus resultierenden Möglichkeiten, wie auch die Grenzen und Schwachstellen der derzeitigen Normierung werden eingehend analysiert.

Der Entwurf eines Übertragungssystems mittels Power Line Kommunikation für die Zählerfernabfrage schließt sich als zentrales Thema in Kapitel 4 an. Auf der Basis der Kanaleigenschaften werden bisherige Ansätze von PLC-Systemen analysiert. Das Mehrträgerverfahren OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) wird daraufhin mit seinen wichtigsten Eigenschaften vorgestellt. An dieser Stelle wird ausführlich diskutiert, dass ein wesentlicher Aspekt von OFDM, die Echokompensation, innerhalb dieser Arbeit nur von geringer Bedeutung ist und der Einsatz von OFDM daher auf den ersten Blick eher fraglich wäre. Mit der Einführung eines neuartigen Synchronisationsverfahrens in Kombination mit OFDM kann jedoch die Notwendigkeit eines derartigen Ansatzes hinsichtlich einer robusten, zuverlässigen Synchronisation und Verfügbarkeit der Kommunikationssysteme demonstriert werden. Neben verschiedenen Modulationsverfahren, in Kombination mit OFDM auf PLC-

Kanälen, werden hierzu Verfahren der Synchronisation näher erläutert und bewertet. Auf der Basis der Nulldurchgangsdetektion der Netzwechselfspannung wird ein neuartiges Synchronisationskonzept vorgestellt und mit den herkömmlichen Verfahren verglichen. Die Untersuchung geeigneter Konzepte von A/D- und D/A-Schnittstellen, sowie von analogen Vor- bzw. Endstufen schließt das Kapitel ab.

Zur Optimierung der Übertragungsqualität wird in Kapitel 5 ein neuer Ansatz zur automatischen Verstärkungsregelung eines PLC-Empfängers vorgestellt. Die Leistungsfähigkeit der Reglerstruktur wird dabei zunächst anhand von Simulationen analysiert. Messreihen mit der implementierten Verstärkungsregelung vervollständigen die Untersuchungen der neuartigen Struktur.

Kapitel 6 widmet sich der Analyse optimierender Verfahren. Die für PLC-Systeme meist als unabdingbar betrachteten Verfahren zur Kanalcodierung werden im Hinblick auf die Kanaleigenschaften im Frequenzbereich bis 148,5 kHz und das Übertragungsverfahren OFDM untersucht. Nach einer zusammenfassenden Erläuterung der wichtigsten Begriffe der Kanalcodierung werden auf der Basis von Simulationen die Möglichkeiten und Grenzen von üblichen Kanalcodierungsverfahren betrachtet. Daneben stellen Verfahren zur automatischen Wiederholungsanfrage (engl.: Automatic Repeat Request, ARQ) wichtige Optimierungsansätze dar. Anhand der Simulationsergebnisse hinsichtlich der Leistungsfähigkeit der ARQ-Verfahren werden die Grenzen und Möglichkeiten dieses Verfahrens im Vergleich zu herkömmlichen Kanalcodierungsverfahren aufgezeigt und hinsichtlich der jeweils erzielten Nettodatenrate bewertet. Die Implementierung, Verifikation und Analyse des neuen Übertragungssystems findet sich in Kapitel 7. Mittels des Emulators wird die Leistungsfähigkeit des neuartigen PLC-Systemansatzes zunächst untersucht. Die Simulationsergebnisse der Leistungsfähigkeit der Kanalcodierungs- und ARQ-Verfahren werden daraufhin verifiziert. Der Inbetriebnahme und entsprechenden Untersuchungen am Energieversorgungsnetz folgt abschließend eine Bewertung der erzielten Leistungsfähigkeit des OFDM-Systems gegenüber existierenden PLC-Systemen.

In Kapitel 8 werden die wichtigsten Ergebnisse der Untersuchungen zusammengefasst und es wird ein Ausblick auf zukünftige Ansätze und weitere Optimierungsmöglichkeiten gegeben.

2 Analyse der Kanaleigenschaften des Energieversorgungsnetzes

Der Entwurf von Kommunikationssystemen erfordert umfassende Kenntnisse über die Kanaleigenschaften des Übertragungsmediums. Der Amplituden- und Phasengang, die Netzzugangsimpedanz sowie das Störszenario sind charakteristische Kanalparameter, die es bei der Auswahl eines geeigneten Übertragungsverfahrens und der Konzeption der Bitübertragungsschicht eines Kommunikationssystems zu berücksichtigen gilt [Dost00]. Umfangreiche Untersuchungen und Modellierungen der Übertragungseigenschaften sowohl für den Inhausbereich wie auch für den Zugangsbereich stehen mittlerweile in zahlreichen Publikationen wie beispielsweise [Arzb98], [Zimm00], [Phil02], [Götz04] und [Baus05] zur Verfügung. Diese Studien stellen bereits detaillierte Ergebnisse hinsichtlich der Dämpfung und des Phasenganges zur Verfügung und können ohne nennenswerte Einschränkungen übernommen werden. Im Folgenden werden die zentralen Ergebnisse dieser Untersuchungen zusammengefasst und ihre Konsequenzen erläutert, sofern sie für den Entwurf eines PLC-Systems gemäß der Norm EN 50065 relevant sind.

Daneben besteht jedoch die Notwendigkeit ergänzender Untersuchungen der Zugangsimpedanz auf der für die Zählerfernabfrage benutzten letzten Meile von der Trafostation zum Hausanschluss. Die umfassenden Untersuchungen von [Baus05] der Netzzugangsimpedanz für den Inhausbereich können zwar direkt auf die Gegebenheiten am Hausanschluss übertragen werden. Dennoch werden

innerhalb dieses Kapitels zusätzliche exemplarische Messungen der Zugangsimpedanz an Hausanschlüssen betrachtet, um diese Annahme zu verifizieren. Innerhalb von Trafostationen werden weitere Untersuchungen der Netzzugangsimpedanzen durchgeführt um frühere Messergebnisse nach [Arzb98] und [Wald00] zu überprüfen.

Weiterhin werden Annahmen hinsichtlich des Störszenarios wie zum Beispiel aus [Zimm00], [Dega02] und [Götz04] im Rahmen dieser Betrachtungen anhand aktueller Messungen belegt. Die nach [Baus05] untersuchte Störumgebung von Energieversorgungsnetzen im Hausbereich kann zwar als ungünstigstes Störszenario für Worst-Case-Betrachtungen der Gegebenheiten am Hausanschluss angenommen werden. Hinsichtlich der Störumgebung in Trafostationen sind jedoch zusätzliche aktuelle Messungen notwendig, um das Gesamtszenario zu bewerten.

Auf Basis dieser Untersuchungen wird im weiteren Verlauf die Modellierung der Kanaleigenschaften zur Simulation und Emulation diskutiert. Die entwickelten Modelle dienen dabei der Bildung von Referenzkanälen um verschiedene Ansätze zum Entwurf eines PLC-Systems und die Auswahl geeigneter Übertragungsverfahren simulativ zu unterstützen. Hinsichtlich der Implementierung und abschließender Systemtests wird auf der Grundlage der jeweiligen Modelle und Referenzkanäle eine Emulationshardware vorgestellt. Einzelne, relevante Komponenten zur Nachbildung realer PLC-Kanäle werden dabei präsentiert und anhand von Messungen verifiziert.

2.1 Kanalmodell

Die Grundlage zur Bestimmung der Eigenschaften von Übertragungskanälen bildet ein zeitvariantes Kanalmodell [Proa00]. Das Kanalmodell repräsentiert hierbei einen unidirektionalen Kanal. Da Übertragungskanäle im Allgemeinen nicht symmetrisch sind, werden Hin- und Rückkanal zwischen zwei Übertragungssystemen jeweils durch ein separates Kanalmodell dargestellt. Abbildung 2.1 zeigt den schematischen Aufbau des Kanalmodells.

Das vom Sender erzeugte Signal $s(t)$ wird in das Energieversorgungsnetz eingespeist. Während der Übertragung über den Power Line Kanal wird das Signal mit der Kanalimpulsantwort $h(t, \tau)$ verzerrt und mit einer Vielzahl unterschiedlichster Störungen $n(t, \tau)$ überlagert. Das so durch die

Kanaleigenschaften entstehende Signal $r(t)$ am Empfänger lässt sich im Zeitbereich in der Form

$$r(t) = s(t) * h(t, \tau) + n(t, \tau) \quad (2.1)$$

darstellen. Die zeitliche Varianz des Systems wird durch den Parameter τ dargestellt. Das analoge, zeitabhängige Signal $s(t)$ wird demnach zum Zeitpunkt τ mit den gerade vorliegenden Kanaleigenschaften verzerrt und von den gleichzeitig auftretenden Störungen $n(t, \tau)$ additiv überlagert.

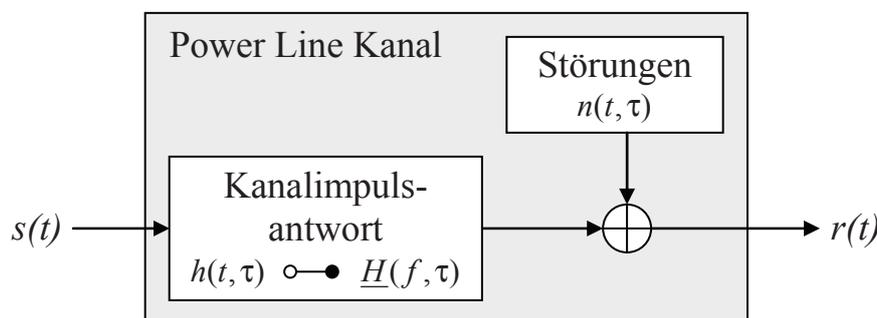


Abbildung 2.1: Modell eines Power Line Kanals

Die Ursachen und die Auswirkungen der Eigenschaften des Power Line Kanals werden in den folgenden Abschnitten näher untersucht. Betrachtet wird hierbei insbesondere der Frequenzbereich bis 148,5 kHz gemäß der CENELEC-Norm zur Signalübertragung auf elektrischen Niederspannungsnetzen. Dennoch wird hinsichtlich einiger entscheidender Aspekte der Bezug zu den Kanaleigenschaften im Frequenzbereich von 1-30 MHz hergestellt. Die bedeutendsten Vorteile und daraus resultierende Vereinfachungen für die Zählerfernabfrage gemäß EN 50065 werden dabei hervorgehoben.

2.2 Übertragungsdämpfung von Niederspannungsleitungen

Generell weist das Energieversorgungsnetz eine zeit-, orts- und frequenzabhängige Dämpfung auf. Neben der Dämpfung durch die inhärenten physikalischen Eigenschaften der Leitungen wirken sich zusätzlich die Art und die Anzahl der angeschlossenen Verbraucher auf die Gesamtdämpfung entlang einer Übertragungsstrecke aus. Reflexionen durch nicht angepasste

Leitungsabschlüsse und Verzweigungen im Stromnetz erhöhen die Übertragungsdämpfung je nach Gegebenheiten deutlich. Während sich die Kabeldämpfung und die Reflexionen hauptsächlich auf hochfrequente Signale auswirken, ist die Dämpfung niederfrequenter Signale durch den starken Einfluss der angeschlossenen Verbraucher und die daraus resultierende Zugangsimpedanz dominiert.

2.2.1 Eigenschaften der Energieversorgungskabel

2.2.1.1 Aufbau von Niederspannungskabeln

Betrachtet man den Aufbau des Energieversorgungsnetzes, so ist festzustellen, dass eine Reihe unterschiedlicher Kabeltypen zum Einsatz kommen. Im Allgemeinen wird die elektrische Energie auf der Niederspannungsebene von der Ortsnetzstation mittels Dreiphasenwechselstrom übertragen. Die Übertragung der elektrischen Energie erfolgt mittels Leitungen aus Kupfer oder Aluminium. Zur Isolierung wird meist PVC und Polyäthylen verwendet, wobei in vereinzelt Fällen noch Kabel mit ölgetränktem Papier als Isoliermaterial angetroffen werden können [DeKI00]. Die Leitungen sind dabei meist als so genannte Sektorleiter ausgeführt, wie in Abbildung 2.2 schematisch dargestellt. Zwei generelle Formen können hierbei unterschieden werden. In der Abbildung links ist eine 3-adrige Struktur mit konzentrischem Nullleiter dargestellt, während im rechten Teil der Abbildung ein 4-adriges Kabel zu sehen ist.

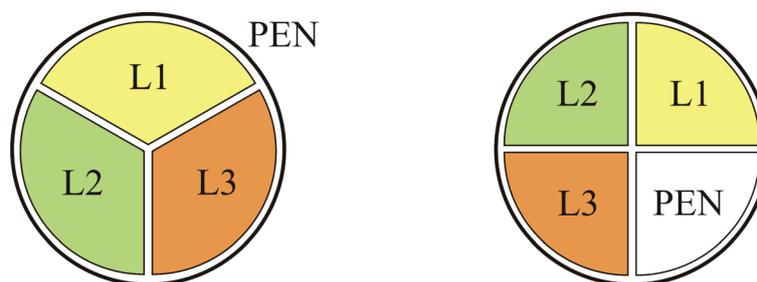


Abbildung 2.2: Aufbau von Energieversorgungsleitungen

Die Einspeisung von Kommunikationssignalen kann aus Sicht der Energietechnik sowohl symmetrisch als auch asymmetrisch erfolgen. Während bei der symmetrischen Übertragung das Sendesignal auf alle Phasen L1-L3 aufgebracht wird und der PEN als Rückleiter dient, wird bei der asymmetrischen Einspeisung

das Signal zwischen einem der Leiter L1-L3 und PEN oder zwischen zwei Leitern eingekoppelt.

2.2.1.2 Dämpfung von Niederspannungskabeln

Hinsichtlich der Dämpfung der beiden zuvor betrachteten Leitungsstrukturen kann kein nennenswerter Unterschied zwischen den beiden Typen nachgewiesen werden [Wald00], weder durch Simulationen, noch durch Messungen. Ganz allgemein lässt sich die Kabeldämpfung in Abhängigkeit der Länge l gemäß [Zink90] angeben zu:

$$D(l) = e^{\alpha \cdot l} \quad \text{mit } \alpha = \alpha_R + \alpha_G. \quad (2.2)$$

Das Dämpfungsmaß α setzt sich dabei zusammen aus einem Verlustanteil α_R durch den Skineneffekt, der proportional zur Wurzel der Trägerfrequenz f ist, sowie einem dielektrischen Verlustanteil α_G , der sich proportional zu f verhält. Die Dämpfung einer Leitung steigt damit also mit der Frequenz und der Leitungslänge an. Aufgrund der räumlichen Ausdehnung des Stromnetzes von der Ortsnetzstation zu den jeweiligen Hausanschlüssen ergeben sich Leitungslängen von mehreren hundert Metern, während die Trägerfrequenz f von der Implementierung des Kommunikationssystems abhängt. Übliche Kabel zur Energieversorgung auf der Niederspannungsebene weisen bei einer Trägerfrequenz von 100 kHz typischerweise Dämpfungsbeläge von etwa 0,2 dB/100 m auf [Wald00]. Bei einer Leitungslänge von 500 m ergibt sich eine Dämpfung von lediglich 1 dB. Stellt man diesen Wert der Dämpfung von 63 dB bei einer Trägerfrequenz von 20 MHz gegenüber, so ist der Effekt der Dämpfung durch Leitungsparameter bei niederfrequenten Signalen vergleichsweise gering. Hinsichtlich der noch zu diskutierenden Norm und der daraus resultierenden Ansätze zur Zählerfernabfrage im Frequenzbereich unterhalb von 100 kHz, kann die Kabeldämpfung daher nahezu vernachlässigt werden.

2.2.1.3 Reflexionen durch nicht angepasste Leitungen

Der schematische Aufbau des Energieversorgungsnetzes von der Trafostation zu den Hausanschlüssen innerhalb einer Ortsnetzzelle ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Die Hausanschlüsse sind mit HA_n bezeichnet, mit $n=1\dots N$. N ist die Anzahl der angeschlossenen Haushalte.

Für den Wellenwiderstand des Hauptstranges Z_{LT} und der jeweils abzweigenden Leitung zum Hausanschluss ergibt sich aufgrund von Näherungen sowohl für Freileitungen als auch für Erdkabel ein reeller Wert [Dost00]. Da die Impedanzen $Z_{HA_n}(f)$ der Hausanschlüsse hingegen im Allgemeinen komplex und frequenzabhängig sind, treten damit aufgrund der Fehlanpassung am Hausanschlusskasten Signalreflexionen auf.

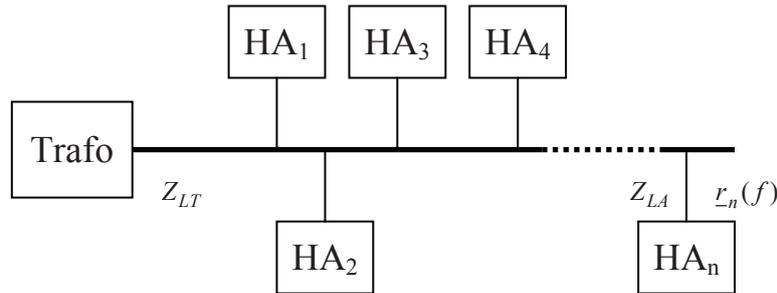


Abbildung 2.3: Struktur des Stromnetzes auf der letzten Meile

Weitere Reflexionen sind zusätzlich auch an den jeweiligen Abzweigen vom Hauptstrang zum Hausanschluss zu beobachten, da $Z_{LT} \neq Z_{LA}$. Ein Sendesignal gelangt somit über verschiedene Wege vom Sender zum Empfänger. Aufgrund dieser so genannten Mehrwegeausbreitung [Zimm00] überlagern sich die einzelnen reflektierten Signalanteile am Empfänger mit dem direkten Signal. Die Mehrwegeausbreitung wirkt sich dabei wegen der vergleichsweise kurzen Wellenlänge λ gegenüber der Leitungslänge l insbesondere auf hochfrequente Signale aus. Im Spektrum führt dies zu frequenzselektiver Dämpfung bis hin zur Auslöschung von bestimmten Frequenzbereichen, häufig auch als frequenzselektives Fading bezeichnet.

Trotz der deutlich größeren Wellenlänge von Signalen im Bereich bis 100 kHz darf dieser Leitungseffekt beim Entwurf von PLC-Systemen zur Zählerfernabfrage nicht gänzlich vernachlässigt werden. Untersuchungen haben gezeigt, dass entsprechende Leitungseffekte vernachlässigt werden können, solange die Leitungslänge kleinere Werte als $\lambda/4$ annimmt. Die kritische Länge für ein Erdkabel liegt damit bei etwa 380 m, für eine Freileitung bei etwa 750 m [Arzb98]. Leitungseffekte können somit beim Entwurf der Kommunikationssysteme nicht vernachlässigt werden, da bei Erdkabeln Leitungslängen mit $l > 380$ m in der Praxis durchaus vorkommen.

2.2.2 Untersuchung der Netzzugangsimpedanz

Der entscheidende Aspekt hinsichtlich der Übertragungsfunktion und der resultierenden Dämpfung ist die Zugangsimpedanz. Hierbei ist insbesondere die Zugangsimpedanz in der Trafostation wie auch am Hausanschlusskasten von besonderer Bedeutung, da Installationen von Systemen zur Zählerfernabfrage später in der unmittelbaren Nähe dieser Punkte vorgenommen werden. Ein Großteil der bereits existierenden Untersuchungen zur Zugangsimpedanz wie [Vine85] und [Choi07] berücksichtigen den relevanten Frequenzbereich von 3 bis 148,5 kHz des europäischen Niederspannungsnetzes nicht oder nur unzureichend. Die Ergebnisse einer aktuellen Untersuchung nach [Baus05a] umfassen zwar grundlegende Messungen der Zugangsimpedanz in unmittelbarer Nähe des Hausanschlusses. Diese Resultate können für die weiteren Betrachtungen ohne Einschränkung herangezogen werden. Messungen der Zugangsimpedanzen innerhalb von Trafostationen liegen jedoch mit [Arzb98] schon länger zurück. Um die Relevanz dieser Messungen zu verifizieren, wurden zusätzliche Messreihen in Trafostationen durchgeführt, sowie einige exemplarische Messungen an Hausanschlüssen, um die entsprechenden Ergebnisse nach [Baus05a] zu bestätigen.

2.2.2.1 Aufbau des Messsystems

Aufgrund der besonderen Eigenschaften des Energieversorgungsnetzes erfordert die Messung der Zugangsimpedanz besondere Maßnahmen, um aussagekräftige Ergebnisse zu gewährleisten. Die Grundlage des Messsystems zur Bestimmung der Netzzugangsimpedanz bildet die Strom-Spannungs-Methode [Baus05]. Der zu untersuchenden komplexen Impedanz wird hierbei bei unterschiedlichen Frequenzen ein Strom aufgeprägt. Zur Berechnung der entsprechenden Zugangsimpedanz in Abhängigkeit der Trägerfrequenz werden die über der Impedanz abfallende Spannung und der in sie hinein fließende Strom gemessen. Das Messsystem besteht dabei aus drei Komponenten: Einem akkubetriebenen digitalen Speicheroszilloskop (DSO) zur Aufnahme der Messwerte, einem Notebook zur Steuerung des DSO und Speicherung der Werte, sowie einer Schaltung zur Erzeugung des Testsignals. Abbildung 2.4 zeigt den schematischen Aufbau des Messsystems.

Um den frequenzabhängigen Verlauf der Zugangsimpedanz zu bestimmen, wird aufgrund der noch zu diskutierenden CENELEC-Norm die Trägerfrequenz im Bereich von 50 kHz bis 95 kHz mit einer Schrittweite $\Delta f = 5 \text{ kHz}$ variiert. Der

Umschaltvorgang zwischen den einzelnen Frequenzen wird mittels eines Tasters manuell durchgeführt. Eine detaillierte technische Beschreibung der Realisierung der einzelnen Komponenten wie beispielsweise der Koppereinrichtung, sowie die resultierenden Berechnungen können [Arzb98] und [Baus05] entnommen werden.

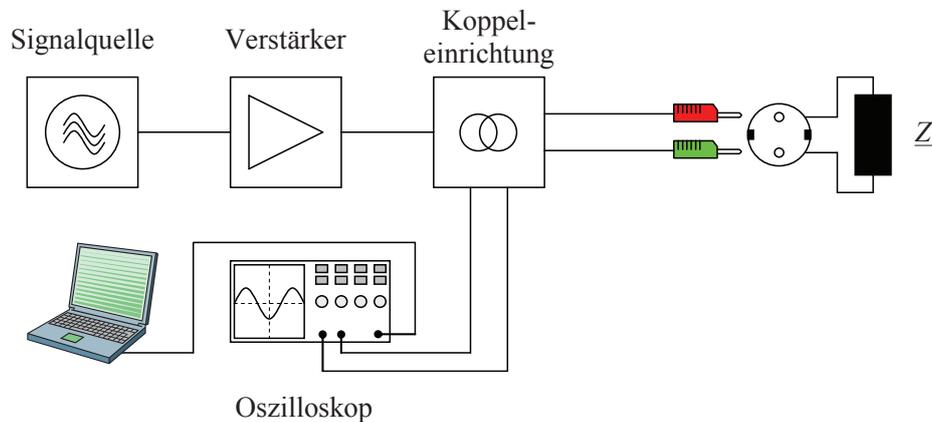


Abbildung 2.4: Schematischer Aufbau des Impedanzmesssystems

2.2.2.2 Durchführung der Messreihen

Aufgrund der bereits vorangegangenen Untersuchungen wurde innerhalb der Messkampagne lediglich eine exemplarische Anzahl an Messungen durchgeführt, um die bisherigen Ergebnisse zu verifizieren. Im Rahmen der Messreihe stellten die Stadtwerke Karlsruhe für mehrere Tage einen Mitarbeiter zur Verfügung, der die Auswahl der Messobjekte unterstützte, den Zugang zu den jeweiligen Einrichtungen ermöglichte und unter den notwendigen Sicherheitsmaßnahmen das Ankleben des Messsystems an die zu untersuchenden Stränge durchführte.

Die Installation von Modems zur Zählerfernabfrage wird innerhalb von Trafostationen direkt an den Sammelschienen durchgeführt werden. Die Gegenstellen an den jeweiligen Gebäudeanschlüssen bei den Endkunden werden ebenfalls auf Sammelschienen in unmittelbarer Nähe der Stromzähler angebracht werden. Dementsprechend wurden die Messreihen innerhalb der Trafostationen und an den Hausanschlüssen an den jeweiligen Sammelschienen durchgeführt, um hinsichtlich der Zählerfernabfrage relevante Ergebnisse zu erhalten.

Im Rahmen der Messungen wurden fünf Trafostationen sowie zwei Hausanschlüsse untersucht. Insgesamt wurden dabei 15 Messungen an verschiedenen Hauptsträngen und abzweigenden Hausanschlüssen durchgeführt.

Tabelle 2.1 gibt eine Übersicht über die Aufteilung der Messungen auf die unterschiedlichen Stränge. Die Daten hinsichtlich der Art, der Standorte sowie der untersuchten Stränge und Phasen der Messobjekte können Anhang A entnommen werden.

Tabelle 2.1: Aufteilung der Messungen

Ort der Messung	Anzahl Messungen	Anzahl unterschiedlicher Phasen
Hauptstrang Trafostation	10	10
Nebenstrang Hausanschluss	5	4
Gesamt	15	14

Aufgrund der im vorangegangenen Abschnitt erläuterten Variation der Frequenz des eingprägten Messsignals ergaben sich pro Messreihe 10 frequenzabhängige Impedanzwerte, so dass letztlich 150 Impedanzwerte zur Auswertung zur Verfügung standen.

2.2.2.3 Ergebnisse der Untersuchung der Netzzugangsimpedanz

Im Folgenden werden die Messergebnisse der Netzzugangsimpedanz präsentiert und diskutiert. Neben Auswirkungen auf den Entwurf der digitalen Komponenten eines Kommunikationssystems, haben diese Ergebnisse insbesondere erheblichen Einfluss auf die Implementierung der analogen Komponenten wie zum Beispiel die Sendeendstufe.

Abbildung 2.5 zeigt die Ergebnisse der Untersuchungen der Netzzugangsimpedanzen. Auf eine Unterteilung in Zugangsimpedanzen nach untersuchter Kategorie Trafostation und Hausanschluss wurde der Übersichtlichkeit halber an dieser Stelle zunächst verzichtet. Gleichzeitig wurde keine Unterscheidung der jeweiligen Frequenz des eingprägten Messsignals vorgenommen, um zunächst globale Aussagen über die Messergebnisse treffen zu können.

Auffallend ist zunächst, dass die Messergebnisse ausschließlich positive Real- und Imaginärteile aufweisen. Gleichzeitig ist deutlich ersichtlich, dass der Imaginärteil in allen Fällen größer als der Realteil der Impedanz ist. Alle gemessenen Zugangsimpedanzen weisen damit einen stark induktiven Charakter

auf. Dementsprechend bestätigen die Messungen die Ergebnisse von [Baus05], wo ebenfalls der Großteil der Impedanzen stark induktives Verhalten aufweist. Zugangsimpedanzen mit kapazitivem Verhalten konnten in der aktuellen Messreihe nicht nachgewiesen werden, was aber nicht zuletzt auf die vergleichsweise geringe Anzahl der exemplarisch durchgeführten Messungen zurückzuführen ist.

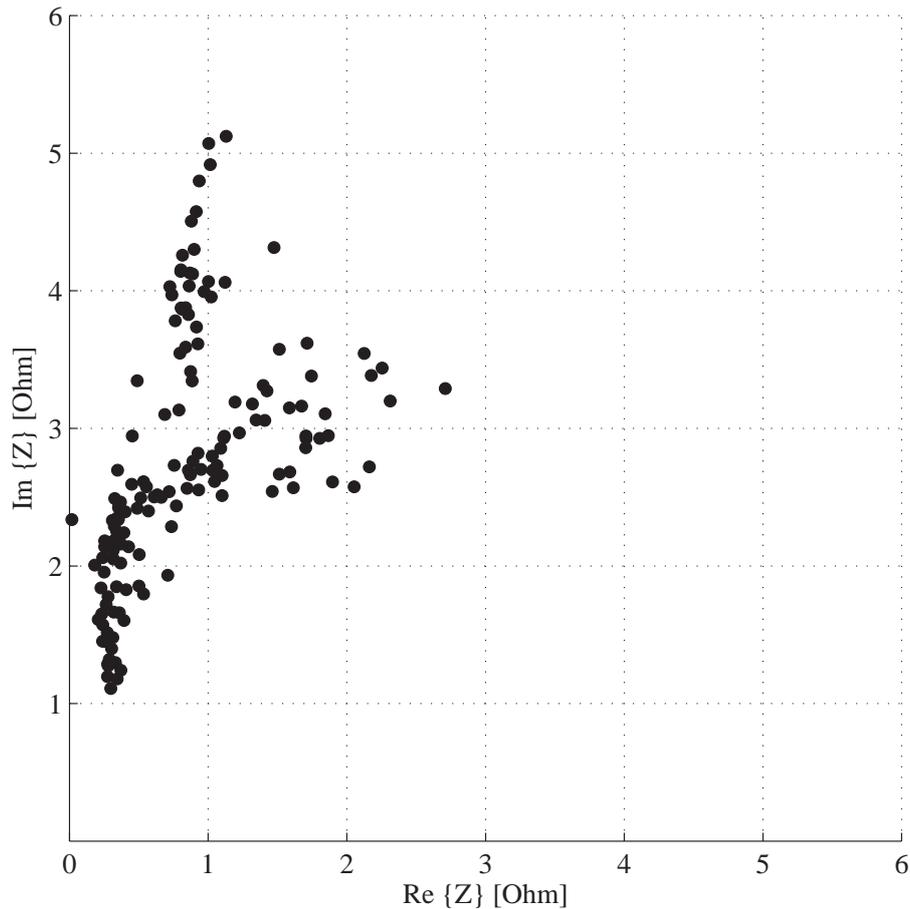


Abbildung 2.5: Komplexe Zugangsimpedanzen über einen Frequenzbereich 50-95 kHz

Gleichzeitig stimmen die Messergebnisse hinsichtlich des Betrages der Zugangsimpedanzen mit Untersuchungen nach [Arzb98] überein. Alle Impedanzen weisen demnach im Vergleich zu anders lautenden Annahmen wie z.B. [Choi07] deutlich kleinere Beträge auf. Innerhalb der aktuellen Messreihen nehmen die Beträge ausschließlich Werte an, die kleiner als 5,3 Ohm sind.

Abbildung 2.6 zeigt hierbei den charakteristischen Verlauf der Zugangsimpedanz innerhalb von Trafostationen am Beispiel der Station N386 in der Leipziger Allee in Karlsruhe-Hagsfeld.

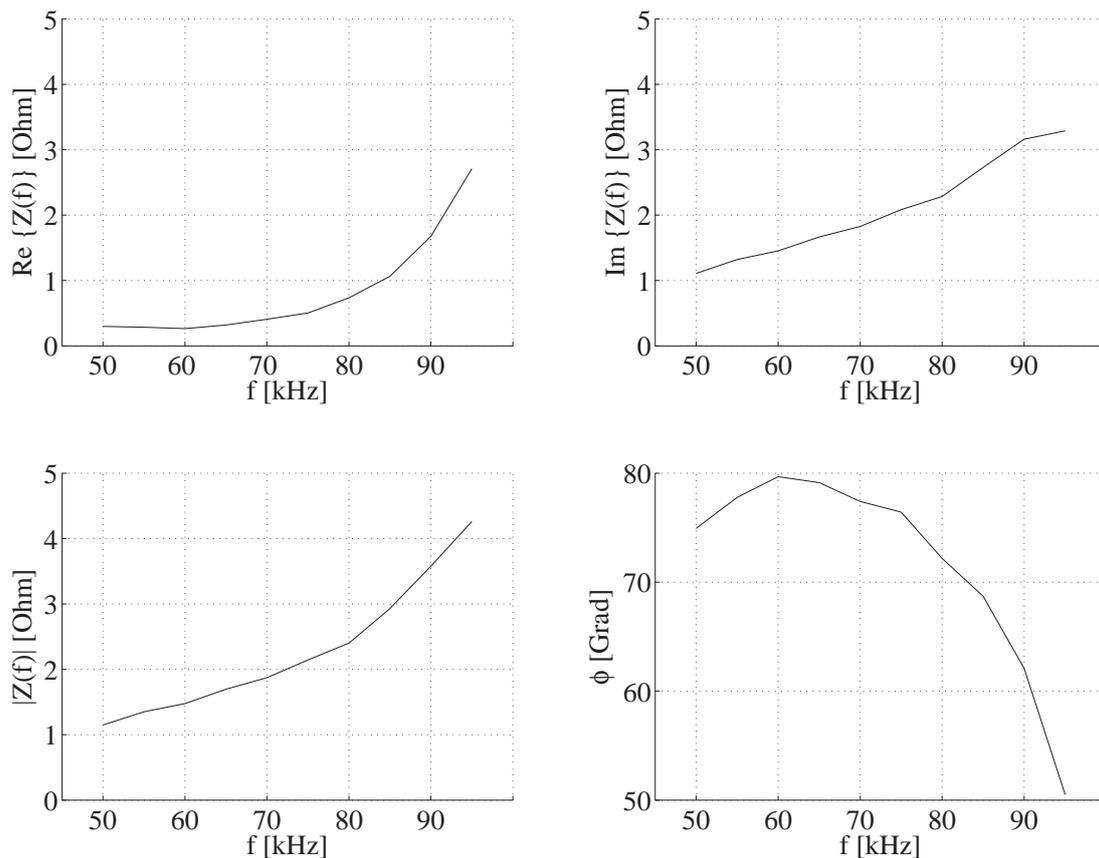


Abbildung 2.6: Zugangsimpedanz der Trafostation N386

Betrachtet man die Zugangsimpedanzen der untersuchten Hausanschlüsse, so ist dabei ebenfalls zu beobachten, dass die Impedanz mit steigender Frequenz einen höheren Betrag annimmt. Abbildung 2.7 zeigt den charakteristischen Verlauf der Zugangsimpedanz am Beispiel eines Hausanschlusses in der Karlsruher Innenstadt. Bemerkenswert ist hierbei aber insbesondere der maximale Betrag der Zugangsimpedanz, welcher deutlich unter 5 Ohm liegt. Dies ist darauf zurückzuführen, dass der entsprechende Hausanschluss sich direkt neben einer ebenfalls untersuchten Trafostation befindet und über eine maximal ca. 10 m lange Zuleitung versorgt wird.

Die Ergebnisse aller Messungen können ebenfalls Anhang A entnommen werden. Entgegen früheren Betrachtungen und Annahmen nach [Arzb98] bleibt festzuhalten, dass die Zugangsimpedanzen für Hausanschlüsse nicht generell höher sind als in Trafostationen. Die aktuellen Messungen widerlegen die bisherige Annahme, die Zugangsimpedanz an Hausanschlüssen könne um etwa den Faktor fünf bis zehn größer angenommen werden. Insbesondere für den Entwurf von Sendeendstufen sind diese Ergebnisse zu berücksichtigen und werden im weiteren Verlauf dieser Arbeit erneut aufgegriffen.

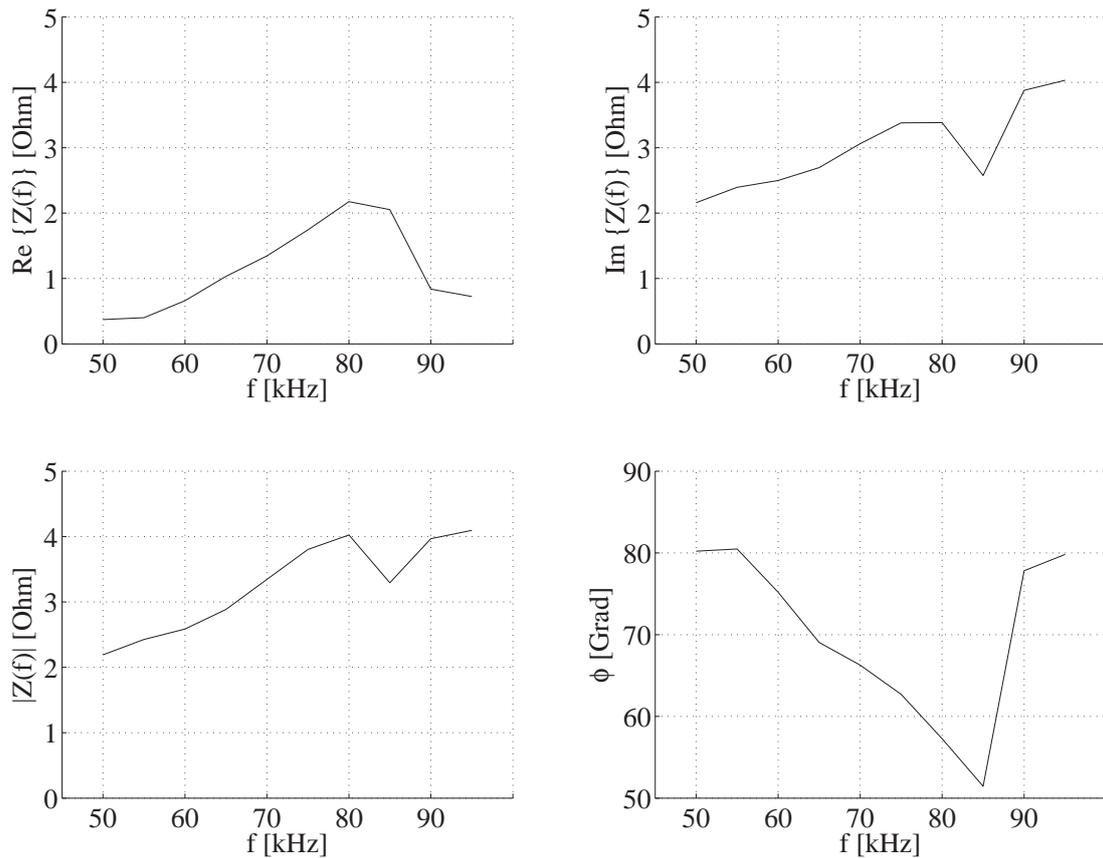


Abbildung 2.7: Zugangsimpedanz eines Hausanschlusses, Kaiserstr. 104

Hinsichtlich der charakteristischen Eigenschaften der Zugangsimpedanzen muss festgestellt werden, dass die Ergebnisse der Messungen generell zwei typische Verläufe komplexer Zugangsimpedanzen zeigen. Mit steigender Frequenz erhöht sich nach den Messungen generell der Betrag, während der Phasenverlauf entweder ansteigt oder abfällt. Vergleicht man dieses Verhalten mit der Klassifizierung der Zugangsimpedanzen nach [Baus05], so wird ersichtlich, dass das Verhalten der untersuchten Zugangsimpedanzen generell mit den charakteristischen Eigenschaften der in [Baus05] definierten Impedanzklasse 3 übereinstimmt, was im weiteren Verlauf der Betrachtungen und der Implementierung eines Kanalemulators ebenfalls zu berücksichtigen sein wird.

2.2.3 Amplitudengang

Die Eigenschaften der Leitungen des Energieversorgungsnetzes und die Netzzugangsimpedanzen sind die entscheidenden Parameter zur Beeinflussung der Übertragungseigenschaften eines Kanals. Die Charakterisierung der Eigenschaften erfolgt zwischen zwei Netzzugangspunkten mittels des Amplitudengangs $|\underline{H}(f)|$ und des Phasengangs $\phi(f)$, wobei insbesondere der

Amplitudengang von Interesse ist. Während sich die Eigenschaften von Stromkabeln nicht über der Zeit ändern, weist die jeweilige Zugangsimpedanz zum Netz eine Zeitvarianz auf. Diese Varianz wird im Wesentlichen durch die jeweils an das Stromnetz angeschlossenen Verbraucher und den daraus resultierenden Lastzustand des Netzes bestimmt. Entsprechend zeigt auch der Amplitudengang ein zeitvariantes Verhalten. Untersuchungen haben gezeigt, dass Änderungen der Dämpfungscharakteristik in Intervallen von Minuten bis Stunden auftreten können. Außerhalb der Änderungen des Kanals kann dieser als stationär betrachtet werden. Nachdem die generellen Aussagen früherer Untersuchungen hinsichtlich der Zugangsimpedanz durch Messungen bestätigt werden konnten, wird im Rahmen dieser Arbeit auf eine erneute Untersuchung des Amplitudengangs verzichtet. Für die Modellierung der Übertragungsfunktion zur Simulation und Untersuchung des zu entwickelnden PLC-Systems wird im weiteren Verlauf auf die Ergebnisse aus [Arzb98], [Hooi98], [Wald00] und [Baus05] für die Dämpfungsverläufe zurückgegriffen. Demnach können im Frequenzbereich nach EN 50065 in ungünstigen Fällen Dämpfungen von 50 dB und frequenzselektive Dämpfungen von bis zu 80 dB beobachtet werden.

2.3 Störumgebung

Neben der Übertragungsdämpfung des Niederspannungsnetzes ist die Störumgebung das entscheidende Merkmal für den Entwurf robuster PLC-Systeme. Zahlreiche Messreihen und Ansätze zur Modellierung des Störszenarios für Frequenzen bis in den MHz-Bereich können als Grundlage aus verschiedenen Veröffentlichungen wie [Neal86], [LiuF99], [Zimm00], [Phil02], [Dega02], [Götz04] und [Baus05] herangezogen werden. Dabei ist jedoch zu beachten, dass diese Untersuchungen mit wenigen Ausnahmen nicht den Frequenzbereich gemäß der CENELEC-Norm EN 50065 berücksichtigen. Die Ergebnisse aus [Zimm00] umfassen den Frequenzbereich von 500 kHz bis 20 MHz, während [LiuF99] sogar den Frequenzbereich bis 60 MHz untersucht. Auch die Ergebnisse der Untersuchungen von [Dega02] und [Götz04] betreffen nicht den relevanten Frequenzbereich des CENELEC-Bandes A. Dennoch sind die Ansätze zur Modellierung des Störszenarios insbesondere nach [Götz04] für die Modellierung der Störumgebung durchaus auch hier von Bedeutung. Gleichzeitig liefern die Untersuchungen von [Phil02] und [Baus05] ausführliche Darstellungen hinsichtlich des Störszenarios im Inhausbereich, die auch den Frequenzbereich gemäß EN 50065 umfassen. Unter der Annahme, dass die Summe aller Störungen

innerhalb eines privaten oder gewerblichen Gebäudes sich in einem Punkt, nämlich dem Hausanschluss konzentriert, kann das Inhaus-Szenario als Störszenario des jeweiligen Hausanschlusses angenommen werden.

Hinsichtlich des Störszenarios innerhalb von Trafostationen kann auf vergleichsweise wenig Veröffentlichungen zurückgegriffen werden. Zwar befasst sich [Neal86] explizit mit der Untersuchung des Störszenarios auf Energieversorgungsleitungen innerhalb von Trafostationen, der untersuchte Frequenzbereich von 6-14 kHz ist jedoch nicht ausreichend, um entsprechende Aussagen für die Zählerfernabfrage zu treffen. Messreihen des Störszenarios von Transformatoren für den Hoch- und Mittelspannungsbereich nach [Kweo05] bestätigen hingegen zwar generelle Aussagen hinsichtlich der Störsignalform, die jeweiligen Ergebnisse sind jedoch nicht als relevant für den Niederspannungsbereich einzustufen, da sich die Störbelastungen auf der Hoch- und Mittelspannungsebene von denen der Niederspannungsebene deutlich unterscheiden [Dost00]. Lediglich [Hooi98] liefert Ergebnisse zum Störszenario innerhalb von Trafostationen, die sowohl die Niederspannungsebene als auch das CENELEC-Band betreffen. Entsprechend werden diese grundlegenden Untersuchungen im Weiteren herangezogen.

Um die Annahme, dass das Störszenario am Hausanschluss der Störumgebung innerhalb von Gebäuden entspricht, zu verifizieren, wurden im Rahmen der Analyse der Zugangsimpedanz entsprechende Untersuchungen der Störungen auf dem Stromnetz an Gebäudeanschlüssen durchgeführt. Des Weiteren wurde die Störumgebung in Trafostationen untersucht. Alle Messungen wurden dabei mittels einer passiven Koppelschaltung und einem Oszilloskop durchgeführt, um die Daten daraufhin „offline“ zu analysieren.

Zur Untersuchung der Störumgebung kann das Gesamtszenario nach [Zimm00] zunächst in verschiedene Störerklassen unterteilt werden. Zwar finden sich in der Literatur noch weitere Klassifizierungen, meist wird jedoch nicht zwischen den Varianten der Impulsstörer unterschieden. Gerade diese Unterscheidung ist jedoch von höchster Bedeutung im Hinblick auf den Entwurf und die Realisierung von robusten Kommunikationssystemen auf dem Energieversorgungsnetz. Abbildung 2.8 zeigt das erweiterte Modell eines PLC-Kanals mit den einzelnen Störerklassen.

Die Störungen teilen sich demnach auf in ein farbiges Hintergrundrauschen, Schmalbandstörer, periodische, netzsynchrone sowie nicht netzsynchrone Impulsstörer und aperiodische Impulsstörer. Diese Störungen überlagern sich

unabhängig voneinander additiv zum Summenstörsignal $n(t, \tau)$. Das Empfangssignal $r(t)$ resultiert demnach aus der Überlagerung des mit der Kanalimpulsantwort $h(t, \tau)$ verzerrten Sendesignals $s(t)$ und dem Summenstörsignal. Im Folgenden werden die einzelnen Störerklassen sowie Ergebnisse der Messungen diskutiert.

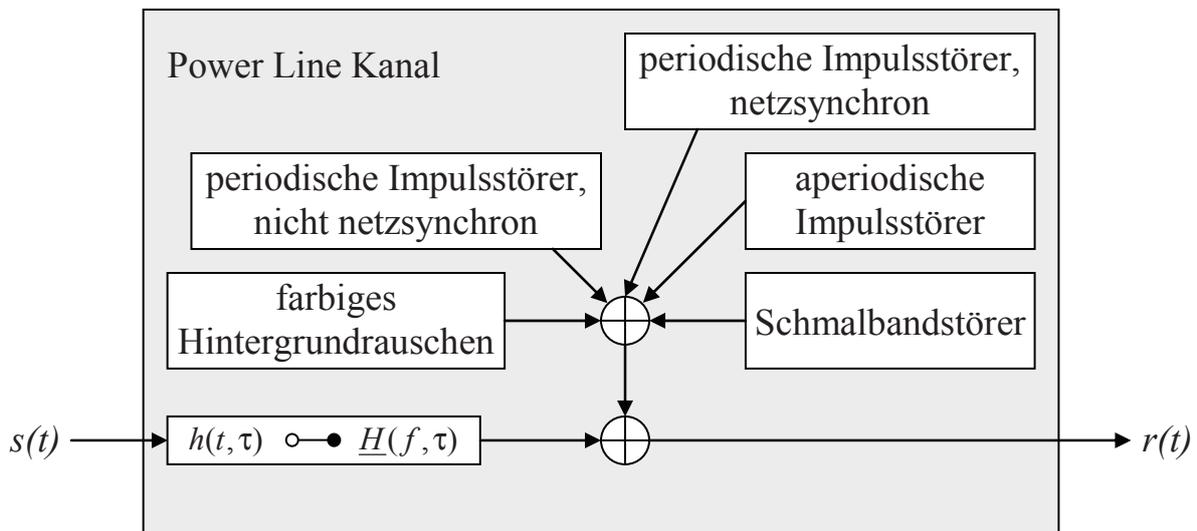


Abbildung 2.8: Erweitertes PLC-Kanalmodell mit Störerklassen

2.3.1 Farbige Hintergrundrauschen

Übertragungskanäle sind generell mit einem so genannten Hintergrundrauschen überlagert, auch der Power Line Kanal. Hervorgerufen durch die Überlagerung von zahlreichen leistungsschwachen Störquellen, hat das Rauschen eine frequenzabhängige Leistungsdichte und wird demnach als farbig bezeichnet. Betrachtet man zunächst das farbige Hintergrundrauschen von Hausanschlüssen, so ist zu beachten, dass das Rauschen zu niedrigeren Frequenzen hin deutlich zunimmt. Bei einer Frequenz von 50 kHz liegt die Leistungsdichte beispielsweise im ungünstigsten Fall bei $-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$, während sie zu Frequenzen bis 150 kHz exponentiell abnimmt und im ungünstigsten Fall noch $-70 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ betragen kann. Neben diesen Worst-Case-Betrachtungen kann das Hintergrundrauschen im Allgemeinen an Hausanschlüssen bei 50 kHz im Bereich von $-70 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ bis $-80 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ und entsprechend exponentiell abnehmenden Werten zu höheren Frequenzen hin angenommen werden [Baus05].

Innerhalb von Trafostationen zeigt das farbige Hintergrundrauschen ein ähnliches Verhalten wie am Hausanschluss. Zu beachten ist dabei lediglich, dass die Rauschleistungsdichte kleinere Beträge annimmt als am Hausanschluss. Zu höheren Frequenzen hin nimmt die Leistungsdichte ebenfalls ab und erreicht im Mittel Werte von $-120 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ bis $-140 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ bei 95 kHz. Sowohl in städtischen wie auch in industriellen Gebieten konnten jedoch nach [Hooi98] für den ungünstigsten Fall Leistungsdichten von $-80 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ bis $-90 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ im Frequenzbereich bis 95 kHz nachgewiesen werden. Die Leistungsdichten des Hintergrundrauschens innerhalb von Trafostationen in ländlichen Gebieten unterscheiden sich gegenüber den Leistungsdichten in städtischen Gebieten im Wesentlichen ausschließlich im Betrag. So nehmen sowohl die maximalen Leistungsdichten als auch die gemittelten Werte in ländlichen Gebieten jeweils einen um $10 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ verringerten Betrag gegenüber den Leistungsdichten in städtischen Gebieten an.

2.3.2 Schmalbandstörer

Das farbige Hintergrundrauschen kann zusätzlich durch Schmalbandstörer überlagert werden. Als Schmalbandstörer bezeichnet man dabei Störsignale, bei denen der Großteil der Leistungsdichte auf einen gegenüber der Gesamtbandbreite des Kommunikationssystems kleinen Frequenzbereich verteilt ist. Auf Power Line Kanälen sind die Leistungsdichten dieser Störer im Allgemeinen größer als z.B. beim Hintergrundrauschen. So haben statistische Auswertungen von Schmalbandstörern im CENELEC-Band eine durchschnittliche Bandbreite von ca. 3 kHz und durchschnittliche Pegel von etwa $63 \text{ dB}\mu\text{V}$ ergeben. Maximale Pegel von $120 \text{ dB}\mu\text{V}$ konnten nachgewiesen werden [Baus05]. Generelle Ursachen für die stark orts- und zeitabhängigen Schmalbandstörer innerhalb des CENELEC-Bandes sind diverse Langwellen-Funkdienste für den zivilen wie auch militärischen Bereich. So wird beispielsweise die Frequenz 77,5 kHz durch den Sender DCF77 zur Übertragung von Zeitzeichen verwendet [Pies04], während das Navigationssystem LORAN-C für militärische und zivile Marineanwendungen die Trägerfrequenz von 100 kHz belegt [USCG94]. Die Ortsabhängigkeit der Schmalbandstörer zeigt sich in beiden Beispielen deutlich: In großer Entfernung vom jeweiligen Sender sind die Sendesignale nicht mehr vom Hintergrundrauschen zu unterscheiden. Anhand früherer wie auch der aktuellen Messungen konnten nur in wenigen, üblicherweise kurzzeitig begrenzten Fällen Schmalbandstörer, häufig außerhalb

des betreffenden CENELEC-Bandes, nachgewiesen werden, wonach die Auftrittswahrscheinlichkeit dieser Störklasse generell als eher gering bewertet werden kann.

2.3.3 Impulsstörer

Neben dem farbigen Hintergrundrauschen und den Schmalbandstörern bilden die Impulsstörer eine eigene Untergruppe, die es zu berücksichtigen gilt. Dabei muss zunächst eine Unterscheidung zwischen periodischen und aperiodischen Impulsstörern getroffen werden. Während die periodischen Impulsstörer zu äquidistanten Zeitpunkten auftreten, ist bei aperiodischen Störimpulsen keine Zeitabhängigkeit zu beobachten. Bei periodischen Impulsstörern ist zu beachten, dass sie sowohl periodisch netzsynchron als auch periodisch nicht netzsynchron auftreten können.

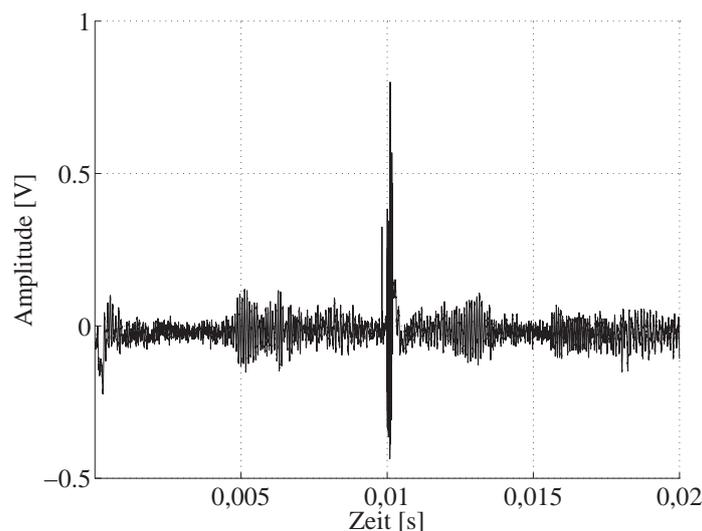


Abbildung 2.9: Zeitlicher Verlauf eines aperiodischen Impulsstörers

Generell sind Impulsstörer nahezu immer auf Energieversorgungsnetzen präsent. Hervorgerufen werden Impulsstörer durch eine Vielzahl unterschiedlicher Schaltvorgänge. Hinsichtlich der Datenübertragung auf Energieverteilnetzen werden zunächst die wesentlichen Eigenschaften von Impulsstörern erläutert. Im Allgemeinen treten im Zeitbereich typischerweise sehr kurze Störimpulse mit einer großen Amplitude auf. Die auftretenden Amplituden können dabei deutlich variieren. Typische Werte für die Stördauer einzelner Impulse reichen von wenigen bis zu einigen hundert Mikrosekunden. Abbildung 2.9 zeigt den

zeitlichen Verlauf eines einzelnen, aperiodischen Impulsstörers während einer Messung innerhalb einer Trafostation.

Der betrachtete zeitliche Verlauf des aperiodischen Impulsstörers verdeutlicht rein qualitativ bereits anhand der maximalen Amplitude von etwa $1,3 V_{pp}$ das generelle Verhalten von Impulsstörern im Vergleich zum überlagerten Hintergrundrauschen. Neben dem zeitlichen Verlauf gibt die Berechnung des Leistungsdichtespektrums weiteren Aufschluss über das Verhalten von Impulsstörern.

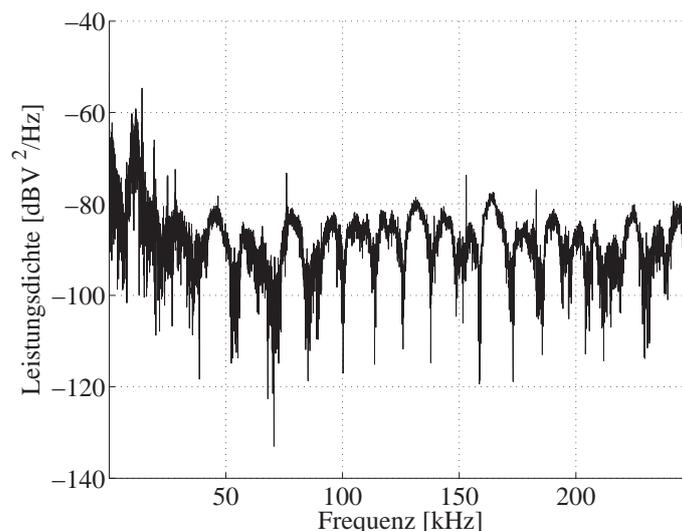


Abbildung 2.10: Spektrum eines aperiodischen Impulsstörers

Das Leistungsdichtespektrum des Impulsstörers ist Abbildung 2.10 zu entnehmen. Offensichtlich ist, dass die Leistungsdichte im Vergleich zu den zuvor diskutierten Werten des farbigen Hintergrundrauschens innerhalb von Trafostationen wesentlich höhere Werte im Bereich von $-80 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ bis $-100 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ über den gesamten betrachteten Frequenzbereich annimmt. Diese Erhöhung der Leistungsdichte erfolgt nach [Dega02] für einzelne Frequenzen und Frequenzbereiche. Vereinfachend können Impulsstörer jedoch auch als Dirac-Impulse gemäß [Föll00] angenommen werden [Baus05]. Das Spektrum eines Dirac-Impulses ist konstant über alle Frequenzen. Mit jedem Impulsstörer ergibt sich demnach im Spektrum des PLC-Störszenarios eine Anhebung des Hintergrundrauschens um eine Konstante.

Während das Leistungsdichtespektrum zwar bereits erweiterte Aussagen hinsichtlich des Verhaltens von Impulsstörern ermöglicht, bietet eine Zeit-Frequenz-Analyse zusätzliche Informationen hinsichtlich des zeitlichen

Verhaltens der einzelnen Spektralanteile. Die Short-Time-Fourier-Transformation (STFT) ist hierbei eine bewährte Methode zur Untersuchung instationärer Signale [Cohe95]. Abbildung 2.11 zeigt die dreidimensionale Darstellung der Zeit-Frequenz-Analyse des Störimpulses aus Abbildung 2.9.

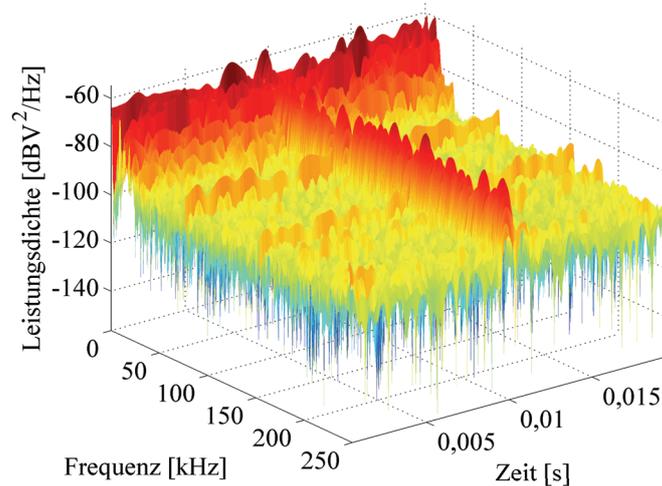


Abbildung 2.11: Zeit-Frequenz-Analyse eines aperiodischen Impulsstörers

Zum Zeitpunkt $t = 0,01$ s ist zu erkennen, dass der Impulsstörer für die Dauer seines Auftretens eine deutliche Anhebung der Leistungsdichte bis etwa -70 dBV²/Hz über den gesamten Frequenzbereich bewirkt. Vor und nach dem Auftreten des Impulsstörers ist deutlich zu erkennen, dass das Hintergrundrauschen mit Werten unter -100 dBV²/Hz deutlich unter den Leistungsdichten des Impulsstörers liegt. Auch die bei den Frequenzen von etwa 80 kHz und ca. 155 kHz überlagerten Schmalbandstörer haben eine deutlich geringe Leistungsdichte im Vergleich zum Impulsstörer. Weiterhin sind die ansteigenden Leistungsdichten des Hintergrundrauschens zu niedrigeren Frequenzen hin zu beobachten.

2.3.3.1 Periodische Impulsstörer

Die Klasse der periodischen, nicht netzsynchronen Impulsstörer unterscheidet sich in ihrer Wiederholfrequenz deutlich von den netzsynchronen Störungen. So weisen sie im Allgemeinen Wiederholfrequenzen im Bereich von 50 kHz bis 2 MHz auf [Götz04]. Die Periodizität zeigt sich im Zeitbereich in Form eines Linienspektrums mit der entsprechenden Impulsfolgefrequenz. Die Ursache für asynchrone periodische Impulsstörer sind häufig Schaltnetzteile.

Netzsynchrone Impulsstörer treten im Allgemeinen mit Wiederholfrquenzen von 50 Hz oder 100 Hz auf. Sie werden hauptsächlich durch netzgeführte Stromrichter und Gleichrichter herbeigeführt wie sie beispielsweise in Dimmern oder diodenbestückten Netzteilen Anwendung finden. Abbildung 2.12 zeigt den zeitlichen Verlauf von periodischen netzsynchrone Impulsstörern.

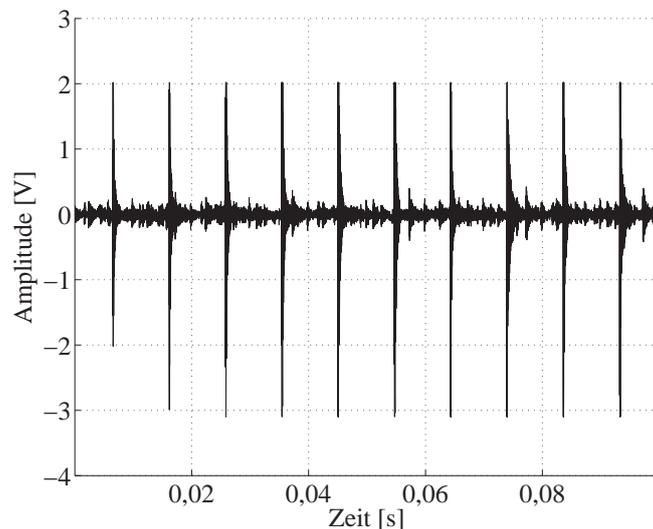


Abbildung 2.12: Zeitverlauf von periodischen Impulsstörern

Deutlich zu erkennen sind die einzelnen, zeitlich kurzen Impulse gegenüber dem Hintergrundrauschen. Die Wiederholfrquenz der Impulse beträgt 100 Hz. Der Betrag der maximalen Amplituden liegt in diesem Fall knapp über $5 V_{pp}$. Die Zeit-Frequenz-Analyse verdeutlicht die Auswirkungen der Periodizität der Impulse. Gemäß den vorangegangenen Betrachtungen erhöht jeder Impuls die Leistungsdichte während seiner Dauer über den gesamten untersuchten Frequenzbereich gegenüber dem überlagerten Hintergrundrauschen. Abbildung 2.13 zeigt die entsprechenden Auswertungen in der Zeit-Frequenz-Ebene. Im Abstand von 10 ms wird das gesamte Frequenzband durch den jeweiligen Impuls gestört. Zu beachten ist, dass Abbildung 2.13 lediglich den Frequenzbereich bis 50 kHz darstellt. Mit steigender Beobachtungsdauer bei periodischen Impulsstörern, 100 ms im hier betrachteten Fall, verringert sich aufgrund der festen Speichergröße des verwendeten DSOs die zeitliche Auflösung des abgetasteten Signals. Dem Abtasttheorem [Kien05] entsprechend kann mit der gewählten Abtastfrquenz von 100 kHz zur vollständigen Rekonstruktion im Frequenzbereich gerade die halbe Bandbreite dargestellt werden. Nach den Betrachtungen im vorangegangenen Unterkapitel kann das

Verhalten der periodischen Impulsstörer gemäß Abbildung 2.13 dennoch ohne Einschränkungen auf den gesamten relevanten Frequenzbereich übertragen werden.

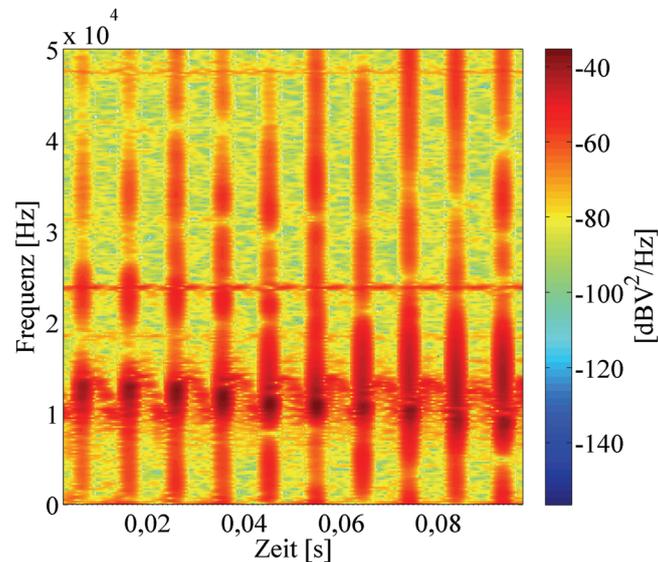


Abbildung 2.13: Zeit-Frequenz-Analyse periodischer Impulsstörer

Im Rahmen der Messungen des Störszenarios konnten innerhalb von Trafostationen keine periodischen netzsynchronen Impulsstörer nachgewiesen werden. Lediglich an einem einzelnen Hausanschlusskasten konnten periodische netzsynchrone Impulsstörer gemessen werden.

2.3.3.2 Aperiodische Impulsstörer

Impulsstörer, deren zeitliches Auftreten keine Periodizität aufweist, werden aperiodische Impulsstörer genannt. Das Intervall zwischen zwei aperiodischen Impulsstörern sowie die Dauer der Störimpulse haben zufälligen Charakter. Die Ursache derartiger Störungen liegt bei Schaltvorgängen oder Bürstenfeuer von am Energieversorgungsnetz betriebenen Geräten wie Gasentladungslampen oder Elektromotoren. Die Abstände zwischen dem Auftreten von aperiodischen Impulsen variieren sehr stark, ebenso wie die in einem Impuls enthaltenen Frequenzen und die Amplitude. Diese hängen vom jeweiligen Betriebszustand der angeschlossenen Verbraucher, sowie vom Ort und der Zeit der Beobachtung ab.

Neben einzelnen aperiodischen Störimpulsen können über eine kurze Zeitdauer konzentriert aperiodische Impulse beobachtet werden. In diesem Fall unterscheidet man die aufgetretenen Störer von Einzelimpulsen und spricht von

Bündelstörern oder Bursts. Abbildung 2.14 zeigt den zeitlichen Verlauf von gebündelt auftretenden aperiodischen Impulsstörungen an einem Hausanschlusskasten in der Innenstadt von Karlsruhe.

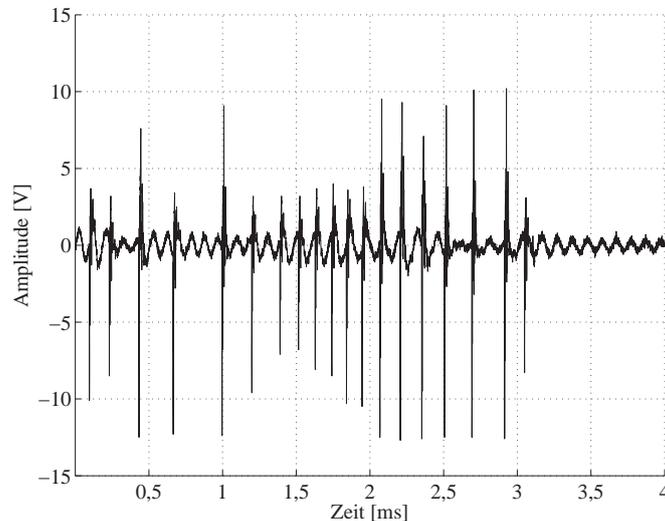


Abbildung 2.14: Störerbündel aufgrund von aperiodischen Impulsstörungen

Deutlich zu erkennen sind die einzelnen Impulse, die in einem Zeitraum von etwa 3 ms gebündelt auftreten. Bemerkenswert sind insbesondere die teilweise konstant hohen Amplituden mit bis zu $23 V_{pp}$ im Rahmen dieser exemplarischen Messung. Hierbei ist jedoch zu beachten, dass die gemessene Amplitude durch den Einsatz von Suppressordioden im Messkoppler auf $\pm 12 V$, d.h. maximal $24 V_{pp}$ begrenzt wird. [Baus05] weist deutlich höhere Amplituden bis $38 V_{pp}$ nach, so dass mit der exemplarischen Messung nach Abbildung 2.14 lediglich eine qualitative Aussage der Amplituden aperiodischer Impulsstörer gegenüber periodischen Impulsstörern gemacht werden kann. Die zeitlichen Abstände zwischen den einzelnen Impulsen scheinen zufällig zu sein. Analog zu den bislang betrachteten Eigenschaften der Impulsstörer verursachen auch die aperiodischen Impulsstörer eine Anhebung der spektralen Leistungsdichte über den gesamten Frequenzbereich des CENELEC-Bandes.

So ähnelt der generelle Verlauf der spektralen Leistungsdichte in Abbildung 2.15 dem Verhalten von periodischen Impulsstörern nach Abbildung 2.13. Neben der zu niedrigeren Frequenzen ansteigenden Leistungsdichte ist das Spektrum der aperiodischen Impulsstörer über das gesamte Frequenzband der EN 50065 zusätzlich um etwa $5-10 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ gegenüber periodischen Impulsstörern angehoben. Der wesentliche Unterschied gegenüber periodischen Impulsstörern

liegt jedoch in der deutlich zu erkennenden und wesentlich größeren Stördauer der Bündelstörungen. Im vorliegenden Fall unterliegt der gesamte Zeitraum bis 3 ms mit Ausnahme einer kurzen Unterbrechung im Bereich von $t = 0,75$ ms einer massiven Störung durch Bündelstörer.

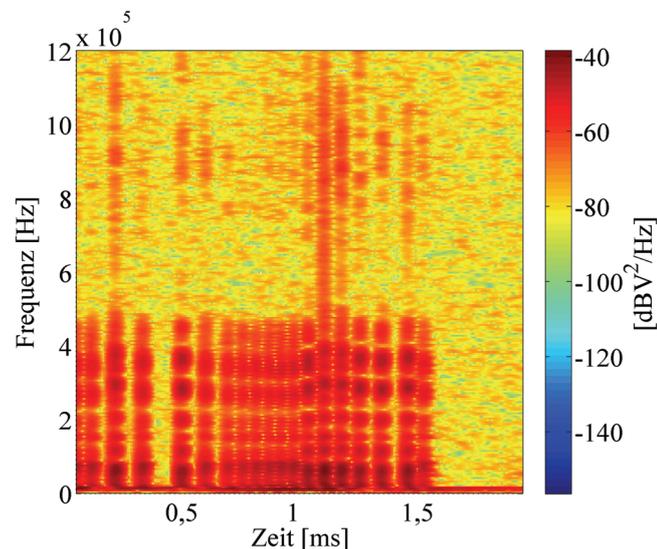


Abbildung 2.15: Zeit-Frequenz-Analyse aperiodischer Bündelstörer

Die Untersuchung der einzelnen Störerklassen zeigt hinsichtlich der Störleistungsdichte deutliche Unterschiede zwischen dem Hintergrundrauschen und periodischen wie auch aperiodischen Impulsstörern. Die Impulsstörer heben sich dabei insbesondere unter Zuhilfenahme der Zeit-Frequenz-Analyse durch eine deutlich höhere Leistungsdichte vom farbigen Hintergrundrauschen ab. In Abhängigkeit von ihrem zeitlichen Auftreten stören sie dabei das Spektrum über einen weiten Frequenzbereich. Beiden Störerklassen gemeinsam ist hingegen das Verhalten einer tendenziell ansteigenden Leistungsdichte zu niedrigeren Frequenzen hin.

Schmalbandstörungen lassen sich hingegen deutlich gegen Hintergrundrauschen und Impulsstörer abgrenzen. In Abhängigkeit von ihrer Störleistung können sie im Spektrum deutlich beobachtet werden und stören die entsprechenden Frequenzen dauerhaft. Insgesamt konnten mit den durchgeführten Messungen an Hausanschlüssen sowie in Trafostationen die bisherigen Ergebnisse vorangegangener Arbeiten bestätigt werden.

2.4 Simulationsmodell der Kanaleigenschaften

Die erste Generation von PLC-Modems zeigte deutliche Defizite in ihrer Leistung aufgrund vernachlässigter Kanaleigenschaften. Dennoch werden selbst bei aktuellen Entwicklungen die Netzeigenschaften nicht in ihrer Gesamtheit berücksichtigt und in Teilen sogar nahezu fahrlässig ignoriert. Um einen erfolgreichen Entwurf von PLC-Systemen zu gewährleisten, ist es jedoch unumgänglich, zuverlässige und realistische Kanalmodelle anzuwenden. Hierzu wurde auf der Basis der vorangegangenen Betrachtungen ein Kanalmodell entwickelt, das im weiteren Verlauf der Arbeit die Grundlage für Simulationen bildet. Die Modellierung der Übertragungsfunktion und des Störszenarios bilden dabei die zentralen Aspekte, die im Folgenden erläutert werden.

2.4.1 Modellierung der Übertragungsfunktion von PLC-Kanälen

Die Übertragungsfunktion und die daraus resultierende Dämpfung haben wesentlichen Einfluss auf das Verhalten und die Leistung von Kommunikationssystemen. Der spektrale Einfluss von PLC-Übertragungskanälen muss demnach mittels der komplexen Übertragungsfunktion $\underline{H}(f, \tau)$ gemäß dem Kanalmodell aus Abbildung 2.8 dargestellt werden. Die zuvor diskutierten Merkmale des Amplitudengangs haben gezeigt, dass es sich bei PLC-Kanälen um frequenzselektive Übertragungskanäle handelt. Mittels des im Folgenden noch zu diskutierenden Mehrträgeransatzes „OFDM“ kann die Modellierung des Amplitudenganges jedoch weitgehend vereinfacht werden.

Da ein OFDM-System mit der Gesamtbandbreite B_{OFDM} als Verbund von k schmalbandigen Systemen mit Bandbreiten von näherungsweise jeweils

$$\Delta B_k = \frac{B_{OFDM}}{k} \quad (2.3)$$

betrachtet werden kann, ist eine exakte Modellierung der zeitvarianten Übertragungsfunktion nicht nötig [Baus05]. Die Übertragungsfunktionen der einzelnen Teilkanäle vereinfachen sich dadurch auf einen konstanten Amplitudengang $A_k(\tau)$ und Phasenterm $e^{j\varphi(\tau)}$, wobei τ die zeitliche Varianz darstellt. Für die frequenzabhängige Übertragungsfunktion eines Unterträgers folgt daraus

$$\underline{H}_k(f, \tau) = A_k(\tau) \cdot e^{j\varphi(\tau)}. \quad (2.4)$$

Der Amplitudengang des Kanals kann somit als stückweise konstant betrachtet werden, wobei die konstanten Anteile jeweils einen Frequenzbereich von ΔB_k umfassen. Ein frequenzselektiver Kanal mit der Übertragungsfunktion $\underline{H}(f, \tau)$ wird somit in mehrere schmalbandige näherungsweise nicht frequenzselektive Unterkanäle aufgeteilt. Abbildung 2.16 zeigt den durch diese Annahmen angenäherten Verlauf des Amplitudengangs. Weiterhin ist zu erkennen, dass die Frequenzselektivität des gesamten Kanals näherungsweise auf unterschiedliche, aber konstante Dämpfungen der einzelnen Unterkanäle führt.

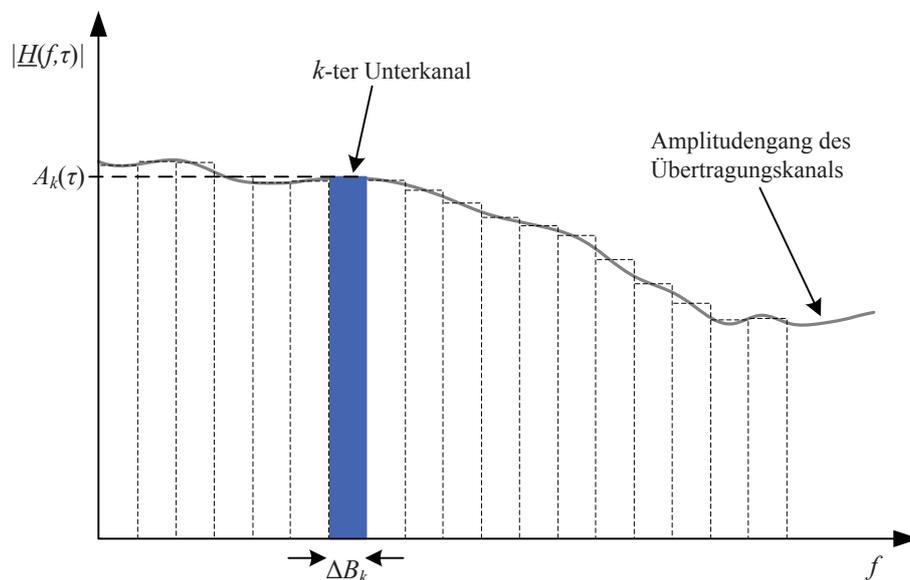


Abbildung 2.16: Amplitudengang eines frequenzselektiven Kanals

Gemäß den vorangegangenen Untersuchungen sind zu niedrigen Frequenzen hin im Mittel betragsmäßig kleinere Dämpfungen zu erwarten. Zur Abschätzung ungünstiger Dämpfungseigenschaften im Frequenzbereich gemäß CENELEC-Norm kann eine Dämpfung von 50 dB angenommen werden. Dies entspricht der maximalen Dämpfung in 90% der untersuchten Fälle [Baus05]. Einzelne, selten beobachtete Extremwerte der Dämpfung sind hinsichtlich globaler Aussagen bezüglich der allgemeinen Dämpfungscharakteristik des Stromnetzes vernachlässigbar, da sie kein aussagekräftiges Ergebnis liefern. In Bezug auf die Analyse der Leistungsfähigkeit von Übertragungssystemen müssen sie jedoch als Extremwerte ebenfalls in die Betrachtungen einbezogen werden.

Zur simulativen Untersuchung der PLC-Systemansätze wird von einem weiter vereinfachten Modell ausgegangen, bei dem alle Unterkanäle eine identische Übertragungsfunktion gemäß (2.4) aufweisen. Dies ist insofern zulässig, da die im Weiteren betrachteten Übertragungsfrequenzen des Nachrichtensystems den Frequenzbereich von 79 bis 95 kHz umfassen. Gemäß den Betrachtungen nach [Hooi98] und [Baus05] kann der Amplitudengang in einem derart schmalen Frequenzbereich als näherungsweise konstant angenommen werden. Zusätzlich werden für einzelne Simulationen ein zeitinvariantes System und eine verschwindende Übertragungsverzögerung angenommen, da die Zeitvarianz in Größenordnungen von Minuten bis Stunden liegt. Die Simulationsergebnisse einer entsprechenden Zeitdauer können somit als quasikonstant angenommen werden. Innerhalb unterschiedlicher Simulationen werden die jeweiligen Parameter variiert. Somit ergibt sich für die Übertragungsfunktion $H(f) = A$, während sich die Impulsantwort zu $h(t) = A \cdot \delta(t)$ ergibt [Kien05]. Die Faltung der Impulsantwort mit dem Sendesignal gemäß (2.1) geht somit in eine Multiplikation über, so dass für das durch die Übertragungsfunktion verzerrte Signal der zeitdiskreten Simulation gilt:

$$s_k(n) = A \cdot s(n). \quad (2.5)$$

2.4.2 Modellierung des Störszenarios

Alle Typen von Störungen können als unabhängig voneinander betrachtet werden. Die Störsignale überlagern das durch die Übertragungsfunktion gedämpfte zeitdiskrete Sendesignal $s_k(t)$ additiv. Das Gesamtstörszenario n_{PLC} kann demnach durch die Summe der einzelnen Störer

$$n_{PLC}(t) = n_{BG}(t) + n_{NB}(t) + n_{PI}(t) + n_{AI}(t), \quad (2.6)$$

mit dem farbigen Hintergrundrauschen n_{BG} , den Schmalbandstörern n_{NB} , den periodischen Impulsstörern n_{PI} und den aperiodischen Impulsstörern n_{AI} modelliert werden.

2.4.2.1 Farbigen Hintergrundrauschen

Die Modellierung des farbigen Hintergrundrauschens erfolgt generell über eine Exponentialfunktion erster Ordnung [Baus05]:

$$S_{N,BG}(f) = A_B + A_D \cdot e^{-\frac{f}{f_0}}. \quad (2.7)$$

$S_{N,BG}(f)$ ist das Leistungsdichtespektrum des farbigen Hintergrundrauschens. A_B ist der Wert des Leistungsdichtespektrums für $f \rightarrow \infty$, A_D ist die Differenz aus $S_{N,BG}(0)$ und A_B , während f_0 die Steilheit des Abfalls der Exponentialfunktion bestimmt.

Analog zur Modellierung der Übertragungsfunktion kann bei Einsatz von OFDM die Rauschleistungsdichte über den zur Übertragung genutzten Frequenzbereich als konstant betrachtet werden. Gleichzeitig erfolgt ein signifikanter Anstieg der Rauschleistungsdichte des farbigen Hintergrundrauschens erst außerhalb des für die Zählerfernabfrage relevanten Frequenzbereichs. Daher wird das farbige Hintergrundrauschen innerhalb des Simulationsmodells durch einen zeitdiskreten stationären mittelwertfreien weißen Gaußschen Rauschprozess angenähert.

Für die Autokorrelationsfunktion (AKF) des zeitdiskreten stationären weißen Rauschprozesses $N_{BGN}(n)$ gilt nach [Kros04]:

$$\varphi_{N_{BGN}}(\kappa) = E\{N_{BGN}(n) \cdot N_{BGN}(n - \kappa)\} = N_0 \cdot \delta(\kappa); \kappa \in \mathbb{Z}. \quad (2.8)$$

Die nach dem Wiener-Khintchine-Theorem zugehörige Leistungsdichte ergibt sich zu

$$S_{N_{BGN}}(e^{j\Omega}) = \sum_{\kappa=-\infty}^{\infty} \varphi_{N_{BGN}}(\kappa) \cdot e^{-j\Omega\kappa} = N_0, \text{ für } -\pi < \Omega < +\pi, \quad (2.9)$$

mit der normierten Kreisfrequenz $\Omega = 2\pi f / f_A$, wobei f_A die Abtastfrequenz ist. $E\{\cdot\}$ ist hierbei der Erwartungswert [JonW00]. Der Rauschprozess hat somit nach (2.9) eine konstante Rauschleistungsdichte N_0 mit der Einheit $[V^2/\text{Hz}]$.

Die mittlere Leistung des Hintergrundrauschens entspricht bei dem vorliegenden mittelwertfreien Gaußschen Prozess der Varianz σ^2 und berechnet sich unter der Annahme von Ergodizität nach [Kros04] zu

$$\sigma^2 = E\{(N_{BGN}(n))^2\} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N n_{BGN}^2(n). \quad (2.10)$$

$n_{BGN}(n)$ ist hierbei eine Musterfunktion von $N_{BGN}(n)$ [JonW00]. Mit (2.8) und (2.10) folgt weiterhin

$$\sigma^2 = \varphi_{N_{BGN}}(0) = N_0. \quad (2.11)$$

Die Leistung des weißen Gaußschen Rauschprozesses entspricht demnach im zeitdiskreten Fall innerhalb der Simulationsumgebung seiner Leistungsdichte. Abbildung 2.17 zeigt das Modell zur Erzeugung des Hintergrundrauschens. Die Werte einer Musterfunktion $n_{WGN}(n)$ eines weißen Gaußschen Prozesses (engl.: White Gaussian Noise, WGN) mit der Normalverteilung werden dann mit einem konstanten Faktor σ multipliziert, um das Signal $n_{BGN}(n)$ mit der gewünschten Rauschleistung σ^2 zu erzeugen.

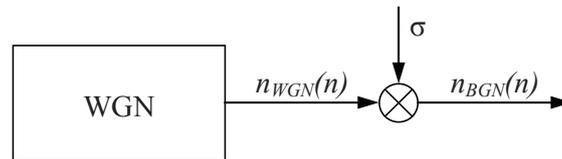


Abbildung 2.17: Modell zur Erzeugung des Hintergrundrauschens

Innerhalb der Simulationsumgebung wird die Leistungsdichte des Hintergrundrauschens mit etwa $-60 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ angenommen. Dies entspricht der maximalen Rauschleistungsdichte in 90% aller analysierten Fälle. Analog zur Übertragungsdämpfung werden einzelne, selten beobachtete Extremwerte vernachlässigt, um generelle Aussagen nicht zu verfälschen [Baus05].

2.4.2.2 Schmalbandstörer

Die Modellierung eines aus L Störern bestehenden Schmalbandstörerszenarios $n_{NB}(t)$ kann über eine Summe modulierter Sinusfunktionen erfolgen [Zimm00]. In der Regel werden dabei entweder die Amplitude A_l oder die Frequenz f_l moduliert und die Phase φ_l zufällig aus dem Intervall $[0, 2\pi[$ gewählt und konstant gehalten. Die Frequenzmodulation bewirkt eine spektrale Aufweitung des Sinussignals, womit das modellierte Spektrum an die real auftretenden Bandbreiten angepasst werden kann.

$$n_{NB}(t) = \sum_{l=1}^L A_l \cdot \sin(2\pi f_l t + \varphi_l) \quad (2.12)$$

Nach [Zimm00] variiert die Leistung der Schmalbandstörer nur langsam mit der Zeit, so dass die Parametersätze für ein Störszenario als zeitinvariant angenommen werden können. Für eine effiziente Implementierung unter gleichzeitiger Nachbildung realistischer Störeinflüsse wird das Modell nach (2.12) für Simulationszwecke angepasst. Schmalbandstörer setzen sich hierbei aus einer Gruppe von K_{NB} Sinussignalen mit zufälligen Phasen zusammen, deren Frequenzen sich jeweils um das diskrete Frequenzintervall Δf_{sim} der Simulation unterscheiden. Die Frequenzmodulation entfällt somit, während sich für den l -ten Schmalbandstörer eine Bandbreite gemäß

$$B_{NB,l} = |f_{o,l} - f_{u,l}| = |k_{o,l} - k_{u,l}| \cdot \Delta f_{Sim} = (K_{NB,l} - 1) \cdot \Delta f_{Sim} \quad (2.13)$$

ergibt. Die Amplituden aller zu einem Schmalbandstörer gehörenden Sinussignale sind identisch, d. h. die Leistungsdichte eines Störers ist konstant über der Frequenz. Die Charakterisierung eines Schmalbandstörers erfolgt über die untere Grenzfrequenz $f_{u,l}$ und die obere Grenzfrequenz $f_{o,l}$ sowie die Leistungsdichte $N_{NB,l}$. Abbildung 2.18 zeigt das Schema eines Schmalbandstörer-Szenarios innerhalb der Simulationsumgebung. Die grau eingefärbten Rechtecke symbolisieren jeweils einen Schmalbandstörer.

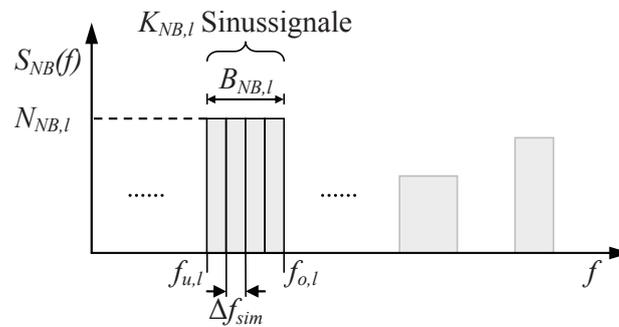


Abbildung 2.18: Modellierung von Schmalbandstörern

2.4.2.3 Periodische Impulsstörer

Formal kann ein periodischer Impulsstörer durch ein Produkt aus einem Amplitudenfaktor A_{PI} , einer Rauschfunktion n_{WGN} und einer Rechteckfolge $rect$ beschrieben werden [Baus05]. Für den l -ten Impulsstörer gilt dann

$$n_{PI,l}(t) = A_{PI,l} \cdot n_{WGN}(t) \cdot rect(t, T_{0,l}, T_{P,l}, T_{D,l}) \quad (2.14)$$

Der Amplitudenfaktor wird hierbei als konstant angenommen. Die Rauschfunktion hat im Allgemeinen einen beliebigen Verlauf der Leistungsdichte. Bei Power Line Kanälen kann jedoch von einem Verlauf gemäß (2.7) ausgegangen werden. Analog zum Hintergrundrauschen wird dieser Verlauf im Folgenden durch weißes Rauschen mit konstanter Leistungsdichte approximiert. Abbildung 2.19 veranschaulicht die Modellierung des Zeitverhaltens periodischer Impulsstörer mittels normierter Rechteckfunktionen.

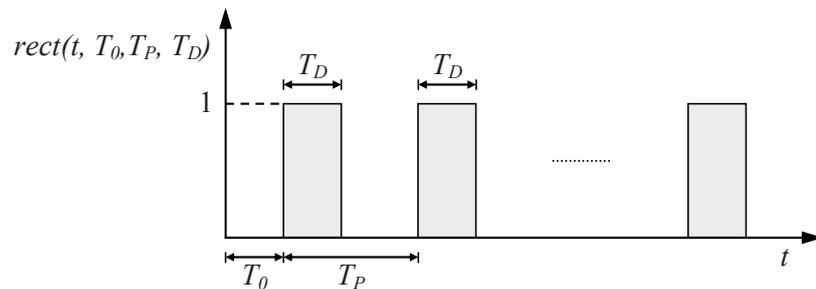


Abbildung 2.19: Rechteckfolge für periodische Impulsstörer

Die Modellierung mehrerer zeitlich versetzter Impulsstörer wird durch die zeitliche Verschiebung T_0 realisiert. Der Parameter T_D bestimmt die Stördauer eines Impulses, während die Periodendauer T_P das Zeitintervall zwischen zwei aufeinander folgenden Störimpulsen vorgibt. Für das zeitdiskrete Kanalmodell zur Simulation folgt nach (2.14) für ein Szenario mit L periodischen Impulsstörern

$$n_{PI}(n) = \sum_{l=1}^L A_{PI,l} \cdot n_{WGN}(n) \cdot \text{rect}(n, N_{0,l}, N_{P,l}, N_{D,l}). \quad (2.15)$$

Die Parameter der Rechteckfolge ergeben sich aus der Normierung auf das Abtastintervall zu $N_0 = T_0/T_A$, $N_P = T_P/T_A$ und $N_D = T_D/T_A$. Formal kann die Rechteckfolge somit durch

$$\text{rect}(n, N_0, N_P, N_D) = \begin{cases} 1 & \text{für } n \in [N_0 + x \cdot N_P, N_0 + x \cdot N_P + N_D] \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.16)$$

mit $x \in \{0, 1, 2, 3, \dots\}$ beschrieben werden. Abbildung 2.20 zeigt die Komponenten des Modells zur Erzeugung eines periodischen Impulsstörers.

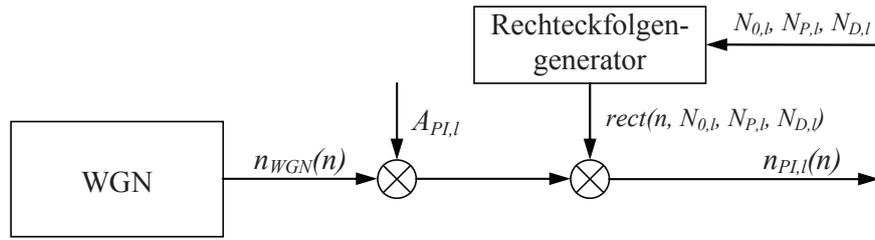


Abbildung 2.20: Modell zur Erzeugung periodischer Impulsstörer

Die Musterfunktion des weißen Gaußschen Rauschprozesses wird mit dem Amplitudenfaktor $A_{PI,I}$ sowie mit der Rechteckfolge $rect(n, N_{0,b}, N_{P,b}, N_{D,I})$ multipliziert. Zur Erzeugung eines komplexeren, periodischen Impulsstörerszenarios werden mehrere auf diese Weise generierte Störsignale addiert.

2.4.2.4 Aperiodische Impulsstörer

Die Klasse der aperiodischen Impulsstörungen umfasst alle Störer, die keine periodische Charakteristik zeigen. Neben einzelnen Störimpulsen können Gruppen von Impulsen auftreten, d.h. Burststörer. Die formelle Beschreibung aperiodischer Impulsstörungen erfolgt analog zur Beschreibung der periodischen Impulsstörer gemäß (2.14).

Dabei ist die Amplitude A_I jedoch im Allgemeinen nicht konstant über der Zeit. Gleichzeitig ergibt sich aufgrund der Aperiodizität eine weitaus komplexere Rechteckfolge $rect_{AI}$. Nimmt man für das Rauschsignal $n_{WGN}(t)$ erneut weißes Rauschen mit konstanter Leistungsdichte an, so ergibt sich damit ein aperiodischer Impuls zu

$$n_{AI}(t) = A_{AI}(t) \cdot n_{WGN}(t) \cdot rect_{AI}(t). \quad (2.17)$$

Mittels der zeitlichen Diskretisierung dieses Modells lassen sich die aperiodischen Impulsstörer innerhalb der Simulationsumgebung gemäß

$$n_{AI}(n) = A_{AI}(n) \cdot n_{WGN}(n) \cdot rect_{AI}(n) \quad (2.18)$$

darstellen. Das deutlich komplexere Zeitverhalten aperiodischer Impulsstörungen gegenüber periodischen Impulsstörern erfordert jedoch ein aufwändigeres Vorgehen bei der Erzeugung der Rechteckfolge. Die Modellierung der Rechteckfolge wird im Folgenden mittels eines zweistufigen statistischen

Prozesses durchgeführt [Baus05]. Das grundlegende Prinzip ist in Abbildung 2.21 dargestellt.

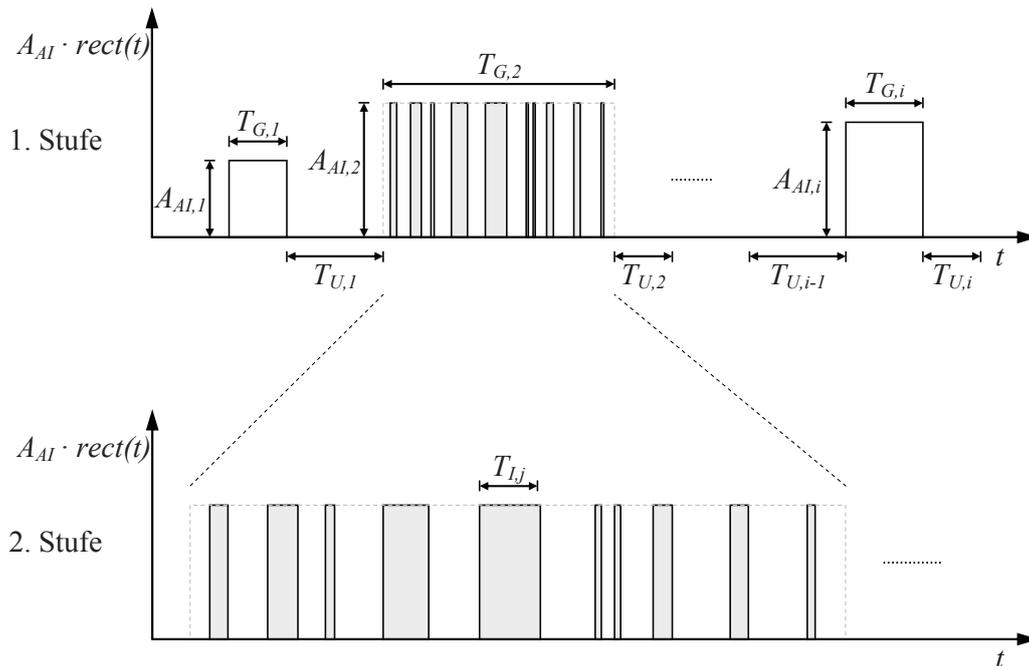


Abbildung 2.21: Rechteckfolge zur Erzeugung aperiodischer Impulsstörer

Innerhalb der ersten Stufe wird zwischen zwei Zuständen des Übertragungskanal, „gestört“ und „ungestört“, unterschieden. Sobald in der ersten Stufe der Zustand „gestört“ auftritt, werden in der zweiten Stufe die in Abbildung 2.21 grau markierten Störimpulse erzeugt. Beide Stufen besitzen demnach je zwei Zustände, deren zeitliches Auftreten durch homogene Markov-Ketten modelliert werden kann. Unter einer Markov-Kette versteht man einen zustands- und zeitdiskreten stochastischen Prozess, bei dem der zukünftige Zustand nur vom gegenwärtigen Zustand abhängt [Kien97]. Die bedingten Wahrscheinlichkeiten

$$P\{X(t_{n+k}) = j \mid X(t_n) = i\} = p_{ij}(t_n, t_{n+k}) \quad (2.19)$$

werden als Übergangswahrscheinlichkeiten k -ter Stufe bezeichnet. $X(t)$ stellt dabei eine Markov-Kette dar, die sich zum Zeitpunkt t_n im Zustand i befindet und zum Zeitpunkt t_{n+k} mit der Wahrscheinlichkeit $p_{ij}(t_n, t_{n+k})$ in den Zustand j wechselt. Bei einer endlichen Zustandsmenge können die Übergangswahrscheinlichkeiten in einer Matrix zusammengefasst werden. Die Markov-Kette heißt homogen, wenn alle Übergangswahrscheinlichkeiten zeitunabhängig sind [JonW00].

Abbildung 2.22 zeigt das zweistufige Markov-Modell zur Erzeugung der Rechteckfolge als Zustandsübergangsdiagramm. Die erste Stufe befindet sich entweder im Zustand „ungestört“ oder „gestört“. Die Modellierung der Störimpulse selbst erfolgt über die zweite Markov-Kette, welche die Zustände „kein Störimpuls“ und „Störimpuls“ annehmen kann.

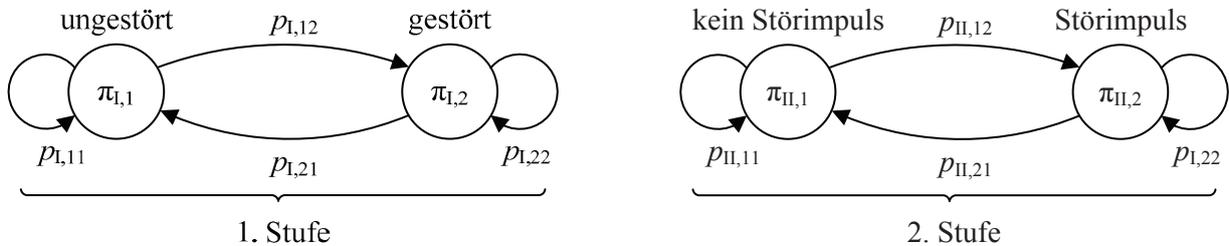


Abbildung 2.22: Zustandsübergangsdiagramme der Markov-Ketten

Befindet sich die erste Markov-Kette im Zustand „gestört“ und die zweite Stufe im Zustand „Störimpuls“, so wird ein Rechteck mit der Amplitude A_{AI} erzeugt. In den verbleibenden Zuständen gilt $rect_{AI}(t) = 0$. Da Zustandsübergänge nur zu diskreten Zeitpunkten möglich sind, werden die Zeitauflösungen $T_{res,I}$ und $T_{res,II}$ für die erste bzw. zweite Stufe definiert. Die Übergangswahrscheinlichkeiten der Markov-Ketten sind in den Matrizen \mathbf{P}_I und \mathbf{P}_{II} für Stufe 1 bzw. Stufe 2 zusammengefasst:

$$\mathbf{P}_I = \begin{bmatrix} p_{1,11} & p_{1,12} \\ p_{1,21} & p_{1,22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P}_{II} = \begin{bmatrix} p_{II,11} & p_{II,12} \\ p_{II,21} & p_{II,22} \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Die stationären Aufenthaltswahrscheinlichkeiten in den Zuständen der jeweiligen Markov-Kette werden über die Vektoren

$$\boldsymbol{\pi}_I = [\pi_{1,1} \quad \pi_{1,2}], \quad \boldsymbol{\pi}_{II} = [\pi_{II,1} \quad \pi_{II,2}] \quad (2.21)$$

beschrieben. Ihre Elemente geben an, mit welcher Wahrscheinlichkeit die einzelnen Zustände eingenommen werden. Die Parameter \mathbf{P}_I , \mathbf{P}_{II} , $\boldsymbol{\pi}_I$ und $\boldsymbol{\pi}_{II}$ wurden bereits in früheren Arbeiten eingehend untersucht und werden daher an dieser Stelle nicht weiter betrachtet. Entsprechende Werte zur Simulation sind im Folgenden [Götz04] entnommen.

Zur Modellierung der Amplituden A_{AI} der aperiodischen Impulsstörer wird angenommen, dass diese jeweils für eine Dauer $T_{A,const} = N_{A,const} \cdot T_A$ konstant sind,

wobei $N_{A,const} \in \mathbb{N}$ gilt und T_A das Intervall zwischen zwei Abtastzeitpunkten darstellt. Dabei ist jedoch zu beachten, dass die Amplituden aperiodischer Impulsstörer von geringerer Bedeutung sind, als ihr zeitliches Verhalten. Dementsprechend wird die Modellierung vereinfacht, indem innerhalb des Störmodells drei verschiedene Amplituden vorgegeben werden, die jeweils mit einer vorgegebenen Wahrscheinlichkeit auftreten. Die Amplitudenwerte sind im Vektor \mathbf{a} zusammengefasst, die Amplitudenwahrscheinlichkeiten im Vektor \mathbf{p} .

$$\mathbf{a} = [a_1 \quad a_2 \quad a_3] \quad (2.22)$$

$$\mathbf{p} = [p_1 \quad p_2 \quad p_3] \quad (2.23)$$

Abbildung 2.23 zeigt das Modell zur Erzeugung von aperiodischen Impulsstörern. Weißes Gaußsches Rauschen wird zunächst mit dem Amplitudenfaktor multipliziert. Das so erzeugte Signal wird daraufhin mit der durch das Markov-Modell erzeugten Rechteckfolge multipliziert wodurch die aperiodischen Impulsstörer generiert werden.

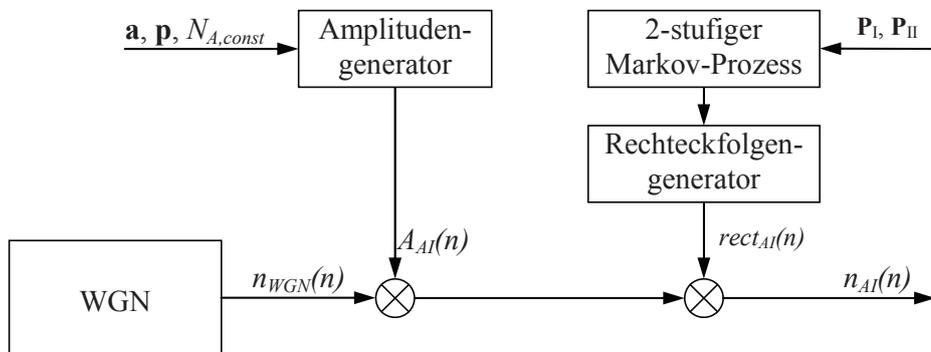


Abbildung 2.23: Modell zur Erzeugung aperiodischer Impulsstörer

2.4.3 Referenzszenarien

Zur Simulation und Untersuchung von Systemansätzen für die Zählerfernabfrage auf der Basis von PLC-Systemen müssen reproduzierbare Referenzkanäle definiert werden. Hinsichtlich der Übertragungsfunktion wird im Folgenden von einem nicht frequenzselektiven, zeitinvarianten Kanal ausgegangen, so dass $H(f) = 1$ gilt. Weiterhin bilden die zuvor diskutierten Modelle der einzelnen Störerklassen die Grundlage zur Bildung von Referenzstörerszenarien. Bei der

Definition von Referenzen ist dabei insbesondere zu beachten, dass die gewählten Kanäle möglichst typische Störszenarien wiedergeben. Dementsprechend wurden die Tabelle 2.2 zu entnehmenden Störumgebungen ausgewählt. Neben diesen definierten Referenzkanälen können beliebige Variationen gebildet und somit spezielle Übertragungskanäle untersucht werden. Die Parameter der jeweiligen Störerkategorie sind Anhang B zu entnehmen.

Tabelle 2.2: Übersicht über die Referenzstörszenarien

Bezeichnung	Störkomponenten	Bemerkungen
<i>AWGN</i>	weißes Hintergrundrauschen	Hintergrundrauschen
<i>NB-1</i>	1 Schmalbandstörer	Bandbreite 3 kHz
<i>NB-2</i>	2 Schmalbandstörer	Bandbreite jeweils 3 kHz
<i>PI-1</i>	1 periodischer Impulsstörer	netzsynchron
<i>PI-2</i>	1 periodischer Impulsstörer	nicht netzsynchron
<i>AI</i>	1 aperiodischer Impulsstörer	-
<i>REAL</i>	Hintergrundrauschen, Schmalbandstörer, periodische Impulsstörer, aperiodische Impulsstörer	realer PLC-Kanal, <i>AWGN</i> , <i>NB-1</i> , <i>PI-1</i> , <i>AI</i>

2.5 Emulation der Netzeigenschaften

Neben geeigneten Kanalmodellen zur Simulation wird eine leistungsfähige Emulationsumgebung benötigt, um Prototypen des im weiteren Verlauf der Arbeit vorgestellten PLC-Systems zu verifizieren. Ziel der Emulation ist dabei die reproduzierbare Nachbildung der charakteristischen Eigenschaften des Power Line Kanals im Frequenzbereich des CENELEC A-Bandes bis 95 kHz. Die bislang vorgestellten Eigenschaften und Modelle dienen dabei als Grundlage zur Emulation von Netzzugangsimpedanzen, frequenzselektiven Dämpfungen und Störumgebungen.

Das in [Baus05] vorgestellte Konzept eines FPGA-basierten Kanalemulators wurde für die vorliegende Arbeit weitgehend übernommen. Die Komponenten des Kanalemulators werden im Folgenden kurz in ihren Bestandteilen und den jeweiligen Erweiterungen erörtert. Grundsätzlich lässt sich der Emulator in drei

Hauptkomponenten untergliedern: Zugangsimpedanz, Übertragungsfunktion und additives Störszenario. Abbildung 2.24 zeigt das Blockschaltbild des Emulators mit den einzelnen Komponenten.

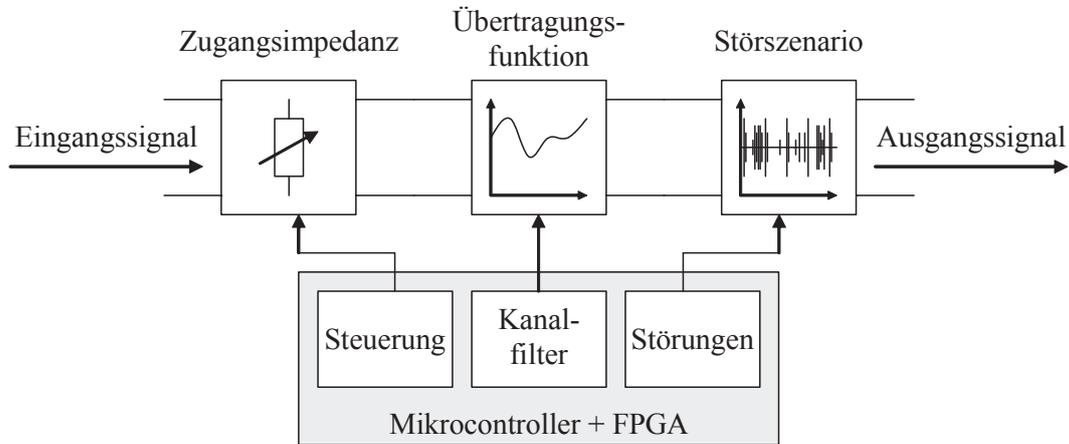


Abbildung 2.24: Blockschaltbild des Kanalemulators

Hinsichtlich der Netzzugangsimpedanz konnte bereits in den vorangegangenen Untersuchungen festgestellt werden, dass die charakteristischen Eigenschaften der Zugangsimpedanzen am Hausanschluss wie auch innerhalb von Trafostationen mit dem Verhalten der Zugangsimpedanzen des Typs 3 nach [Baus05] übereinstimmen. Dementsprechend wurden das Prinzip und die Parameter zur Emulation der Zugangsimpedanzen mittels Schwingkreisen für diese Impedanzklasse übernommen. Gleichzeitig konnte auch die Emulation der Übertragungsfunktion aufgrund der vorangegangenen Betrachtungen ohne Einschränkungen übernommen werden. Die Parameter dieser Referenzübertragungsfunktionen können ebenfalls [Baus05] entnommen werden.

Die im Rahmen dieser Arbeit vorgenommenen Erweiterungen des Emulators betreffen insbesondere das Störszenario. Die Ansätze zur digitalen Implementierung und Erzeugung der Störumgebung konnten generell als Grundlage für den erweiterten Kanalemulator herangezogen werden. Die Strukturen zur Erzeugung des farbigen Hintergrundrauschens, der Schmalbandstörer sowie der periodischen, netzsynchronen wie auch netzasynchronen Impulsstörer entsprechen den Ausführungen in [Baus05]. Zusätzlich zu diesem Störszenario wurde der Emulator um eine Komponente zur Erzeugung aperiodischer Impulsstörer erweitert. Die Erzeugung der Impulse basiert hierbei auf der Modellierung aperiodischer Impulsstörer und deren Auftretswahrscheinlichkeiten anhand von Markov-Ketten gemäß Abschnitt 2.4.2.4. Das „Basisstörsignal“ der Impulse wird der digitalen

Rauschquelle zur Erzeugung des Hintergrundrauschens entnommen, analog zur Erzeugung periodischer Impulsstörer. Abbildung 2.25 zeigt die Messergebnisse verschiedener aperiodischer Impulsstörer des Kanalemulators. Deutlich zu erkennen ist ein einzelner aperiodischer Störimpuls zu einem Zeitpunkt von etwa $t = -0,1$ ms, während um $t = 0$ ms herum eine aperiodische Bündelstörung auftritt.

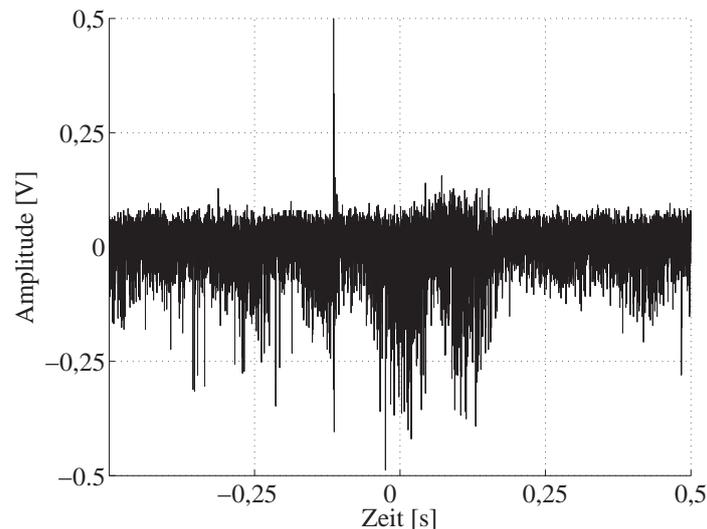


Abbildung 2.25: Messung verschiedener aperiodischer Impulsstörer

Die in Tabelle 2.2 aufgeführten Referenzkanäle der Simulationsumgebung werden für den Emulator ohne Einschränkungen übernommen. Die im weiteren Verlauf der Arbeit vorgestellten Ergebnisse der Simulation von Kanalcodierungsverfahren in Kombination mit dem PLC-System können demnach mittels der reproduzierbaren, emulierten Kanaleigenschaften verifiziert werden. Gleichzeitig steht mit der jetzigen Erweiterung erstmals eine vollständige Emulationsumgebung von Power Line Kanälen im CENELEC-Band zur Analyse und zum Vergleich verschiedener PLC-Plattformen bereit.

2.6 Zusammenfassung

Im Rahmen dieses Kapitels wurden die Eigenschaften des Energieversorgungsnetzes analysiert. Ausgehend von einem grundlegenden Kanalmodell wurden zunächst die inhärenten Eigenschaften der Energieversorgungsleitungen untersucht. Während der unterschiedliche Aufbau von Kabeln keine direkten Auswirkungen auf die durch Leitungsparameter hervorgerufene Dämpfung hat, entsteht durch die Mehrwegeausbreitung eine nicht-deterministische, frequenzselektive Dämpfung in Abhängigkeit von der

Kabellänge und der Netztopologie. Insbesondere die Leitungslänge für die Zählerfernabfrage im Zugangsbereich ist nicht zu vernachlässigen, da nicht selten Entfernungen, die über der kritischen Länge liegen, anzutreffen sind.

Zur Untersuchung der Netzzugangsimpedanzen an Hausanschlüssen und in Trafostationen wurde zunächst die Messmethodik erläutert. Die exemplarischen Messungen konnten frühere Untersuchungen der Zugangsimpedanz nach [Arzb98] und [Wald00] bestätigen. Die Impedanzen zeigten im Frequenzbereich von 50-95 kHz Beträge kleiner als 5 Ohm. Insbesondere der Anstieg der Zugangsimpedanzen zu höheren Frequenzen hin konnte bei allen Messungen beobachtet werden. Gleichzeitig konnte die Annahme, die Zugangsimpedanz an Hausanschlüssen sei generell deutlich höher als in Trafostationen, nicht bestätigt werden. Aufgrund der teilweise geringen Distanzen zwischen Trafostationen und Hausanschlüssen, insbesondere im Bereich von Innenstädten, können an Hausanschlüssen ähnliche Impedanzverläufe wie in Trafostationen beobachtet werden. Auf der Basis eines erweiterten Kanalmodells wurde daraufhin das Störszenario von Power Line Kanälen diskutiert. Zahlreiche Veröffentlichungen zur Störumgebung konnten als Grundlage herangezogen werden, um bereits generelle Aussagen über die unterschiedlichen Szenarien und Störerklassen auf dem Stromnetz zu treffen. Die parallel zur Messung der Zugangsimpedanzen ausgeführten Untersuchungen des Störszenarios dienten der Verifikation früherer Analysen. Die Analyse der einzelnen Störerklassen konnte mit Hilfe der STFT die Auswirkungen der Störer auf den Zeit- wie auch den Frequenzbereich verdeutlichen.

Auf der Grundlage der Eigenschaften der Energieversorgungsleitungen und des Störszenarios wurde im Folgenden die Modellierung von Power Line Kanälen diskutiert. Neben der Modellierung von PLC-Szenarien für die Simulation von Übertragungssystemen, bilden die Ergebnisse der Untersuchungen weiterhin die Grundlage für die Implementierung und die Erweiterung von Kanalemulatoren. Reproduzierbare und realistische Nachbildungen der Kanaleigenschaften bilden dabei den Ausgangspunkt für die Evaluation und Verifikation verschiedenster PLC-Systemkonzepte. Die Analyse der Kanaleigenschaften und das daraus entwickelte Kanalmodell bilden dabei insbesondere die Basis zur Simulation und Verifikation eines neu konzipierten OFDM-basierten PLC-Systems.

3 Regulierung und Normierung

Die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) ist eine zentrale Problemstellung der Power Line Kommunikation. Alle elektrischen Geräte, die am Stromnetz betrieben werden, unterliegen den Bedingungen der VDE-Norm 0870. Demnach darf in Abhängigkeit von der Frequenz nur eine maximale Leistung bzw. Leistungsdichte in das Stromnetz eingespeist werden. Aus Sicht der elektrischen Geräte stellt jedes am Energieversorgungsnetz betriebene Power Line Modem eine zusätzliche Störquelle dar. Um die gegenseitige Beeinflussung der elektrischen Geräte einschließlich der PLC-Modems auszuschließen, müssten auch die Kommunikationssysteme die Bedingungen gemäß VDE 0870 erfüllen. Die zulässige maximal einzuspeisende Störleistungsdichte jedes einzelnen Gerätes würde demnach auch die maximale Sendeleistung des PLC-Systems darstellen, was die Übertragungsreichweite entsprechender Übertragungseinrichtungen jedoch deutlich einschränken würde. Neben der Beeinflussung von elektrischen Geräten am Stromnetz ist gleichzeitig auch eine Störung durch PLC-Systeme jeglicher, nicht am Stromnetz betriebener Kommunikationssysteme unter allen Umständen zu vermeiden.

Vor diesem Hintergrund ist es notwendig, mittels entsprechender Regulierungen und Normierungen Standards für den Entwurf von PLC-Systemen in allen Frequenzbereichen festzusetzen. Das Ziel eines einheitlichen Standards und einer einheitlichen Regulierung scheint aufgrund der derzeitigen Entwicklungen jedoch nicht mehr erreichbar zu sein. Unterschiedlichste Standardisierungs- und Normierungsgremien arbeiten seit langem an verschiedenen Entwürfen zur Festsetzung „einheitlicher“ Standards für Power Line Systeme. Neben den bereits

angesprochenen Ansätzen des HomePlug- und des OPERA-Konsortiums werden parallel zu diesen Entwürfen weitere Standardisierungsansätze innerhalb des Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) entwickelt. Die innerhalb dieser Gremien diskutierten PLC-Standards wiederum unterliegen unterschiedlichen Normierungen hinsichtlich des zu verwendenden Frequenzbereiches, der zulässigen, in das Stromnetz einzukoppelnden Leistung und der maximal zulässigen Abstrahlung in Funknetze. Während der HomePlug-Standard den Normen der US-amerikanischen Regulierungsbehörde FCC unterliegt, existiert für den europäischen OPERA-Ansatz bislang keine Norm. Innerhalb von Europa ist lediglich die Nutzung des Frequenzbereiches von 3-148,5 kHz gemäß der CENELEC-Norm EN 50065 reguliert. Somit erlaubt ausschließlich sie eine Entwicklung neuer PLC-Systeme auf einer gesetzlich abgesicherten Grundlage. Die wichtigsten Regulierungen dieser Norm werden im Folgenden näher erläutert und bezüglich ihrer Auswirkungen für den Entwurf von PLC-Systemen beurteilt.

3.1 Die CENELEC-Norm EN 50065

Die bereits seit 1991 gültige europäische Norm EN 50065 wurde in ihrer derzeitigen Fassung mit Teil 1 und Teil 4 im Juli 2001 durch das CENELEC-Gremium SC205A fertig gestellt. Während sich Teil 1 der Norm [CENE02] mit den allgemeinen Anforderungen, den Frequenzbändern und elektromagnetischen Störungen befasst, wurde die Norm mit den Abschnitten 1, 2, 4 und 7 bis zum Jahr 2005 um spezifische Störfestigkeitsanforderungen, die Vorgabe von Entkopplungsfiltern und bezüglich der Regulierung der Geräteimpedanzen erweitert. Die wesentlichen Eigenschaften des ersten Teils der im Folgenden auch als CENELEC-Norm bezeichneten EN 50065 werden dabei zunächst näher untersucht.

3.1.1 Normierung der Frequenzbänder

Das verfügbare Frequenzband der CENELEC-Norm umfasst den Frequenzbereich von 3-148,5 kHz. Gemäß der Norm wird dieser Frequenzbereich in fünf voneinander separierte Teilbänder aufgeteilt. Tabelle 3.1 zeigt die Aufteilung der Frequenzbänder in der Übersicht. Demnach kann zunächst eine grobe Unterteilung des verfügbaren Spektrums in zwei Bereiche, von denen einer den Energieversorgungsunternehmen zur Verfügung steht (Band A), während der Andere für die private Nutzung freigegeben ist (Band B-D), unterteilt werden.

Das A-Band der CENELEC-Norm ist wiederum in zwei Bereiche unterteilt von denen der Bereich von 3 bis 9 kHz für Netzführungsaufgaben der EVU reserviert ist. Der Frequenzbereich von 9 bis 95 kHz hingegen steht den EVU zur freien Verfügung. Die Frequenzen oberhalb von 95 kHz hingegen sind ausschließlich der privaten Nutzung vorbehalten. Eine Nutzung der Bänder B-D durch die EVU, z.B. zu Zwecken der Zählerfernabfrage ist dementsprechend nicht zulässig. Die weitere Unterteilung der privat nutzbaren Bänder betrifft ausschließlich das Zugriffsprotokoll Carrier Sense Multiple Access (CSMA). Während die Bänder B und D uneingeschränkt verwendet werden können, schreibt die Norm für das Band C das CSMA-Protokoll unter Verwendung einer Trägerfrequenz von 132,5 kHz vor.

Tabelle 3.1: Unterteilung des Frequenzbereiches von 3-148,5 kHz

Frequenzband	Bezeichnung	Nutzungsbedingung	Kommentar
3-9 kHz	Band A	EVU	-
9-95 kHz			
95-125 kHz	Band B	Privat	-
125-140 kHz	Band C	Privat	Zugriffsprotokoll CSMA
140-148,5 kHz	Band D	Privat	-

Neben der Regulierung der zur Verfügung stehenden Frequenzbänder definiert die Norm gleichzeitig das maximal zulässige Signalspektrum. Hierbei ist jedoch zunächst eine Unterscheidung zwischen einphasigen und dreiphasigen Einrichtungen zu treffen. Weiterhin ist bei dreiphasigen Einrichtungen zu unterscheiden, ob eine gleichzeitige Übertragung auf allen Phasen oder nur auf einer Phase stattfindet. Innerhalb des CENELEC-Bandes A wird zusätzlich eine Unterscheidung zwischen schmalbandigen und breitbandigen Übertragungssystemen getroffen, während in den Frequenzbändern B-D zusätzlich zwischen Betriebsmitteln der Klasse 122 und der Klasse 134 differenziert wird.

Tabelle 3.2 fasst die maximal zugelassenen Übertragungspegel in Abhängigkeit von der Einrichtung und der jeweiligen Gerätekategorie zusammen. Die Angabe der Amplitudenwerte ist dabei in dB μ V vorgenommen und stellt Spitze-Spitze-Werte dar. Zu beachten ist dabei, dass der maximale Übertragungspegel für

schmalbandige Kommunikationssysteme im Frequenzbereich von 9 bis 95 kHz frequenzlogarithmisch linear abnimmt. Für alle verbleibenden Übertragungssysteme sind die maximalen Übertragungspegel konstant.

Tabelle 3.2: Maximale Signalamplitude in Abhängigkeit der Kommunikationseinrichtung

Frequenzband	Einphasige Einrichtung	Dreiphasige Einrichtung	
		gleichzeitige Übertragung auf allen Phasen	Übertragung auf nur einer Phase
3 kHz-9 kHz	134	128	134
9 kHz-95 kHz (schmalbandig)	134 bis 120	128 bis 114	134 bis 120
9 kHz-95 kHz (breitbandig)	134	128	134
95 kHz-148,5 kHz (Klasse 122)	122	116	122
95 kHz-148,5 kHz (Klasse 134)	134	128	134

Gleichzeitig ist anzumerken, dass sich die maximalen Übertragungspegel dabei jeweils auf den maximalen Signalpegel einer einzelnen Phase beziehen. Hinsichtlich dreiphasiger Einrichtungen und der gleichzeitigen Übertragung auf allen Phasen bedeutet dies, dass auf jeder der drei Phasen der entsprechende maximale Übertragungspegel aufgebracht werden darf.

3.1.2 Klassifizierung der Betriebsmittel

Die Unterscheidung der Betriebsmittel in den CENELEC-Bändern B-D gemäß den Klassen 122 und 134 bezieht sich lediglich auf die Nutzungsbedingungen entsprechender Geräte. Klasse 122-Betriebsmittel sind demnach generell für den allgemeinen Gebrauch zulässig, wohingegen für die Nutzung von Klasse 134-Betriebsmitteln eine vorherige Anmeldung oder Zustimmung autorisierter Zulassungsstellen nötig sein kann. Da diesen Frequenzbereichen im weiteren Verlauf der Arbeit keine größere Bedeutung zugemessen wird, kann an dieser Stelle auf eine detaillierte Untersuchung der beiden Klassen verzichtet werden.

Dahingegen ist die Unterscheidung zwischen schmal- und breitbandigen Kommunikationssystemen im CENELEC-Band A von Bedeutung, wie in den folgenden Kapiteln noch näher erläutert wird. Ein Sendesignal wird demnach gemäß EN 50065 als schmalbandig angesehen, wenn seine Bandbreite kleiner als 5 kHz ist. Breitbandige Übertragungssysteme weisen hingegen eine Bandbreite gleich oder größer 5 kHz auf.

3.1.2.1 Bestimmung der spektralen Bandbreite

Die Bestimmung der Signalbandbreite muss dabei unter Verwendung eines Spektrum-Analysators mit einem Spitzenwertdetektor und einer Bandbreite von 100 Hz durchgeführt werden. Der Spektrum-Analysator muss dabei mindestens dieselbe Bandbreite verarbeiten können, wie sie der Senderausgang des zu untersuchenden PLC-Systems aufweist. Gleichzeitig muss das zu testende Modem derart betrieben werden, dass der Ausgangspegel und die Bandbreite des Sendesignals die durch den Sender maximal erzeugbaren Werte annehmen. Zur Bestimmung der maximalen Bandbreite wird mittels des Spektrum-Analysators der Frequenzbereich ermittelt, in dem alle Spektralanteile des Sendesignals 20 dB unter dem maximalen Spektralanteil liegen, wie in Abbildung 3.1 dargestellt.

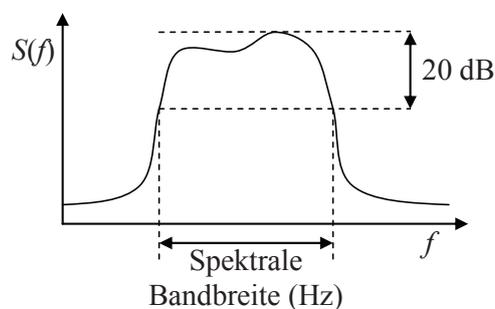


Abbildung 3.1: Bestimmung der spektralen Bandbreite

3.1.2.2 Bestimmung des maximalen Ausgangspegels

Zur Bestimmung des Ausgangspegels wird das Sendesignal analog zur Untersuchung der Bandbreite über eine Zeitdauer von 1 Minute mittels des Spitzenwertdetektors des Spektrum-Analysators gemessen. Für einphasige Einrichtungen kann diese Messung auf der Phase oder dem Nullleiter erfolgen, während bei dreiphasigen Einrichtungen und Übertragung auf einer einzelnen

Phase der entsprechende Phasenanschluss und der Nullleiter überprüft werden müssen. Bei dreiphasigen Einrichtungen erfolgt die Messung auf allen drei Phasen und entfällt auf dem Nullleiter.

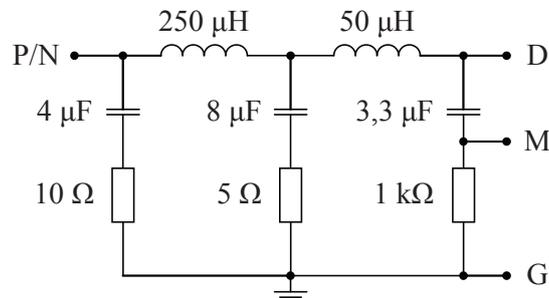


Abbildung 3.2: Netznachbildung nach CISPR 16-1:1993

Die zu untersuchenden Prüflinge sind dabei mit einer Netznachbildung (engl.: Artificial Mains Network, AMN) zu belasten. Der charakteristische Impedanzverlauf über der Frequenz muss dabei den Vorgaben gemäß der Norm CISPR 16-1:1993 entsprechen [CISP93]. Abbildung 3.2 zeigt die Netznachbildung gemäß [CENE02] für den Frequenzbereich von 9 bis 95 kHz. *P/N* bezeichnet den Anschluss für die Phase oder den Nullleiter, *D* bezeichnet den Anschluss des Prüflings. Die Ermittlung des maximalen Ausgangspegels wird zwischen den Punkten *M* und *G* durchgeführt.

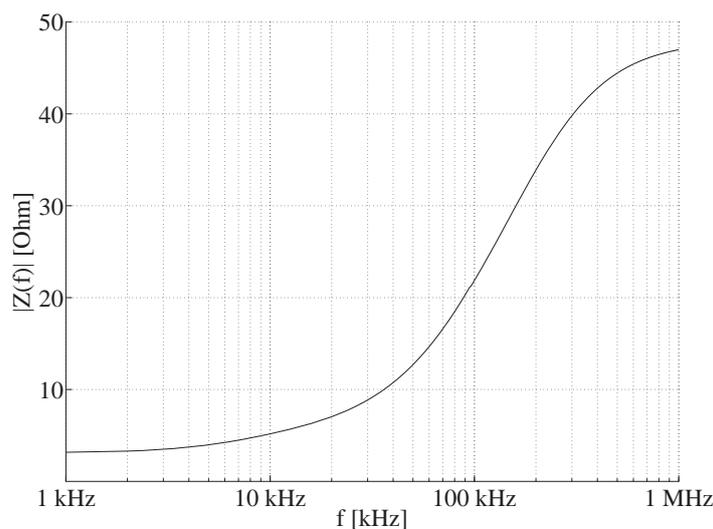


Abbildung 3.3: Impedanzverlauf der Netznachbildung nach CISPR 16-1:1993

Abbildung 3.3 zeigt den resultierenden Verlauf des Betrages der komplexen Impedanz über dem Frequenzbereich von 1 kHz bis 1 MHz gemäß CISPR 16-1:1993 und EN 50065. Die Netznachbildung für das Teilfrequenzband 3 bis 9 kHz ist dabei vernachlässigt, da diesem Frequenzbereich im weiteren Verlauf der Ausführungen wie auch für die CENELEC-Bänder B-D keine Bedeutung zukommt.

Da zur Untersuchung der Ausgangspegel der PLC-Modems jeweils nur eine Phase unter Einbindung einer AMN herangezogen wird, muss zur realistischen Netznachbildung die Impedanz mindestens zweier Stränge betrachtet werden. Anhang F der Norm weist jedoch darauf hin, dass ein weiteres adaptives Netzwerk zwischen den beiden Strängen eingefügt werden muss, um eine realitätsnahe Nachbildung der Netzzugangsimpedanz zu gewährleisten. Auf eine nähere Betrachtung des adaptiven Netzwerkes wird an dieser Stelle verzichtet, lediglich die resultierende Impedanz gemäß Anhang F der EN 50065 ist in Abbildung 3.4 dargestellt. Die obere Kurve verdeutlicht die aus der Kombination zweier AMN respektive zweier Stränge resultierende Zugangsimpedanz. Die darunter liegende Kurve ergibt sich aus der Kombination dieses Verhaltens mit dem adaptiven Netzwerk.

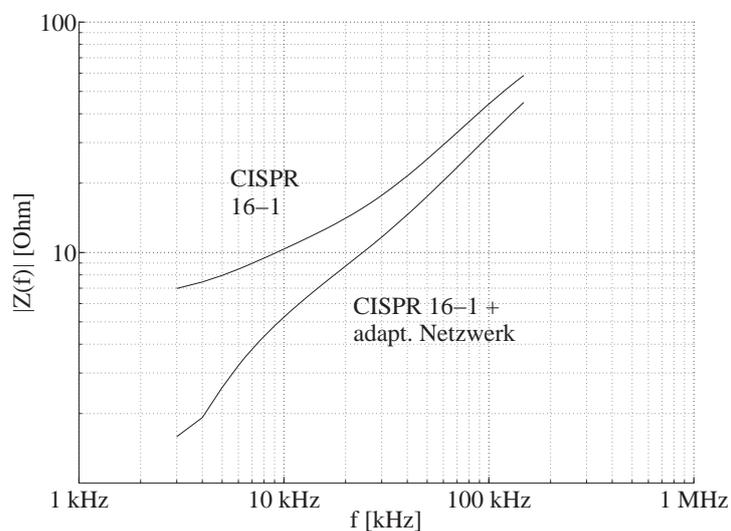


Abbildung 3.4: Zugangsimpedanz gemäß CISPR 16-1 ohne und mit adaptivem Netzwerk

Die Diskrepanz der Impedanzen ohne und mit adaptivem Netzwerk für den Frequenzbereich von 3 bis 148,5 kHz ist deutlich ersichtlich und kann offensichtlich nicht vernachlässigt werden. An dieser Stelle sei jedoch bereits eindringlich darauf hingewiesen, dass die CENELEC-Norm die Anwendung des

adaptiven Netzwerks nicht ausdrücklich fordert, sondern lediglich auf die Möglichkeit der Anwendung hinweist, um eine realitätsnähere Bestimmung der maximalen Ausgangspegel zu ermöglichen.

3.1.3 Störgrenzwerte

Die Störgrenzwerte gemäß EN 50065 beziehen sich auf Frequenzen, die außerhalb des Frequenzbereiches liegen, in dem das entsprechende PLC-System betrieben wird. Die zur Untersuchung verwendeten Messempfänger müssen denselben Ansprüchen genügen wie sie zur Bestimmung der Bandbreite und des Ausgangspegels bereits diskutiert wurden. Die Störgrößen selbst werden in leitungsgeführte und nicht leitungsgeführte Störungen unterteilt. Die jeweiligen Grenzwerte in Abhängigkeit des Frequenzbereiches können Tabelle 3.3 entnommen werden.

Tabelle 3.3: Grenzwerte der Störspannungen

Frequenzbereich [MHz]	Grenzwert [dB μ V]	
	Quasispitzenwert	Mittelwert
0,003 – 0,009	89	-
0,009 – 0,150	89 bis 66	-
0,150 – 0,500	66 bis 56	56 bis 46
0,500 – 5,000	56	46
5,000 – 30,000	60	50

Betrachtet werden neben den Quasispitzenwerten auch die Mittelwerte, wobei eine Mittelwertbildung für Frequenzen unterhalb von 150 kHz entfällt. Zudem ist zu beachten, dass die maximalen Störpegel über dem Frequenzbereich von 9 kHz bis 500 kHz frequenzlogarithmisch abnehmen.

Hinsichtlich der nicht leitungsgeführten Störungen muss die Feldstärke der Störstrahlung eines Übertragungssystems im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz gemessen werden. Die maximalen Quasispitzenwerte dürfen dabei einen Wert von 30 dB μ V/m im Frequenzbereich von 30 bis 230 MHz nicht überschreiten. Für die darüber liegenden Frequenzen bis 1 GHz muss ein maximaler Wert von 37 dB μ V/m eingehalten werden.

3.2 Analyse der Norm EN 50065

In den vorangegangenen Abschnitten wurden die wesentlichen Aspekte der Norm zusammengefasst. Einzelne Unterabschnitte wie beispielsweise das Zugriffsprotokoll im Band C und Ausführungen zum unbeabsichtigten Betrieb von Geräten liefern keine relevanten Gesichtspunkte für den weiteren Entwurf von Kommunikationssystemen und wurden daher nicht näher erläutert.

Die bislang betrachteten normativen Vorgaben werden im Folgenden jedoch näher untersucht und auf ihre Relevanz hin analysiert. Die Netznachbildungen und die resultierenden Zugangsimpedanzen, aber auch die zur Verfügung stehende Bandbreite sowie die maximal zulässige Senderamplitude spielen dabei eine nicht zu vernachlässigende Rolle in der Bewertung der CENELEC-Norm.

3.2.1 Netznachbildung und Zugangsimpedanz

Um eine Aussage bezüglich der Nützlichkeit der Netznachbildung und der jeweiligen Zugangsimpedanzen gemäß EN 50065 zu treffen, liegt ein Vergleich mit den Ergebnissen der Messungen aus Kapitel 2 nahe. Mittels der Netznachbildung gemäß Abbildung 3.2 erhält man bei 50 kHz eine resultierende Zugangsimpedanz von etwa 13 Ohm, die über der Frequenz auf ca. 21 Ohm bei 95 kHz ansteigt. Diese Werte gelten jedoch ausschließlich für eine Phase. Wie zuvor bereits diskutiert wurde, weist Anhang F der Norm ausdrücklich darauf hin, dass Kommunikationseinrichtungen ihre Signale über der doppelten Impedanz einprägen. Vergleicht man die verdoppelten Impedanzbeträge von etwa 26 Ohm bzw. 42 Ohm mit den entsprechenden Ergebnissen aus Kapitel 2 und Anhang A, so wird deutlich, dass die Messungen um etwa 20 dB kleinere Impedanzwerte aufweisen im Vergleich zu den Vorgaben nach EN 50065.

Zwar verringert sich der nachgebildete Impedanzbetrag gemäß Abbildung 3.4 auf eine Impedanz von etwa 18 Ohm bei 50 kHz und 31 Ohm bei 95 kHz, sofern das adaptive Netzwerk mit in die Nachbildung einbezogen wird. Von einer realitätsnahen Nachbildung der charakteristischen Zugangsimpedanzen innerhalb dieses Frequenzbereichs kann jedoch in Anbetracht einer Abweichung von 18 dB gegenüber den Messergebnissen weiterhin nicht gesprochen werden. Die Netznachbildung bildet gleichzeitig die Grundlage für die Messung der maximalen Ausgangspegel innerhalb der Norm, womit auch die dort getroffenen Regulierungen in Frage zu stellen sind. Insbesondere die auf das Stromnetz aufbrachten Signalleistungen im genormten Frequenzbereich unterscheiden

sich deutlich in Abhängigkeit von der Netzmodellierung, wie im Folgenden gezeigt werden kann.

3.2.2 Bandbreite, Ausgangspegel und resultierende Leistung

Die maximal zulässigen Ausgangspegel der jeweiligen Sendeeinrichtung beziehen sich auf die jeweils untersuchte Phase bzw. den Nullleiter. Aufgrund des vorgeschriebenen Messverfahrens sind demnach in Abhängigkeit der Implementierung des Senders durchaus Amplituden zwischen zwei Phasen bzw. einer Phase und dem Nullleiter zulässig, die den doppelten Wert annehmen.

Geht man in diesem Zusammenhang von einem Kommunikationssystem auf Basis eines Mehrträgerverfahrens aus, so können Sendeleistungen von mehreren hundert Watt erreicht werden, ohne die Norm zu verletzen. Zur Veranschaulichung dieser Aussage soll die resultierende Leistung anhand eines Beispiels berechnet werden. Gegeben sei ein Mehrträgersystem, dessen Unterträger sich gegenseitig nicht beeinflussen, d.h. unabhängig voneinander sind. Jeder Träger habe einen Abstand von $\Delta f = 1$ kHz zum benachbarten Träger. Zur Datenübertragung werde der Frequenzbereich von 50 bis 95 kHz verwendet. Es handle sich weiterhin um eine dreiphasige Einrichtung mit der gleichzeitig auf drei Phasen übertragen werden soll. Wird der gesamte Frequenzbereich äquidistant mit Trägern ausgefüllt, so ergibt sich eine Gesamtträgerzahl von $n = 46$. Die maximale Scheinleistung des Übertragungssystems kann dementsprechend in Abhängigkeit von der Trägerzahl n berechnet werden zu

$$S_{ges} = \sum_n S_{T,n}(f) = \sum_n U \cdot I_{T,n}(f) = \sum_n \frac{U^2}{|Z(f)|}, \quad (3.1)$$

mit $S_{T,n}$ als frequenzabhängiger Scheinleistung des Unterträgers T bzw. dem entsprechenden Strom $I_{T,n}(f)$. Der Impedanzbetrag $|Z(f)|$ soll sich gemäß den Messergebnissen nach Kapitel 2, Abbildung 2.6 der Trafostation N386 verhalten. Vereinfachend soll die frequenzabhängige Zugangsimpedanz jedoch als Gerade mit den Impedanzen von 1 Ohm bei der Frequenz 50 kHz und 4 Ohm bei 95 kHz angenommen werden. Somit erhält man

$$|Z(f)| = \frac{1}{15000} f - \frac{7}{3} \text{ Ohm}. \quad (3.2)$$

Aus (3.1) ergibt sich somit für die Scheinleistung einer Phase

$$S_{pha} = \sum_{i=0}^{45} \frac{U^2}{\frac{f}{15000} \cdot \frac{7}{3}} = \sum_{i=0}^{45} \frac{U^2}{\frac{50kHz + i \cdot 1kHz}{15000} \cdot \frac{7}{3}} \quad (3.3)$$

Aufgrund der gleichzeitigen Übertragung auf drei Phasen im Frequenzbereich von 9 bis 95 kHz und des Sendepiegels von 128 dB μ V (näherungsweise 2,512 V) wird eine Signalleistung S_{pha} pro Phase von etwa 67,59 W und eine Gesamtleistung von 270,36 W erreicht. Mit geringerem Trägerabstand und kleineren Zugangsimpedanzen können unter Einhaltung der Grenzwerte noch weitaus höhere Signalleistungen erreicht werden. Eine Implementierung wird aufgrund der zu erwartenden Komplexität, der hohen Fertigungskosten und der großen resultierenden Bauformen entsprechend leistungsfähiger Sendeendstufen jedoch wenig Erfolg versprechend sein.

Unter Einbeziehung der Netznachbildung gemäß CENELEC-Norm erhält man bei identischen Parametern eines PLC-Systems deutlich niedrigere maximale Signalleistungen. Nimmt man die Zugangsimpedanz mit adaptivem Netzwerk im Frequenzbereich von 50 bis 95 kHz als linear steigend an, so erhält man eine Gesamtsendeleistung von etwa 24,30 W bei gleichem, maximalem Sendepiegel. Die Implementierung von entsprechend dimensionierten Sendeendstufen ist auf dieser Basis zweifellos möglich, jedoch werden, wie die Untersuchungen gezeigt haben, in der Praxis nur äußerst selten Übertragungskanäle mit derart hohen Zugangsimpedanzen anzutreffen sein.

Anhand der vorangegangenen Darstellungen muss an dieser Stelle in aller Deutlichkeit angezweifelt werden, inwiefern die CENELEC-Norm EN 50065 eine sinnvolle Regulierung der Frequenzbereiche bis 148,5 kHz gewährleistet. Auf den ersten Blick mag die Anwendung von Mehrträgersystemen im Zusammenhang mit der Norm und einer Übertragung mit niedrigen Datenraten zwar zunächst ebenfalls fragwürdig erscheinen. Gerade hinsichtlich einer robusten Übertragung bieten Mehrträgerverfahren jedoch entscheidende Vorteile gegenüber Einträgerverfahren, wie im folgenden Kapitel noch näher erläutert wird. Entsprechend dimensionierte Sendeendstufen mit Leistungen von mehreren hundert Watt sind unter ökonomischen Aspekten mit hohen Kosten verbunden. Ausgehend von der ursprünglichen Motivation für den Entwurf von Systemen zur Zählerfernabfrage im Hinblick auf die Steigerung der Energieeffizienz und der Einsparung von Energie ist eine, unter wirtschaftlichen Gesichtspunkten sinnvolle

Implementierung entsprechender Systeme auf der Grundlage der aktuellen Normierung nur in stark eingeschränktem Maße möglich.

Eine grundlegende Überarbeitung der Norm scheint in diesem Zusammenhang unumgänglich. Studien wie [Baus05] haben in der Vergangenheit bereits belegt, dass die Netzzugangsimpedanzen allgemein zu höheren Frequenzen hin höhere Werte annehmen. Zusätzliche differenzierende Messungen hinsichtlich der Zugangsimpedanz in Trafostationen, an Hausanschlüssen wie auch im Hausbereich müssen hierzu die Basis bilden, um umfassende Kenntnisse der Netzcharakteristika für den Entwurf von PLC-Systemen unterschiedlichster Anwendungsgebiete zu erhalten. Eine Änderung der Norm und die Erweiterung des zulässigen Frequenzbereichs zur Datenübertragung auf dem Stromnetz sind dabei Lösungsansätze, die es zu bedenken gilt. Die japanischen und US-amerikanischen Normen, [ARIB02] bzw. [FCCM04], können hierzu als Grundlage herangezogen werden, um auf dem europäischen Markt konkurrenzfähige und gleichzeitig Ressourcen schonende Rahmenbedingungen für die Power Line Kommunikation zu schaffen.

3.3 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde zunächst die Notwendigkeit einer eigenständigen Norm für PLC-Systeme in Abgrenzung zu den übrigen, am Stromnetz betriebenen Geräten erläutert. Da ein einheitlicher, weltweiter Standard und eine entsprechende Normierung wohl in absehbarer Zeit nicht erreicht werden können, wurde die derzeitige, für den europäischen Raum gültige CENELEC-Norm vorgestellt. Die Einteilung der Frequenzbänder in Abhängigkeit von den entsprechenden Betriebsmitteln wurde ebenso erläutert wie auch die festgelegten maximalen Sendepiegel. Die Bestimmung der Bandbreite sowie die Untersuchung der Ausgangspegel von PLC-Einrichtungen wurden diskutiert, wobei insbesondere die Nachbildung der charakteristischen Zugangsimpedanzen detailliert analysiert wurde. Abschließend wurden die zugelassenen Störgrenzwerte der leitungsgebundenen wie auch der nicht leitungsgebundenen Störungen zusammengefasst.

Auf der Grundlage dieser Betrachtungen wurde die Norm EN 50065 im Hinblick auf Kommunikationssysteme näher untersucht und bewertet. Hierbei konnte zunächst festgestellt werden, dass die Netznachbildungen der Norm deutlich von den Ergebnissen der Messung der Zugangsimpedanz abweichen. Eine realistische Nachbildung der Netzzugangsimpedanzen ist somit durch die Norm derzeit nicht

sichergestellt. Im Hinblick auf die normativen Vorgaben der maximalen Sendepiegel konnte anhand eines einfachen Beispiels festgestellt werden, dass sich mit den Netznachbildungen der Norm zwar Sendesignalleistungen ergeben, die mittels üblicher Sendeendstufen durchaus auf das Stromnetz aufgebracht werden können. Bei Beachtung der realen Zugangsimpedanzen erhält man jedoch derart hohe Leistungen, bei deren Ausschöpfung eine Kommunikation auf dem Stromnetz im Frequenzbereich der EN 50065 nicht mehr wirtschaftlich wäre. Vor diesem Hintergrund wurden die Überarbeitung der Norm und eine Erweiterung des für Datenübertragungen zulässigen Frequenzbereichs vorgeschlagen.

4 Entwurf eines OFDM-basierten PLC-Systems

Ausgehend von den Untersuchungen der Kanaleigenschaften in Kapitel 2 steht im Folgenden der Entwurf eines neuartigen PLC-Systems für die Übertragung unter den Voraussetzungen der CENELEC-Norm im Mittelpunkt der Ausführungen. Eine Analyse grundlegender Konzepte digitaler Kommunikationssysteme bildet hierfür den Ausgangspunkt für die weitere Entwicklung eines PLC-Systems. Unterschiedliche Konzepte schmal- und breitbandiger Übertragungseinrichtungen, wie auch Ein- und Mehrträgerverfahren sind hierbei zunächst zu analysieren, um im Hinblick auf die Kanaleigenschaften von PLC-Kanälen das optimale Übertragungsverfahren zu wählen. Während Mehrträgerverfahren derzeit für den Frequenzbereich bis 148,5 kHz zwar keine Bedeutung am Markt haben, bietet OFDM in Kombination mit einer sinnvollen Synchronisationsstrategie gegenüber den derzeit erhältlichen PLC-Modems dennoch einen deutlichen Vorteil hinsichtlich einer robusten Übertragung bei gleichzeitig hohen Datenraten.

Dementsprechend werden innerhalb dieses Kapitels zunächst einige grundsätzliche Überlegungen zur physikalischen Übertragung von Nachrichten angestellt. Das OFDM-Verfahren wird daraufhin als grundlegendes Konzept für ein neuartiges PLC-System für die Datenübertragung im CENELEC-Band eingeführt. Detaillierte Untersuchungen verschiedener Synchronisationsstrategien und die daraus resultierenden Ergebnisse in Kombination mit OFDM rechtfertigen dabei den Einsatz des Mehrträgerverfahrens und bilden den

zentralen Aspekt für den Entwurf neuartiger PLC-Modems. Neben dem Entwurf der Komponenten zur digitalen Signalverarbeitung werden Ansätze zum Design entsprechender analoger Schnittstellen diskutiert. Das Konzept einer für die niedrigen Zugangsimpedanzen des Stromnetzes geeigneten Sendeendstufe wird vorgestellt.

4.1 Physikalische Nachrichtenübermittlung

Die Nachrichtenübertragung von einem Sender zu einem Empfänger umfasst im Allgemeinen mehrere Teilkomponenten eines Kommunikationssystems, die üblicherweise hierarchisch gemäß dem OSI-Modell nach Abbildung 4.1 [Gibs97] gegliedert sind. Die physikalische Übertragung der Informationen über den Kanal wird dabei durch die unterste Schicht des Modells, die so genannte (Bit-) Übertragungsschicht, auch als Physical Layer bzw. PHY bezeichnet, repräsentiert.

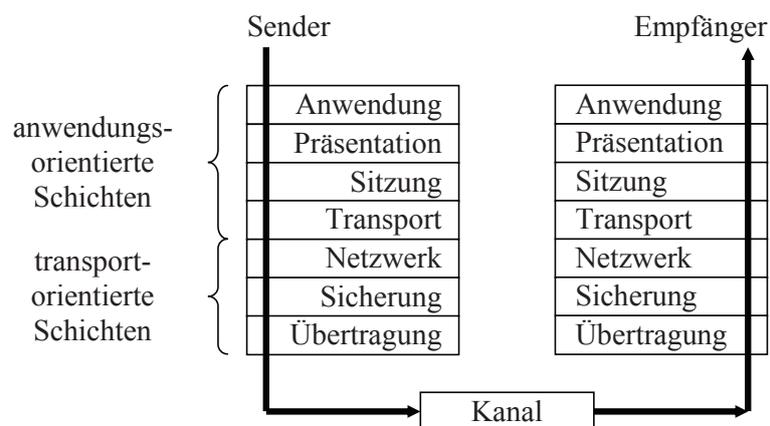


Abbildung 4.1: Das OSI-Schichtenmodell

Die Hauptaufgabe der physikalischen Ebene ist die Umwandlung digitaler Datenströme in geeignete elektrische Spannungen, Ströme oder Felder zur Übertragung über den betreffenden Kanal. Für die Umformung der zeitdiskreten digitalen Daten in ein zeitkontinuierliches analoges Sendesignal sind entsprechende Transformationen notwendig, die als Modulation bezeichnet werden. Die Wahl eines geeigneten Modulationsverfahrens für den zur Verfügung stehenden Übertragungskanal ist demnach der Ausgangspunkt für die Konzeption von Kommunikationssystemen.

Zur Klassifizierung der unterschiedlichen Modulationsverfahren ist zunächst zwischen schmal- und breitbandigen Übertragungsverfahren im nachrichtentechnischen Sinne zu unterscheiden. In Abhängigkeit vom jeweiligen Modulationsverfahren erhält man für das Spektrum eine Bandbreite, die bei schmalbandigen Systemen klein im Vergleich zur Trägerfrequenz ist [Proa00]. Das Spektrum eines breitbandigen Übertragungssystems umfasst im Allgemeinen hingegen eine Breite im Frequenzbereich, die deutlich größer im Vergleich zur Trägerfrequenz sein kann. Hinsichtlich der Trägerfrequenzen ist an dieser Stelle anzumerken, dass ausschließlich Bandpasssignale, deren Spektralanteile deutlich über der Netzfrequenz von 50 Hz liegen, für die Power Line Kommunikation angewendet werden können, um Beeinflussungen und Störungen durch und für das Stromnetz zu vermeiden.

Schmalbandige Übertragungssysteme nutzen zur Modulation mit binären Daten in der Regel sinusförmige Signale. Das auf den Übertragungskanal aufgebrachte Sendesignal kann dabei in der Form

$$s(t) = a(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \quad (4.1)$$

dargestellt werden [Proa00], mit der Signalamplitude $a(t)$, der Trägerfrequenz f_c und der Phase $\theta(t)$. In diesem Zusammenhang sind als grundlegende Modulationsverfahren die Amplituden-, Frequenz- und Phasenumtastung, häufig auch als Amplitude, Frequency bzw. Phase Shift Keying (ASK, FSK, PSK) bezeichnet, zu nennen. Kombinationen dieser Verfahren führen zu komplexeren Modulationsverfahren wie beispielsweise Quadraturamplitudenmodulation (QAM), mit denen höhere Datenraten erreicht werden [Jond01]. Die Codierung der binären Daten innerhalb des analogen Sendesignals wird durch eine Änderung der entsprechenden Größe a , f_c bzw. θ in (2.1) bewirkt, während die jeweils verbleibenden Parameter einen festen Wert annehmen.

Die Nachrichtenübertragung mit schmalbandigen Systemen stellt jedoch einige Anforderungen an die Eigenschaften des Übertragungskanals. Eine effiziente Übertragung kann nur dann gewährleistet werden, wenn ein „gutartiger“ Kanal mit einer über der Frequenz konstanten Übertragungsfunktion und geringen Störungen vorliegt. Insbesondere schmalbandige Störungen im Frequenzbereich schmalbandiger Übertragungssysteme verringern die Qualität der Nachrichtenübermittlung deutlich. Das komplexe Störszenario wie auch die Komplexität der Übertragungsfunktion des Power Line Kanals stellen für

schmalbandige Kommunikationssysteme damit tendenziell eher schlechte Übertragungseigenschaften zur Verfügung.

Bandspreizende Übertragungsverfahren können hingegen durch eine Aufweitung des Spektrums die Nachteile frequenzselektiver Dämpfung und die Auswirkungen von Schmalbandstörern deutlich reduzieren. Das zur Nachrichtenübertragung benötigte Spektrum wird dabei durch Hinzufügen spektraler Redundanz verbreitert. Die bandspreizenden Verfahren sind in diesem Zusammenhang breitbandigen Übertragungsmechanismen zuzuordnen. Verfahren wie Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) und die Modulation mit Chirp-Signalen bieten dabei zwar eine erhöhte Robustheit gegenüber Schmalbandstörern, benötigen jedoch gleichzeitig eine sehr präzise und aufwändige Synchronisation, die sich an Stromnetzen aufgrund der widrigen Kanaleigenschaften äußerst komplex gestaltet. Frequency Hopping (FH) bietet hingegen bereits unter Zuhilfenahme einfacherer Synchronisationsmechanismen die gewünschte Sicherheit gegenüber schmalbandigen Störungen. Stellt man den Entwurf schmalbandiger Nachrichtensysteme der Implementierung bandspreizender Kommunikationssysteme bei vergleichbaren Datenraten gegenüber, so ist jedoch festzustellen, dass bandspreizende Systeme einen wesentlich höheren Aufwand erfordern. Einzelheiten zu den Verfahren und ihrer Leistungsfähigkeit an Power Line Kanälen sind früheren Untersuchungen wie z.B. [Arzb98] und [Wald00] zu entnehmen.

Sowohl die bislang betrachteten schmalbandigen, wie auch die bandspreizenden Übertragungsverfahren können grob unter dem Begriff „Einträgerverfahren“ zusammengefasst werden. Für die Datenübertragung mittels Frequenzumtastung und Frequency Hopping werden mindestens zwei unterschiedliche Frequenzen benötigt. Ähnliches gilt auch für die Kommunikation mittels Chirp-Signalen: Durch die lineare oder exponentielle Frequenzmodulation ergibt sich pro übertragenem Symbol eine große belegte Bandbreite. Zu einem beliebigen Zeitpunkt t kann jedoch immer nur eine dieser Frequenzen mit einem Spektrum-Analysator beobachtet werden. Die übrigen Verfahren ASK, PSK, QAM und DSSS basieren generell auf einer fixierten Trägerfrequenz.

Im Gegensatz dazu erfolgt bei den so genannten Mehrträger- bzw. Multiträgerverfahren (engl.: Multi Carrier Modulation, MCM) die Datenübertragung parallel auf einer Vielzahl unterschiedlicher, nebeneinander angeordneter Trägerfrequenzen. Um Interferenzen zwischen den Trägerfrequenzen zu vermeiden, werden zwischen den Trägern so genannte Schutzbänder eingefügt, in deren Frequenzbereich keine Datenübertragung

stattfindet. Multiträgerverfahren mit Schutzbändern werden im Folgenden als herkömmliche Mehrträgerverfahren bezeichnet.

Per Definition handelt es sich bei Mehrträgerverfahren um breitbandige, allerdings nicht bandspreizende Verfahren. Einzelne Frequenzbereiche der gesamten Bandbreite könnten zwar mit bandspreizenden Verfahren moduliert werden, um zusätzlichen Schutz gegenüber Schmalbandstörern zu erreichen. Im Allgemeinen wird jedoch jeder einzelne Unterträger wiederum schmalbandig moduliert. Eine fehlerfreie Übertragung ist mit Mehrträgerverfahren bei nicht verzerrungsfreien Kanälen und herkömmlichen Mehrträgerverfahren allerdings nicht ohne eine aufwändige Detektorstruktur möglich [Kamm04]. Das Mehrträgerverfahren OFDM liefert hierzu jedoch einen Ansatz mit dem auf eine empfangsseitige Kanalverzerrung vollständig verzichtet werden kann. Das Konzept des Verfahrens wird im Folgenden näher untersucht.

4.2 Das Mehrträgerverfahren OFDM

Das Übertragungsverfahren OFDM findet bereits seit einigen Jahren in einer Vielzahl von Kommunikationssystemen Anwendung, wie z.B. im digitalen Rundfunk (engl.: Digital Audio Broadcasting, DAB), im digitalen terrestrischen Fernsehen (engl.: Digital Video Broadcasting Terrestrial, DVB-T) oder bei der Datenübertragung mittels xDSL-Technologien (engl.: Digital Subscriber Line). Für die Power Line Kommunikation bietet das Verfahren eine Reihe von Vorteilen, wie sich im Weiteren noch zeigen wird. Gegenüber der Nachrichtenübertragung auf einem Träger mit hoher Datenrate findet bei OFDM die Datenübermittlung - wie bereits erwähnt - parallel auf einer großen Anzahl von Trägerfrequenzen mit geringerer Datenrate statt. Die einzelnen Trägerfrequenzen werden im Zusammenhang mit OFDM als Unterträger bezeichnet. Im Gegensatz zu herkömmlichen Mehrträgerverfahren sind bei OFDM die Sendespektren überlappend angeordnet. Die spektrale Effizienz wird damit deutlich verbessert, da Schutzbänder nicht zur Nachrichtenübermittlung genutzt werden können. Um hingegen eine interferenzfreie Übertragung zwischen sich überlappenden Unterträgern zu gewährleisten, ist die erste Nyquistbedingung, Orthogonalität der Träger, mittels geeigneter Wahl des Abstandes zwischen zwei benachbarten Unterträgern $\Delta f = |f_n - f_{n-1}|$ und der Impulsform $g(t)$ des Sendesignals zu erfüllen. Das aus dieser Bedingung resultierende OFDM-Verfahren gewährleistet gleichzeitig eine hohe spektrale

Effizienz [Kamm04]. Abbildung 4.2 a) zeigt qualitativ die Überlappung der einzelnen Unterträger. Das resultierende Summenspektrum ist in Teil b) dargestellt.

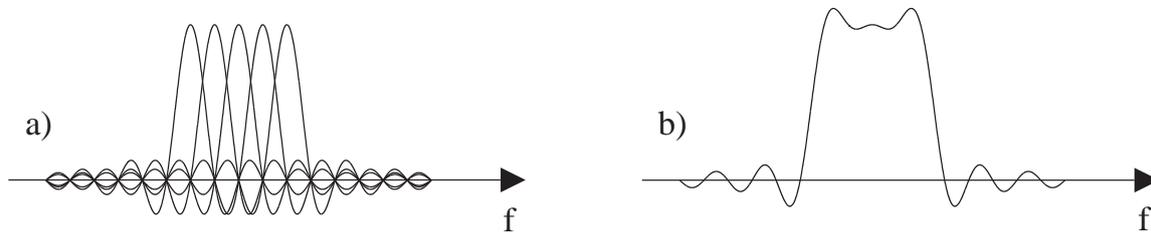


Abbildung 4.2: Spektrale Anordnung der Unterträger und Summenspektrum bei OFDM

Das Spektrum eines zeitbegrenzten Trägers $f_i \neq f_n$ eines OFDM-Systems nimmt in der Mittenfrequenz des Spektrums eines Trägers f_n gerade den Wert Null an. Eine Beeinflussung der einzelnen Träger untereinander kann somit bei einem idealen System vermieden werden. Das interferenzfreie System mit reellwertiger Impulsformung $g(t)$ liegt somit vor, wenn alle Trägerpaare mit den Frequenzen f_m, f_n der Bedingung

$$\int_{-\infty}^{\infty} g^2(t) \cdot e^{-j2\pi f_m t} \cdot e^{j2\pi f_n t} dt = C \cdot \delta(m-n) \quad \forall \quad 0 \leq m, n \leq K-1, m, n \in \mathbb{Z} \quad (4.2)$$

genügen [Scho03], wobei K hierbei die Anzahl der Unterträger und C einen Vorfaktor darstellt. Eine grundlegende Implementierung eines Mehrträgersystems, welches die Orthogonalitätsbedingung nach (4.2) erfüllt, besteht darin, alle Unterträger f_k im Basisband als Vielfaches einer Grundfrequenz Δf zu wählen, so dass

$$f_k = k \cdot \Delta f \quad \text{mit } 0 \leq k \leq K-1 \quad \text{und } k \in \mathbb{Z} \quad (4.3)$$

gilt. Als Impulsform wird eine Rechteckfunktion der Dauer T_{Sym} verwendet, welche die Bedingung

$$T_{Sym} = \frac{1}{\Delta f} \quad (4.4)$$

erfüllt. T_{Sym} wird im Folgenden auch mit Kernsymboldauer bezeichnet. Weiterhin folgt für ein System, bei dem (4.3) und (4.4) gilt:

$$\int_0^{T_{Sym}} e^{-j2\pi f_m t} \cdot e^{j2\pi f_n t} dt = 0 \quad \forall m \neq n. \quad (4.5)$$

Die Unterträger mit den Frequenzen f_m, f_n sind demnach orthogonal. Das Spektrum eines solchen OFDM-Systems kann als Faltung eines Dirac-Impuls-Kamms, welcher aus der Fourier-Transformierten der Sinusträger mit den Frequenzen f_k hervorgeht, und einer *si*-Funktion aufgefasst werden. *si*(x) ergibt sich aus der Fourier-Transformierten der rechteckförmigen Impulsform gemäß Abbildung 4.2 a).

4.2.1 Struktur von OFDM-Sender und -Empfänger

Eine zu übertragende Sendebitfolge $x(n)$ mit der Datenrate $r_b = 1/T_b$ wird zunächst in mehrere endliche Folgen $\{x(n)\}_{K \cdot b}$ aufgeteilt. Die $K \cdot b$ Elemente jeder dieser endlichen Folgen entsprechen dem Dateninhalt eines OFDM-Symbols. Die Elemente von $\{x(n)\}_{K \cdot b}$ werden auf die K Unterträger verteilt. Die daraus resultierenden Symbole x_k jedes einzelnen Unterträgers ergeben sich durch Zusammenfassen von jeweils b bit, man spricht von Kanalsymbolen. Die Kanalsymbole entstammen einem Alphabet der Mächtigkeit

$$M = 2^b, \quad (4.6)$$

d. h. die Kanalsymbole sind M -stufig. Mit jedem OFDM-Symbol werden jeweils $K \cdot b$ bit gleichzeitig übertragen. Daraus folgt die OFDM-Symbolrate bzw. die Symbolrate der Unterträger gemäß

$$\frac{1}{T_{Sym}} = \frac{1}{K \cdot b \cdot T_b} = \frac{1}{K \cdot \log_2(M) \cdot T_b}. \quad (4.7)$$

In Abhängigkeit vom verwendeten Modulationsverfahren werden die Kanalsymbole komplexen Signalvektoren \underline{d}_k zugeordnet.

Das im Basisband erzeugte Sendesignal werde mit der Frequenz f_T in den zur Übertragung vorgesehenen Bandpassbereich moduliert. Für die Dauer eines OFDM-Symbols ergibt sich das Sendesignal nach [Scho03] zu

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} \underline{d}_k \cdot e^{j2\pi(f_T + k\Delta f)t} \right\} = \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_T t} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \underline{d}_k \cdot e^{j2\pi k\Delta f t} \right\} \quad (4.8)$$

$$= \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_T t} \cdot \underline{s}(t) \right\}, \quad 0 \leq t < T_{Sym}.$$

$\underline{s}(t)$ ist hierbei das Signal im komplexen Basisband [Jond01]. Da das Signal für große Werte von K näherungsweise eine Bandbreite von

$$B_{OFDM} \approx K \cdot \Delta f = K / T_{Sym} \quad (4.9)$$

annimmt, lässt es sich nach dem Shannon'schen Abtasttheorem als diskrete Folge mit einem Abtastintervall $T_A = T_{Sym} / K$ darstellen. Das diskrete komplexe Basisbandsignal eines OFDM-Symbols ergibt sich damit zu

$$\underline{s}(n \cdot T_A) = \sum_{k=0}^{K-1} \underline{d}_k \cdot e^{j2\pi k\Delta f n T_A}, \quad 0 \leq n \leq K-1. \quad (4.10)$$

Mit (4.4) kann das zeitdiskrete komplexe Basisbandsignal für ein OFDM-Symbol gemäß

$$\{\underline{s}(n)\}_K = \sum_{k=0}^{K-1} \underline{d}_k \cdot e^{j2\pi kn/K} = K \cdot \operatorname{IDFT}_{(k)} \{\underline{d}_k\}, \quad 0 \leq n \leq K-1 \quad (4.11)$$

dargestellt werden [Scho03]. Die Generierung von OFDM-Signalen lässt sich damit auch bei einer großen Trägeranzahl K mittels der inversen diskreten Fourier-Transformation (IDFT) bzw. der hinsichtlich der Implementierung effizienteren inversen schnellen Fourier-Transformation (engl.: Inverse Fast Fourier Transformation, IFFT) realisieren. Der konstante Vorfaktor der IDFT ergibt sich aus ihrer Definition [Kien05]. Zur Erzeugung des Sendesignals $s(t)$ muss die komplexe Basisbandsignalfolge $\{\underline{s}(n)\}$ in ein analoges Signal gewandelt und in den vorgesehenen Bandpassbereich gemischt werden. Ein reelles Sendesignal erhält man durch anschließende Realteilbildung des analytischen Signals [Kamm04].

Alternativ zur Berechnung im Basisband kann das Sendesignal auch direkt im Bandpassbereich generiert werden. Hierzu muss eine Überabtastung des Signals

erfolgen. Bei unverändertem T_{Sym} ergibt sich eine größere DFT-Länge N_{DFT} mit $N_{DFT} > 2 \cdot K$. Die minimal erforderliche Überabtastung ist gegeben, wenn gilt $N_{DFT} \cdot \Delta f = 2 \cdot f_g$, mit f_g als höchster Trägerfrequenz des zu untersuchenden Kommunikationssystems. Das OFDM-Signal im Basisband berechnet sich demnach gemäß

$$\{s(n)\}_{N,DFT} = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N_{DFT}-1} \underline{d}_k \cdot e^{j2\pi kn / N_{DFT}} \right\} = \text{Re} \left\{ N_{DFT} \cdot \text{IDFT}_{(k)} \{ \underline{d}_k \} \right\}. \quad (4.12)$$

Die zeitdiskrete Folge $\{s(n)\}_{N,DFT}$ muss zur Erzeugung des Sendesignals $s(t)$ lediglich noch in ein analoges Signal gewandelt werden. Der Index N,DFT dieser zeitdiskreten Folge bezieht sich hier und im Folgenden auf die DFT-Länge N_{DFT} . Demnach entfällt der analoge Quadraturmischer, welcher das komplexe Basisbandsignal in herkömmlichen OFDM-Modulatoren in die Hochfrequenzlage transformiert. Dieses Vorgehen setzt jedoch für die Implementierung eine entsprechend leistungsfähige Hardware voraus.

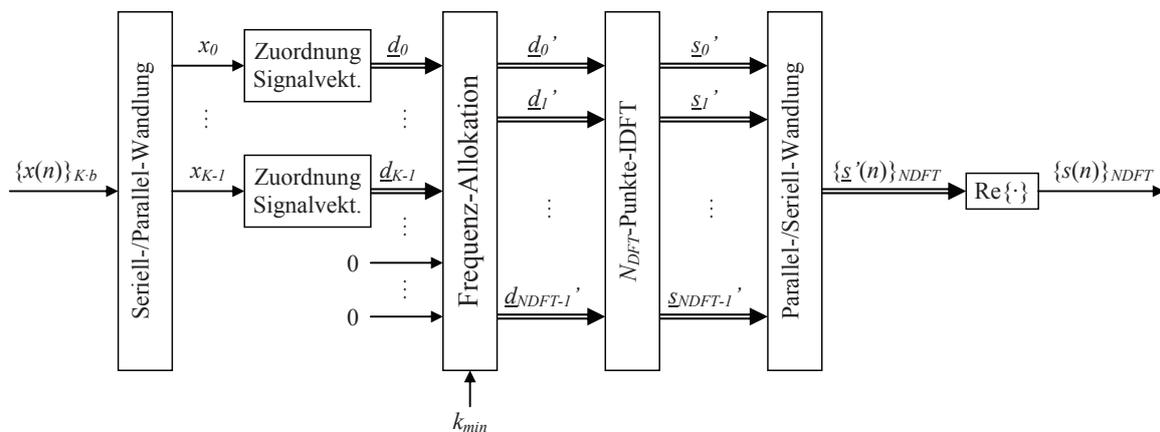


Abbildung 4.3: Schematischer Aufbau eines OFDM-Modulators

Der schematische Aufbau eines OFDM-Modulators ist in Abbildung 4.3 dargestellt. Jeweils b bit werden zunächst zu Kanalsymbolen zusammengesetzt und daraufhin mittels Seriell-Parallel-Wandlung k Unterträgern zugeordnet. Nach der Zuweisung der Kanalsymbole x_k zu den Signalvektoren \underline{d}_k erfolgt die Frequenzallokation, um das Sendespektrum im vorgesehenen Übertragungsband zu erzeugen. Der Trägerindex k wird hierfür mit einem Offset k_{min} beaufschlagt. Die modulierten Frequenzen im Ausgangsspektrum liegen damit zwischen f_{min} und f_{max} . Es gilt

$$f_{\min} = \Delta f \cdot k_{\min}; \quad 0 \leq k_{\min} < \frac{N_{DFT}}{2} - K \quad (4.13)$$

bzw.

$$f_{\max} = \Delta f \cdot k_{\max} = \Delta f \cdot (k_{\min} + K - 1). \quad (4.14)$$

Die nachfolgende IDFT bzw. IFFT und Parallel-Seriell-Wandlung erzeugt das diskrete komplexe Sendesignal $\{\underline{s}'(n)\}_{N,DFT}$. Zur Demodulation eines OFDM-Symbols werden im Wesentlichen die inversen Operationen durchgeführt, wie in Abbildung 4.4 schematisch dargestellt. Analog zum Sender kann empfängerseitig die diskrete Fourier-Transformation (DFT) bzw. die schnelle diskrete Fourier-Transformation (FFT) zur Berechnung angewendet werden.

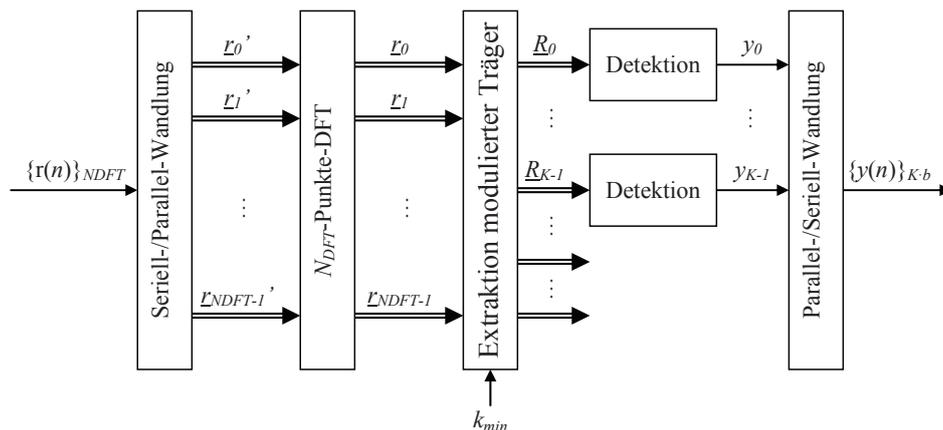


Abbildung 4.4: Schematischer Aufbau eines OFDM-Demodulators

Das Empfangssignal $\{r(n)\}_{N,DFT}$ geht aus der A/D-Wandlung des kontinuierlichen Eingangssignals $r(t)$ des Empfängers hervor. Die DFT liefert die komplexen spektralen Koeffizienten \underline{R}_k der K modulierten Unterträger. Die nicht zum Sendespektrum gehörenden spektralen Koeffizienten tragen keinerlei Information und können dementsprechend vernachlässigt werden. Die Detektion ordnet die spektralen Koeffizienten \underline{R}_k den jeweiligen Signalvektoren $\hat{\underline{d}}_k$ zu, wobei $\hat{\underline{d}}_k$ aufgrund der Störeinflüsse des Kanals eine Schätzung ist. Die Signalvektoren werden dann den Empfangssymbolen y_k zugeordnet, so dass durch die abschließende Parallel-Seriell-Wandlung die Empfangsbitfolge $\{y(n)\}_{K \cdot b}$ zur Verfügung steht.

4.2.2 Intersymbol- und Interkanalinterferenz

Unter der Annahme eines idealen Übertragungskanals und idealer Eigenschaften der Bauteile des Kommunikationssystems beeinflussen sich die einzelnen Subträger des OFDM-Systems wie zuvor betrachtet nicht. Die Kanaleigenschaften üblicher Übertragungskanäle, insbesondere die von Power Line Kanälen, aber auch Toleranzen von Baugruppen, wie z.B. Abweichungen von der Nennfrequenz bei Quarzoszillatoren, führen jedoch unweigerlich zur Verletzung der Orthogonalitätsbedingung gemäß (4.2) sowie (4.4).

Nach [Wald00] sind Übertragungstrecken der Power Line Kommunikation im Allgemeinen nicht linearphasig, wodurch sich unterschiedliche Laufzeiten für jeden einzelnen Unterkanal ergeben. Während des Empfangs eines OFDM-Symbols über der Dauer T_{Sym} gehen somit am Empfänger zwangsläufig Signalanteile verloren, in Abhängigkeit von der Laufzeit jedes einzelnen Unterträgers k . Für jeden Teilkanal ergibt sich demnach eine „Quasi-symboldauer“, die einen kleineren Wert als T_{Sym} annimmt. Nach (4.4) erhöht sich demnach gleichzeitig die Bandbreite des jeweiligen Unterträgers. Die daraus resultierende Störung umliegender Unterträger bezeichnet man als Interkanalinterferenz (engl.: Inter Channel Interference, ICI). Abbildung 4.5 verdeutlicht ICI schematisch.

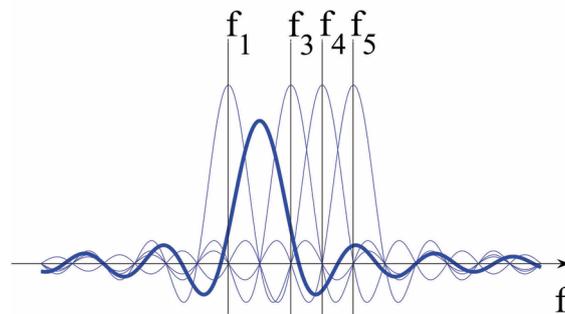


Abbildung 4.5: Schematische Darstellung von Interkanalinterferenz

Durch eine Laufzeitverzögerung gehen im Empfänger Signalanteile des Symbols verloren. Die im Spektrum resultierende *si*-Funktion des betroffenen Unterträgers, in der Abbildung mit einer dicken Linie dargestellt, verbreitert sich im Vergleich zu den übrigen, nicht durch eine Laufzeit beeinflussten Unterträgern mit den Frequenzen f_1, f_3, f_4 und f_5 . Der durch eine Laufzeit beeinflusste Träger nimmt in den Mittenfrequenzen f_1, f_3, f_4 und f_5 der übrigen Träger nicht den Wert Null an. Dementsprechend geht die Orthogonalität des OFDM-Verfahrens verloren.

Dahingegen ist die so genannte Intersymbolinterferenz (ISI) auf die Beeinflussung zweier aufeinander folgender Symbole desselben Unterträgers zurückzuführen. Aufgrund der Laufzeitunterschiede der Unterträger ergibt sich für die Dauer des Empfangs eines Symbols m eine Überlappung aufeinander folgender Symbole, siehe Abbildung 4.6. Gleichzeitig können am Empfänger Echos aufgrund von Signalreflexionen und Mehrwegeausbreitung (vgl. Kapitel 2) auftreten. Das Prinzip von ISI verdeutlicht die Abbildung anhand zweier Unterträger i und $i+1$ mit unterschiedlichen Laufzeiten.

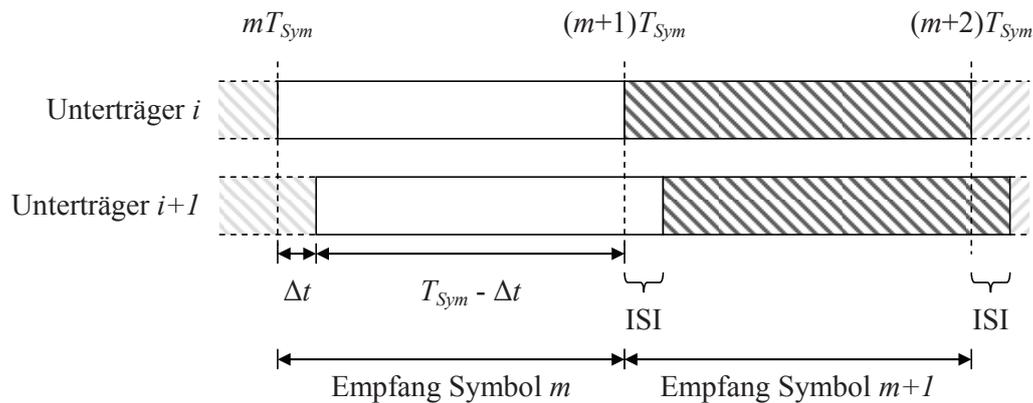


Abbildung 4.6: Prinzip der Intersymbolinterferenz durch Laufzeitunterschiede

Der Sender beginnt zum Zeitpunkt $m \cdot T_{Sym}$ mit der Übertragung eines OFDM-Symbols. Durch den Laufzeitunterschied Δt setzt sich das empfangenseitig detektierte Signal $r(t)$ aus einem Signalanteil der Dauer $T_{Sym} - \Delta t$ des aktuellen OFDM-Symbols, sowie einem Anteil der Dauer Δt des vorangegangenen OFDM-Symbols zusammen. Die resultierenden Intersymbolinterferenzen können jedoch, ebenso wie Interkanalinterferenzen, unter Verwendung so genannter Schutzintervalle (engl.: Guard Interval, GI) eliminiert werden.

4.2.3 Zyklische Schutzintervalle

Zur Vermeidung von ISI und ICI wird jedem OFDM-Symbol ein Schutzintervall vorangestellt. Man spricht dabei auch von einem so genannten zyklischen Präfix (engl.: Cyclic Prefix). Abbildung 4.7 verdeutlicht das Prinzip.

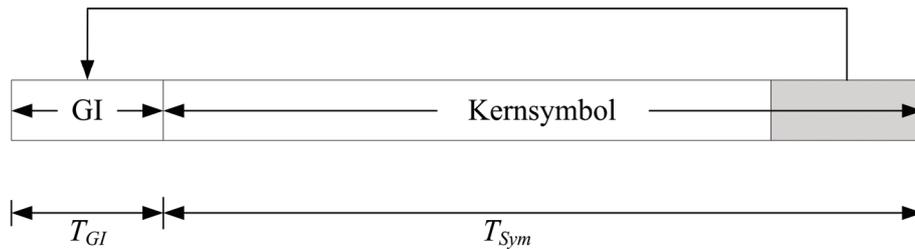


Abbildung 4.7: Zyklisches Schutzintervall

Einem durch die IFFT erzeugten OFDM-Symbol der Kernsymboldauer T_{Sym} wird hierzu, beginnend mit dem Zeitpunkt $t = T_{Sym} - T_{GI}$, ein Intervall der Dauer T_{GI} entnommen. Dieses Intervall wird dem OFDM-Kernsymbol vorangestellt, so dass sich für die Übertragung mit Schutzintervall eine Gesamtdauer

$$T_{OFDM} = T_{Sym} + T_{GI} \quad \text{mit} \quad T_{GI} \geq |\tau_{max,p}| + |\tau_{max,n}| \quad (4.15)$$

ergibt. Die Dauer des Schutzintervalls berechnet sich dabei aus dem Betrag der Differenz der maximalen positiven und negativen Abweichung $\tau_{max,p}$ und $\tau_{max,n}$ gegenüber dem ursprünglichen OFDM-Kernsymbol. Hierbei ist unerheblich, ob sich die Abweichungen aufgrund von kanalabhängigen Laufzeiten, bauteilbedingtem Frequenzversatz oder Reflexionen und Mehrwegeausbreitung ergeben. Lediglich ist zu beachten, dass die durch Kombinationen dieser Parameter resultierende maximale Differenz ermittelt wird.

Abbildung 4.8 verdeutlicht das Verhalten eines OFDM-Systems unter Einbeziehung von Schutzintervallen hinsichtlich ISI und ICI. Ausgehend von einem ideal synchronisierten Empfänger, steht beginnend mit dem Zeitpunkt $m \cdot T_{OFDM}$ der Signalanteil von Unterträger $k-1$ des OFDM-Symbols mit Schutzintervall zur Verfügung. Die Abweichung τ dieses Unterträgers ist dabei zur Veranschaulichung idealisiert zu Null gewählt. Gleichzeitig stellt dies auch die kleinste Abweichung aller Unterträger dar, so dass $\tau_{max,n} = 0$ gilt. Die verbleibenden Subträger stehen empfängerseitig in Abhängigkeit von ihrer jeweiligen Laufzeit verzögert zur Verfügung, wobei Träger k die maximale Laufzeit $\tau_{max,p}$ aufweist. Gemäß (4.15) wird das Schutzintervall minimal zu $T_{GI} = \tau_{max,p}$ gewählt. Der Empfang des OFDM-Symbols m beginnt um die Dauer des Schutzintervalls verzögert. Für die Dauer T_{Sym} des Empfangs ist zu erkennen, dass lediglich Signalanteile des OFDM-Symbols m , jedoch keine Signalanteile benachbarter OFDM-Symbole in die Demodulation mit einbezogen werden.

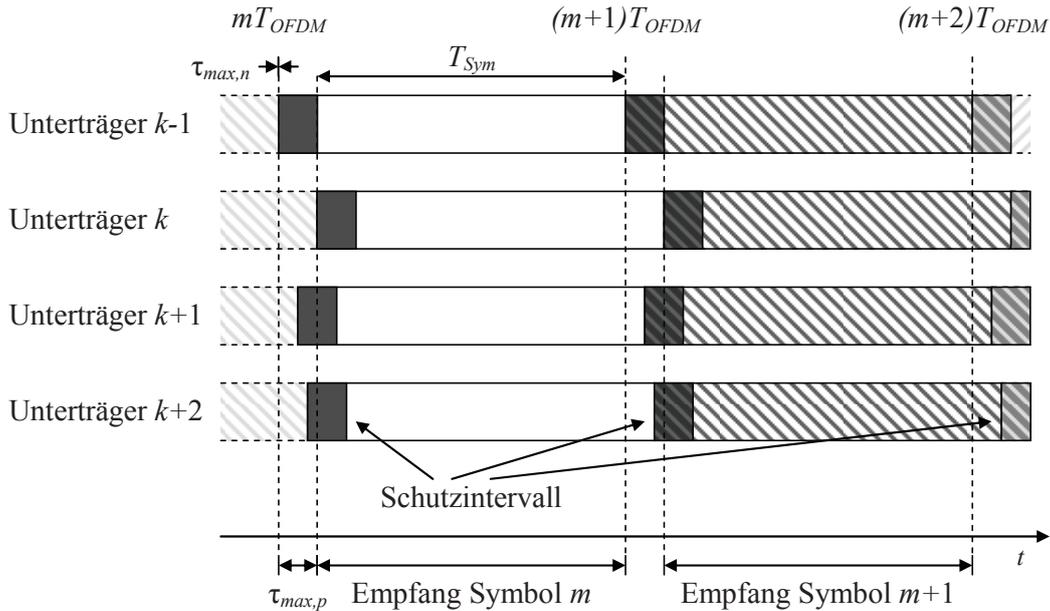


Abbildung 4.8: Eliminierung von ISI und ICI durch Schutzintervall

Hierbei ist zu beachten, dass sich aufgrund der zyklischen Fortsetzung des Sendesignals jedes einzelnen Unterträgers empfängerseitig lediglich eine Phasenverschiebung gegenüber dem ursprünglichen Sendesignal ergibt. Neben der Eliminierung von Intersymbolinterferenzen wird somit auch die Orthogonalitätsbedingung eingehalten und ICI vermieden. Die Phasenverschiebung der einzelnen Unterträger und daraus resultierende Übertragungsfehler können, wie im Weiteren noch dargelegt wird, mittels geeigneter Modulationsverfahren vermieden werden.

4.2.4 Übertragungsrate und spektrale Effizienz

Die Übertragungs- bzw. Bitrate eines OFDM-Systems ist das Maß für die übertragbare Nachrichtenmenge innerhalb eines Zeitintervalls. Bei einer Übertragung ohne Schutzintervall und identischem Modulationsalphabet für alle Unterträger berechnet sich die Bitrate zu

$$r_b = \frac{K \cdot \text{ld}(M)}{T_{Sym}}. \quad (4.16)$$

Die Einheit der Bitrate ist bit/s. Unter Verwendung von Schutzintervallen wird innerhalb eines OFDM-Symbols zwar die gleiche Nachrichtenmenge übertragen,

aus (4.15) folgt jedoch eine Verlängerung des benötigten Zeitintervalls. Dies wiederum führt zu einer Verringerung der Bitrate. Für ein Schutzintervall $T_{GI} > 0$ berechnet sich die Bitrate demnach zu

$$r_b = \frac{K \cdot \text{ld}(M)}{T_{Sym} + T_{GI}} = \frac{K \cdot \text{ld}(M)}{T_{OFDM}}. \quad (4.17)$$

Eine Erhöhung der Datenrate kann dementsprechend durch eine Verringerung von T_{Sym} erzielt werden. Dies geht jedoch nach (4.4) gleichzeitig mit einer Erhöhung des Trägerabstandes einher. Auch die Erhöhung der Trägeranzahl K führt zu einer Steigerung der Übertragungsrate r_b . Sowohl die Verringerung der Symboldauer, als auch die Erhöhung der Trägerzahl resultieren nach (4.9) in einer größeren Bandbreite. Die höhere Übertragungsrate wird gewissermaßen durch einen erweiterten Bedarf der Ressource Bandbreite „erkauft“. Zur Charakterisierung dieser konkurrierenden Systemparameter kann die spektrale Effizienz herangezogen werden.

Die spektrale Effizienz η_B gibt die Übertragungsrate, bezogen auf die zur Übertragung benötigte Bandbreite an. Für ein OFDM-System mit K Trägern und der Mächtigkeit M der Modulationsalphabeten der Unterträger ergibt sich

$$\eta_B = \frac{K \cdot \text{ld}(M)}{T_{Sym} \cdot B_{OFDM}}. \quad (4.18)$$

Mit der Übertragungsbandbreite nach (4.9), ergibt sich $\eta_B = \text{ld}(M)$. Unter Verwendung von Schutzintervallen verringert sich die spektrale Effizienz, da der Trägerabstand mit $1/T_{Sym}$ unverändert bleibt, während die Symbolrate auf $K/(T_{Sym} + T_{GI})$ reduziert wird. Für Systeme mit Schutzintervall erweitert sich (4.18) zu

$$\eta_B = \frac{K \cdot \text{ld}(M)}{(T_{Sym} + T_{GI}) \cdot B_{OFDM}}. \quad (4.19)$$

Mit (4.9) erhält man $\eta_B = \text{ld}(M)/(1 + T_{GI}/T_{Sym})$. Mit zunehmender relativer Guard-Länge T_{GI}/T_{Sym} nimmt die Bandbreiteneffizienz also ab. Mit steigendem η_B nutzt das Übertragungssystem die zur Verfügung stehende Bandbreite effizienter. Für den Systementwurf ist demnach eine möglichst große spektrale Effizienz anzustreben.

Neben der durch Schutzintervalle verringerten Bandbreiteneffizienz muss die ebenfalls durch Schutzintervalle bedingte Degradation des Signal-Rauschverhältnisses berücksichtigt werden. Da die Gesamtdauer des Sendesymbols größer als das empfangsseitig in die Demodulation einbezogene Signal ist, ergibt sich durch die Verletzung des Matched-Filter-Prinzips [Kamm04] nach der Datenübertragung über den Kanal der SNR-Verlust γ_{GI}^2 in Abhängigkeit von der Kernsymboldauer T_{Sym} und der Dauer des Schutzintervalles T_{GI} zu

$$\gamma_{GI}^2 = \frac{T_{Sym}}{T_{Sym} + T_{GI}}. \quad (4.20)$$

4.2.5 Modulation der Unterträger

Zur Modulation der einzelnen Unterträger eines OFDM-Systems kommen im Allgemeinen Verfahren zum Einsatz, die gemäß Absatz 4.1 unter dem Begriff Einträgerverfahren zusammengefasst wurden.

Der Einsatz der Modulationsverfahren Amplituden- und Frequenzumtastung ist bei OFDM-Systemen wenig ratsam und daher im Allgemeinen nicht üblich. So ist das ASK-Verfahren schon bei relativ niedrigen Störpegeln und moderaten Verzerrungen auf Übertragungskanälen anfällig. Die Robustheit von OFDM-Systemen mit Schutzintervall - gerade gegenüber diesen Verzerrungen und dadurch hervorgerufener Intersymbol- und Interkanalinterferenz - wäre unter Verwendung von Amplitudenumtastung nicht zu gewährleisten. Identische Probleme treten bei FSK-Verfahren auf. Hinzu kommt, dass die Frequenzumtastung zur Datenübertragung mindestens zwei Trägerfrequenzen benötigt. Eine Modulation der Subträger mittels FSK verringert demnach die hohe Bandbreiteneffizienz von OFDM-Systemen gegenüber Verfahren wie beispielsweise PSK deutlich.

Derzeitige, auf dem OFDM-Prinzip basierende Kommunikationstechnologien wie xDSL, WLAN und WiMAX wenden zur Modulation der Unterträger üblicherweise Phasenumtastung und Quadraturamplitudenmodulation an [Baha04]. Die Mächtigkeit M des Modulationsalphabets variiert hierbei mit jedem Unterträger in Abhängigkeit von den Kanaleigenschaften bei der entsprechenden Übertragungsfrequenz. Untersuchungen der Bitfehlerraten von QAM- und PSK-Verfahren in Abhängigkeit des Signal-Rauschverhältnisses zeigen, dass QAM für

$M > 4$ im Vergleich zur Phasenumtastung bei identischer Mächtigkeit M des Modulationsalphabets leistungsfähiger ist [Proa00], d.h. identische Bitfehlerraten bei geringerem SNR erzielt werden. Die Auswahl des Modulationsverfahrens für den Entwurf eines Übertragungssystems ist jedoch neben diesem Aspekt von weiteren Gesichtspunkten wie der Komplexität der Implementierung, der geforderten Datenrate und der Synchronisationsstrategie abhängig. Vor diesem Hintergrund bietet PSK, wie sich noch zeigen wird, deutliche Vorteile. Dementsprechend werden im weiteren Rahmen dieser Arbeit ausschließlich die Modulationsverfahren Phasenumtastung und differentielle Phasenumtastung (engl.: Differential Phase Shift Keying, DPSK) betrachtet.

Ein Unterträgersignal $s_k(t)$ des i -ten OFDM-Symbols ergibt sich aus (4.8) zu

$$s_k(t) = \operatorname{Re} \left\{ \underline{d}_k(i) \cdot e^{j2\pi f_T t} \cdot e^{j2\pi k \Delta f t} \right\}. \quad (4.21)$$

Der Trägerindex k wird im Folgenden vernachlässigt und nur angegeben, wenn es für das Verständnis notwendig ist. Für die PSK- und DPSK-Modulation ergibt sich in Abhängigkeit von der Mächtigkeit des Modulationsalphabetes ein Satz von Signalvektoren $\underline{d}(i) = \sqrt{E_S} \cdot e^{j\varphi(i)}$ mit

$$\varphi(i) = \frac{2\pi}{M} \cdot \mu \quad ; \quad \mu = 0, 1, \dots, M-1. \quad (4.22)$$

Die Kanalsymbole werden demnach Signalvektoren mit konstanter Amplitude und unterschiedlichen Phasenlagen zugeordnet. Die Amplitude kann dabei als Quadratwurzel der Symbolenergie E_S , d.h. der Energie eines Unterträgers im Zeitintervall $[0, T_{Sym}]$ dargestellt werden.

Zur fehlerfreien Rekonstruktion der übertragenen Daten erfordert das PSK-Verfahren empfängerseitig eine exakt bestimmbare Referenzphase. Die in der absoluten Phasenlage enthaltene Information kann damit lediglich im Falle sender- und empfangsseitig synchron arbeitender Kommunikationssysteme zurück gewonnen werden. Die Forderung einer idealen Synchronisation von Sender und Empfänger stellt in der Praxis jedoch hohe Anforderungen an die jeweiligen Synchronisationsmechanismen und ist oftmals nicht oder nur schwer zu erreichen. Die differentielle Phasenmodulation hingegen ermöglicht eine Nachrichtenübertragung mittels einer deutlich vereinfachten Synchronisation, die im Folgenden näher erläutert wird. Die Information wird dabei durch die

Differenz der absoluten Phasenwerte zweier zeitlich aufeinander folgender Signalvektoren übermittelt. Es gilt

$$\varphi(i) = \varphi(i-1) + \Delta\varphi_{\mu}(i); \quad \Delta\varphi_{\mu}(i) = \frac{2\pi}{M} \cdot \mu; \quad \mu = 0, 1, \dots, M-1. \quad (4.23)$$

Da die Information in der Phasendifferenz zweier zeitlich aufeinander folgender Signalvektoren enthalten ist, beeinträchtigt ein konstanter Phasenversatz, der z. B. durch eine ungenaue Synchronisation von Sender und Empfänger entstehen kann, die Übertragung nicht. Dies bedeutet, dass der Signalvektor gegenüber dem Koordinatensystem bei gleich bleibender Bitfehlerrate um einen konstanten Phasenwinkel gedreht werden kann.

4.3 Synchronisation

Neben der Dimensionierung der Schutzintervalle und der Auswahl eines geeigneten Modulationsverfahrens ist die Synchronisation zwischen Sender und Empfänger eines OFDM-Systems ein zentraler Aspekt hinsichtlich der Zuverlässigkeit und Robustheit. In der Literatur existiert hierfür bereits eine Reihe unterschiedlicher Synchronisationsstrategien, deren Leistungsfähigkeit es im Hinblick auf die Power Line Kommunikation zu bewerten gilt. Bei digitalen Kommunikationssystemen muss dabei zwischen den Ebenen Träger-, Symbol- und Rahmensynchronisation unterschieden werden [Gibs97].

Die Rahmensynchronisation dient dabei vorrangig der Synchronisation codierter Systeme, bei denen sich die codierte Nachricht aus mehreren Symbolen zusammensetzt. Innerhalb des OSI-Schichtenmodells gemäß Abbildung 4.1 bezieht sich dieser Synchronisationsmechanismus insbesondere auf die Sicherungsschicht und die darüber liegenden Ebenen. Die Symbolsynchronisation hingegen nimmt direkten Bezug auf die Bitübertragungsschicht und ist demnach von zentraler Bedeutung für die weiteren Betrachtungen. Ziel der Symbolsynchronisation ist die Bestimmung des Zeitpunkts, zu dem die Übertragung eines Symbols beginnt. Die Symbolsynchronisation muss dabei mindestens eine derart hohe Genauigkeit erreichen, dass keine Intersymbolinterferenz entsteht. Die Trägersynchronisation dient schließlich der Synchronisation der Trägerfrequenzen des Sendesignals mit den Referenzfrequenzen des Empfängers. Eine möglichst exakte Schätzung der Trägerfrequenz wie auch der Phasenlage des Empfangssignals soll hierbei erzielt

werden. Kommunikationssysteme, die eine möglichst genaue, in der Theorie perfekte Schätzung der Trägerfrequenz und Phasenlage ermöglichen, werden als kohärente Systeme bezeichnet. Bei Vernachlässigung der Phasenlage spricht man hingegen von inkohärenten Systemen [Gibs97]. Die Grobschätzung der Phase, die auch als teilweise kohärente Übertragung bezeichnet wird, spielt lediglich eine untergeordnete Rolle und ist daher hier vernachlässigbar. Verdoppelt man die Störleistung eines AWGN-Kanals am kohärenten System gegenüber der Störleistung am inkohärenten System, so erhält man dennoch eine identische Bitfehlerrate. Kohärente Systeme sind dementsprechend bezüglich der Bitfehlerrate leistungsfähiger gegenüber inkohärenten Systemen. Gleichzeitig ist die Implementierung von Synchronisationsmechanismen bei kohärenten Nachrichtensystemen deutlich komplexer als bei inkohärenten. Unterschiedlichste Verfahren zur Trägersynchronisation können unter anderem [Gibs97], [Proa00] und [Kamm04] entnommen werden.

4.3.1 Methoden der Symbolsynchronisation

Die Symbolsynchronisation, häufig auch als Taktrückgewinnung bezeichnet, ist eine der kritischsten Funktionen innerhalb des Empfängers eines synchronen, digitalen Kommunikationssystems [Proa00]. Sie bildet den zentralen Ausgangspunkt zur Synchronisation zweier Kommunikationseinrichtungen auf der physikalischen Ebene. Vor dem Hintergrund der komplexen Störszenarien auf Power Line Kanälen ist die Auswahl einer zuverlässigen Strategie zur Symbolsynchronisation ein ausschlaggebender Faktor für die Qualität der Nachrichtenübertragung. Erst auf der Basis einer zuverlässigen Symbolsynchronisation kann eine Trägersynchronisation erfolgen, um die Zuverlässigkeit der Datenübertragung zu optimieren. Verschiedene Ansätze zur Taktrückgewinnung sind aus der Literatur bekannt. Synchronisationsstrategien unter Verwendung von so genannten Pilotträgern, aber auch Mechanismen zur Synchronisation mittels geeigneter Trainingssequenzen kommen in gängigen Kommunikationssystemen zum Einsatz.

Die Anwendung von Pilotträgern stellt dabei auf den ersten Blick eine hinsichtlich der Implementierung wenig komplexe Synchronisationsstrategie dar. Die Taktfrequenz bzw. ein Vielfaches davon werden hierbei gleichzeitig mit dem Sendesignal über den jeweiligen Kanal übertragen. Empfangsseitig wird der Symboltakt mittels eines auf die Taktfrequenz abgestimmten schmalbandigen Filters rekonstruiert. Während die Implementierung des Filters beim Einsatz von

Einträgerverfahren vergleichsweise einfach zu realisieren ist, ergeben sich dennoch eine Reihe von Nachteilen dieses Verfahrens, insbesondere in Kombination mit OFDM und PLC. Zunächst muss beachtet werden, dass die nutzbare Sendeleistung der entsprechenden Kommunikationseinrichtung in Abhängigkeit von der Anzahl der Pilottöne verringert wird, was qualitativ zu Einbußen in der Übertragungsqualität führt. Gleichzeitig wird ein Teil der verfügbaren Übertragungsbandbreite belegt, was die Bandbreiteneffizienz des Nachrichtensystems verringert. Für den Einsatz von Pilotträgern in Kombination mit OFDM ist zusätzlich zu berücksichtigen, dass entsprechend schmalbandige Rekonstruktionsfilter bei Ausnutzung der vollen zur Verfügung stehenden Übertragungsbandbreite im Vergleich zu Einträgerverfahren deutlich höhere Flankensteilheiten aufweisen müssen. Die Filterordnung und die Komplexität der Implementierung erhöhen sich dadurch deutlich. Schließlich sind noch die widrigen Übertragungseigenschaften von Power Line Kanälen in Betracht zu ziehen: Insbesondere Schmalbandstörer wie auch die Frequenzselektivität der Kanäle können unter schlechten Bedingungen eine Synchronisation gänzlich verhindern.

Alternativ zur Synchronisation mit kontinuierlichen Pilottönen können Trainingssequenzen zur Synchronisation verwendet werden. Man spricht in diesem Fall von Präambelsynchronisation [Baha04]. In Abhängigkeit vom Übertragungsverfahren werden hierbei spezielle Signalformen, wie z.B. linear oder exponentiell frequenzmodulierte Signale, aber auch OFDM-Symbole übertragen. Die Auswahl entsprechender Signalformen ist abhängig von den Eigenschaften des Übertragungskanals. Im Vergleich zur Synchronisation mit Pilotträgern tritt während einer Datenübertragung zwar keine unmittelbare Einschränkung der Übertragungsbandbreite auf. Im Allgemeinen muss jedoch jedem übertragenen Rahmen mindestens eine Präambel vorangestellt werden. Während deren Übermittlung können keine Daten übertragen werden. Die Gesamtdatenrate reduziert sich daher in Abhängigkeit von der Präambeldauer, bezogen auf die Dauer eines Übertragungsrahmens. Im Hinblick auf PLC-Systeme hängt auch die Zuverlässigkeit der Präambelsynchronisation stark von den jeweils vorliegenden Kanaleigenschaften am Stromnetz ab.

Zur Realisierung der Symboltaktückgewinnung mittels Pilottönen wie auch Präambelsynchronisation stehen allgemein verschiedenste Konzepte zur Verfügung, von denen zwei Verfahren, die entscheidungsrückgekoppelte Synchronisation sowie die nichtlineare Taktückgewinnung im Folgenden hinsichtlich ihrer Zuverlässigkeit an Power Line Kanälen untersucht werden.

4.3.2 Klassische Verfahren der Symboltaktückgewinnung

Die Taktückgewinnung mittels Entscheidungsrückkopplung basiert auf der so genannten Maximum-Likelihood-Schätzung (ML-Schätzung) der Zeitverzögerung τ_{Sync} gegenüber dem tatsächlichen Synchronisationszeitpunkt. Die Ausgangsdaten des empfangsseitigen Detektors werden dabei zum Zweck der Synchronisation mit entsprechenden Referenzwerten verglichen, quasi rückgekoppelt, was zur Bezeichnung Entscheidungsrückkopplung führt [Kamm04]. Die Log-Likelihood Funktion

$$\Lambda_L(\tau) = C_L \int_{T_{\text{Sym}}} r(t) \cdot s(t, \tau) dt \quad (4.24)$$

wird hierzu bestimmt, wobei $r(t)$ das Empfangssignal und C_L einen konstanten Vorfaktor darstellt. $s(t, \tau)$ ist die empfangsseitige, als bekannt vorausgesetzte Referenz des Synchronisationssignals.

Die notwendige Bedingung zur Berechnung des Parameters $\hat{\tau}$ als zeitkontinuierlichen ML-Schätzwert lautet demnach [Proa00]:

$$\frac{d\Lambda_L(\tau)}{d\tau} = \int_{T_{\text{Sym}}} \frac{d}{d\tau} [r(t) \cdot s(t, \tau)] dt = 0. \quad (4.25)$$

Nach [Proa00] ergibt sich für ein digitales Übertragungssystem in Abhängigkeit von den Abtastwerten und der zeitdiskreten Zeitverzögerung l der Log-Likelihood-Schätzwert aus der zeitdiskreten Korrelation

$$\Lambda_L(l) = C_L \sum_{k=0}^{N_{\text{DET}}-1} r(k) \cdot s(k, l). \quad (4.26)$$

Zur Bestimmung des zeitdiskreten ML-Schätzwertes \hat{l} muss demnach das Maximum der berechneten Korrelationswerte nach (4.26) ermittelt werden. Die so bestimmte Abweichung kann daraufhin zur Nachführung der Synchronisationszeitpunkte mittels Phase-Locked-Loop (PLL) angewendet werden.

Im Gegensatz zur entscheidungsrückgekoppelten Symbolsynchronisation werden die Ausgangsdaten des Detektors bei nichtlinearer Taktückgewinnung nicht direkt zur Synchronisation des Nachrichtensystems herangezogen, sondern es wird ein Mittelwert gebildet [Meyr98]. Eine Reihe unterschiedlicher Ansätze zur

nichtlinearen Symbolsynchronisation kann [Gibs97], [Proa00] und [Kamm04] entnommen werden. Stellvertretend für die Gruppe nichtlinearer Synchronisationsmechanismen wird an dieser Stelle die so genannte Early-Late-Gate-Synchronisation diskutiert. Das Verfahren basiert auf der Bestimmung des Maximums der Autokorrelationsfunktion zum Zeitpunkt T des jeweiligen Synchronisationssignals, das sich in Abhängigkeit von der Signalform deutlich von den benachbarten Korrelationswerten unterscheidet. Durch die Einwirkung eines Störszenarios wird die Identifikation des Maximums erschwert [Proa00] bzw. das Maximum zu verfrühten oder verspäteten Synchronisationszeitpunkten hin verschoben. Die Bestimmung des Synchronisationszeitpunktes mittels der AKF erfolgt nun nicht durch Ermittlung des Maximums, sondern durch den Vergleich von Abtastpunkten in den Zeitpunkten $t = T - \delta$ und $t = T + \delta$. Die Absolutwerte dieser Abtastpunkte werden im Mittel unter der Einwirkung von Störungen kleiner als die Abtastwerte des Maximums sein. Da die Autokorrelationsfunktion im Hinblick auf den optimalen Abtastzeitpunkt T eine gerade Funktion ist, sind die absoluten Werte der Korrelationsfunktion zu den Zeitpunkten $t = T - \delta$ und $t = T + \delta$ identisch. Wird diese Bedingung erfüllt, so liegt der optimale Synchronisationszeitpunkt zeitlich gesehen gerade zwischen diesen beiden Abtastpunkten [Proa00]. Zur Nachführung des Symboltaktes kann auch im Falle der nichtlinearen Synchronisation auf PLLs zurückgegriffen werden.

Die Early-Late-Gate-Synchronisation stellt eine weit verbreitete Strategie dar, die in verschiedenen Systemen wie beispielsweise auch bei der Synchronisation von GPS-Signalen erfolgreich Anwendung findet [Fant03]. Gegenüber weiteren nichtlinearen, aber auch entscheidungsrückgekoppelten Verfahren ergibt sich mit dem Early-Late-Gate-Mechanismus eine bessere Mittelung der Störungen über der Zeit und eine dementsprechende Qualitätsverbesserung der Synchronisationszeitpunkte.

Sowohl für die entscheidungsrückgekoppelten wie auch die nicht-linearen Synchronisationsstrategien ergibt sich in Abhängigkeit von der benötigten Synchronisationsgenauigkeit jedoch ein nicht zu unterschätzender Implementierungsaufwand. Die geforderte Genauigkeit der Synchronisation hängt dabei insbesondere von den verwendeten Modulationsverfahren des Kommunikationssystems ab. Da beide Verfahren, Entscheidungsrückkopplung und nicht-lineare Symbolsynchronisation, für digitale Kommunikationssysteme auf der Berechnung zeitdiskreter Korrelationswerte basieren, wirkt sich die Genauigkeit somit direkt auf die Anzahl der benötigten Korrelatoren aus. Mit dem

Modulationsverfahren PSK der Mächtigkeit M und der Trägerfrequenz f_c erhält man die maximal zulässige Abweichung gegenüber dem tatsächlichen Synchronisationszeitpunkt zu

$$\Delta t_{sync,max} = \frac{1}{2 \cdot M \cdot f_c}. \quad (4.27)$$

Zur Verdeutlichung von (4.27) zeigt Abbildung 4.9 das Signalraumdiagramm einer 4-PSK.

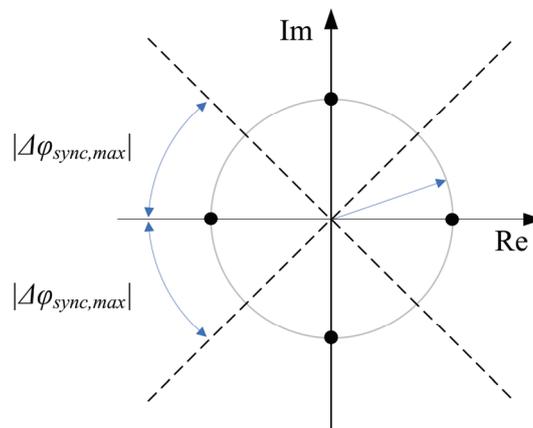


Abbildung 4.9: Signalraumdiagramm einer 4-PSK und Entscheidungsgrenzen

Der Signalzeiger überstreicht bekanntermaßen während der Zeit $t = 1/f_c$ den Radius 2π genau einmal. Für die Entscheidungsgrenzen ergeben sich bei 4-PSK Abstände von $\pi/2$ und demnach 4 Sektoren, unter Vernachlässigung nicht definierter Bereiche an den Entscheidungsgrenzen. Allgemein erhält man für eine M -PSK entsprechend M Sektoren. Die betragsmäßig maximale, synchronisationsbedingte Winkelabweichung $|\Delta\varphi_{sync,max}|$ darf demnach für eine 4-PSK gerade $\pi/4$ betragen, um die übertragenen Daten noch dem korrekten Sektor im Signalraum zuzuordnen. Allgemein wird das Signalraumdiagramm also in $2 \cdot M$ Sektoren unterteilt. Der Signalzeiger überstreicht jeden einzelnen dieser Sektoren in der nach (4.27) vorgegebenen Zeit.

Die Anzahl c der zur Synchronisation einer M -PSK mindestens benötigten Korrelatoren ergibt sich im Falle der entscheidungsrückgekoppelten Synchronisation somit in Abhängigkeit von der Dauer t_{sync} eines Synchronisationssymbols zu

$$c = 2 \cdot \text{mod} \left(\frac{t_{\text{sync}}}{\Delta t_{\text{sync,max}}} \right) = 2 \cdot \text{mod} (2 \cdot M \cdot f_c \cdot t_{\text{sync}}) \text{ und } c \in \mathbb{N}. \quad (4.28)$$

Der Vorfaktor 2 ergibt sich dabei unter Berücksichtigung der Eigenschaften von Übertragungskanälen: Reflexionen und Mehrwegeausbreitung resultieren in Phasenverschiebungen des Synchronisationssignals. Um entsprechende Verluste bei der Korrelation auszuschließen, muss sowohl die so genannte Quadratur- wie auch die um $\pi/2$ verschobene Inphaselage des Referenzsignals berechnet werden. Dementsprechend verdoppelt sich die Anzahl der Korrelatoren. Das Early-Late-Gate-Verfahren bewirkt eine weitere Verdopplung der Anzahl, da entsprechend der vorangegangenen Darstellungen ein frühzeitiger, sowie ein verspäteter Synchronisationszeitpunkt zum Vergleich und zur Mittelwertbildung berechnet werden müssen.

Beispielhaft sei ein Nachrichtenübertragungssystem basierend auf 2-PSK bzw. BPSK (engl.: Binary Phase Shift Keying), einer Trägerfrequenz $f_c = 100$ kHz und Symbolsynchronisation mittels ML-Schätzung angeführt. Unter Einhaltung des Abtasttheorems werde eine Periode mit der Trägerfrequenz f_c zur Synchronisation herangezogen. Nach (4.28) ergibt sich die Mindestanzahl an Korrelatoren zu $c = 8$. In Abhängigkeit von den jeweiligen Übertragungskanälen ist die Betrachtung einer einzelnen Periode des Sendesignals zur Synchronisation jedoch je nach Störszenario nicht ausreichend. Gerade im Hinblick auf die Störumgebung an Power Line Kanälen sind deutlich längere Synchronisationssignale erforderlich, um höhere und entsprechend robustere Korrelationsergebnisse zu ermöglichen. Die benötigte Anzahl von Korrelatoren und damit der Implementierungsaufwand erhöhen sich somit weiter. Eine Verbesserung des Synchronisationsverhaltens von PLC-Systemen an stark gestörten Übertragungsstrecken kann nach [Arzb98] und [Wald00] zwar durch angepasste Signalformen wie z.B. ein Chirp-Signal erreicht werden. In Abhängigkeit von den Chirp-Parametern ergibt sich jedoch hinsichtlich des Implementierungsaufwandes keine Optimierung. Ansätze, mit einer geringeren Anzahl von Korrelatoren und einer entsprechend erhöhten Taktrate dieselbe Anzahl von Berechnungen durchzuführen, bieten hinsichtlich der Implementierung ebenfalls keine entscheidenden Vorteile.

Eine deutliche Verbesserung der Komplexität der zur Synchronisation erforderlichen Hardwarestrukturen kann durch die differentielle Phasenumtastung erzielt werden. Wie bei den Modulationsverfahren bereits erläutert, wird die zu

übertragende Information in der Phasendifferenz zweier aufeinander folgender Symbole codiert. Nach Abbildung 4.9 erhält man eine von der Synchronisationsgenauigkeit abhängige Phasendrehung gegenüber dem ursprünglichen Synchronisationszeitpunkt. Durch die Differenzbildung der detektierten Phasen aufeinander folgender Symbole wird diese durch Fehlsynchronisation hervorgerufene Phasendrehung gerade eliminiert. Theoretisch müssen somit lediglich zwei Korrelationswerte, Inphase- und Quadraturkomponente, berechnet werden. Voraussetzung ist jedoch, dass mindestens zwei Datensymbole übertragen werden, bevor das Nachrichtensystem erneut synchronisiert wird.

Neben der Detektion der Synchronisationszeitpunkte wirkt sich zusätzlich die Nachführung des Symboltaktes, die üblicherweise mittels PLL durchgeführt wird, entscheidend auf die Komplexität der Implementierung aus. Diverse Ansätze der phasengekoppelten Regelung können beispielsweise [Meyr98] und [Baha04] entnommen werden.

Die als klassische Methoden der Symboltaktrückgewinnung bezeichneten Verfahren ermöglichen bei entsprechender Wahl der Synchronisationssignale eine zuverlässige Symbolsynchronisation. Diese Zuverlässigkeit muss jedoch, gerade im Hinblick auf die Gegebenheiten an Power Line Kanälen, mit einem hohen Grad an Komplexität der Hardwareimplementierung erkaufte werden. Hingegen kann durch geschickte Nutzung der Eigenschaften des Stromnetzes ein deutlich kostengünstigerer, durch geringere Komplexität gekennzeichnet, robuster Synchronisationsmechanismus realisiert werden.

4.3.3 Nulldurchgangsdetektion

Die Übertragung elektrischer Energie auf den Netzen der EVU erfolgt, wie in Kapitel 2 diskutiert wurde, im Allgemeinen mittels eines Dreiphasenwechselstromsystems. Die Frequenz des Wechselstroms und der zugehörigen Spannung beträgt weltweit überwiegend 50 Hz, so auch im europäischen Verbundnetz. Lediglich die Netze des nordamerikanischen Kontinents, etwa die Hälfte Südamerikas, sowie wenige afrikanische und asiatische Regionen wenden eine Netzfrequenz von 60 Hz an. Die folgenden Betrachtungen beziehen sich auf das europäische Verbundnetz, können jedoch o. B. d. A. auf die Netzfrequenz 60 Hz übertragen werden. Abbildung 4.10 zeigt den Spannungsverlauf der drei Phasen eines Drehstromsystems mit einer Netzfrequenz von 50 Hz.

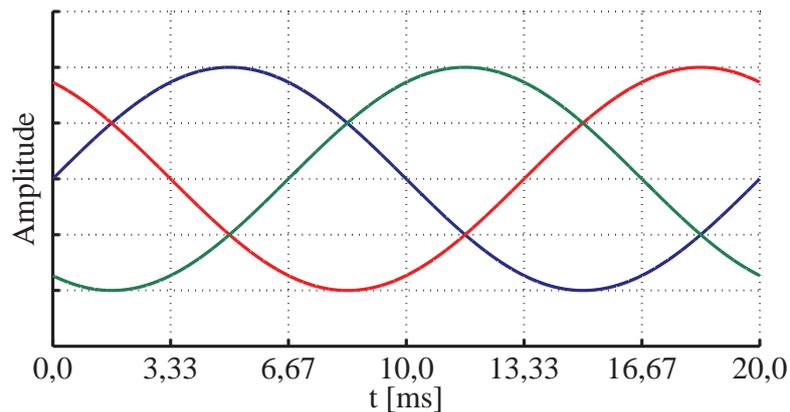


Abbildung 4.10: Spannungsverlauf eines 50-Hz-Drehstromsystems

Aufgrund der resultierenden Periodendauer von 20 ms ist auf jeder Phase alle 10 ms ein Nulldurchgang der Netzwechselfspannung zu beobachten. Die Nulldurchgänge können als Synchronisationszeitpunkte zur Symbolsynchronisation herangezogen werden. Aufgrund von Schaltvorgängen und Lastabwürfen am Stromnetz kann es dabei zu kurzzeitigen Abweichungen von der Netznennfrequenz kommen.

Tabelle 4.1: Frequenzstabilität der Netzwechselfspannung gemäß DIN EN 50160

Frequenzbereich	Zeitraum	Anbindung zum Verbundnetz
50 Hz \pm 1 %	99,5 % / Jahr	synchron
50 Hz + 4 % / - 6 %	100 %	synchron
50 Hz \pm 2 %	100 % / Woche	asynchron
50 Hz \pm 15 %	100 %	asynchron

Der maximal zulässige Frequenzbereich der Netzwechselfspannung gemäß DIN EN 50160 ist Tabelle 4.1 zu entnehmen [DINE00]. Die Werte entsprechen dabei Mittelwerten über 10 Sekunden.

Demnach kann die Zeitdauer zwischen zwei Nulldurchgängen der Netzwechselfspannung gemäß den zulässigen Frequenzen variieren, was hinsichtlich der Symbolsynchronisation und der Auslegung des Kommunikationssystems zu beachten ist. Neben diesen lastbedingten Abweichungen sind

zusätzliche Ungenauigkeiten durch die Detektion des Nulldurchgangs zu berücksichtigen.

4.3.3.1 Hardwarebedingte Abweichungen der Nulldurchgangsdetektion

Bauteilbedingte Abweichungen gegenüber dem tatsächlichen Zeitpunkt eines Netzspannungsnulldurchganges tragen zu einer Verringerung der Synchronisationsgenauigkeit bei. Die Detektion der Nulldurchgänge kann generell mit einer in der Praxis bewährten Schaltung gemäß Abbildung 4.11 realisiert werden. Der Operationsverstärker (OP) *OP* wird dazu als Komparator verwendet, der ein Rechtecksignal der Frequenz 50 Hz liefert. Er kann aufgrund seines geringen Strombedarfes direkt am Stromnetz betrieben werden. Hierzu muss lediglich der Vorwiderstand *R1* entsprechend groß dimensioniert werden. Die Diode *D1* dient dem Schutz des OP-Einganges vor zu hohen negativen Spannungen. Die Versorgungsspannung des OP wird mittels der Diode *D2* gleichgerichtet, während die Zenerdiode *D3* die Spannung stabilisiert und der Kondensator *C1* zur Glättung derselben verwendet wird. Die Potentialtrennung zwischen Netz- und Systemspannung erfolgt mittels eines Optokopplers. Das so generierte Rechtecksignal wird dem Kommunikationssystem zur Synchronisation übergeben [Dost00]. Zusätzlich benötigte Zeitmarken können mit Hilfe einfacher, digitaler Zähler erzeugt werden.

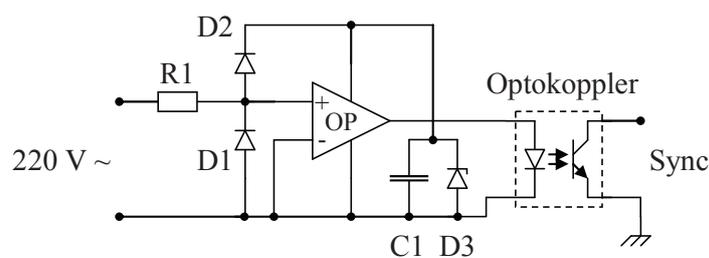


Abbildung 4.11: Schaltung zur Nulldurchgangsdetektion

Verzögerungseffekte innerhalb des Optokopplers ergeben neben den lastbedingten Verschiebungen der Netzfrequenz zusätzliche Ungenauigkeiten. Insbesondere Optokoppler mit nachgeschalteten Darlington-Stufen zeigen in Abhängigkeit vom Lastwiderstand und Strom am Ausgang ein kritisches Schaltverhalten mit Verzögerungszeiten im Bereich von mehreren 10 μ s an den Flanken des erzeugten Digitalsignals [TieS02]. Man spricht von einem so genannten Jitter der Nulldurchgangsdetektion.

Weitere bauteilbedingte Abweichungen ergeben sich durch die für den Betrieb von digitalen Schaltungen benötigten Takte. Die zur digitalen Signalverarbeitung benötigten Takte werden im Allgemeinen durch Schwingquarze, bei höheren Frequenzen durch Quarzoszillatoren unterschiedlicher Güte erzeugt. Durch Ungenauigkeiten bei der Herstellung dieser Baugruppen, sowie eine Temperaturabhängigkeit der jeweiligen Schwingkreise ergibt sich für jeden Quarz respektive Quarzoszillator eine Abweichung $\Delta f = f_{nenn} - f_{eff}$ der Nennfrequenz f_{nenn} gegenüber der effektiven Frequenz f_{eff} [TieS02]. Auch alle zusätzlichen, von der jeweiligen Übertragungseinrichtung intern digital erzeugten Synchronisationszeitmarken unterscheiden sich folglich sender- und empfängerseitig. Mit den effektiven sende- und empfängerseitigen Frequenzen $f_{eff,s}$ und $f_{eff,e}$ erhält man am Empfänger über einer Symboldauer eine zeitliche Abweichung gegenüber den Synchronisationsmarken des Senders in Abhängigkeit von der Symboldauer T_{Sym} zu

$$\Delta t_{sync,q}(T_{Sym}) = \left(\frac{1}{f_{eff,s}} - \frac{1}{f_{eff,e}} \right) \cdot f_{nenn} \cdot T_{Sym} \cdot \quad (4.29)$$

4.3.3.2 Kanalbedingte Abweichungen der Nulldurchgangsdetektion

Neben den bauteilbedingten Abweichungen der Detektion von den tatsächlichen Netzspannungsnulldurchgängen sind zusätzlich kanalbedingte Einflüsse, wie zuvor mit den lastbedingten Abweichungen bereits angesprochen, zu berücksichtigen. Insbesondere das jeweilige Störszenario von PLC-Kanälen führt dabei mitunter zu deutlichen zeitlichen Verschiebungen der Nulldurchgangsdetektion.

Die komplexe Topologie jedes einzelnen Netzabschnittes und die Vielzahl angeschlossener Verbraucher verhindern eine fehlerfreie Modellierung und Bestimmung des auftretenden Störszenarios, so dass auch etwaige kanalbedingte Abweichungen der Nulldurchgangsdetektion rechnerisch nicht bestimmt werden können. Während der hardwarebedingte Jitter der Detektionsschaltung mittels der herstellerspezifischen Daten der Bauteile noch hinreichend genau bestimmt werden kann, müssen die kanalbedingten Abweichungen mittels umfangreicher Messreihen und statistischer Auswertung derselben analysiert werden. Zu beachten ist hierbei jedoch, dass durch eine Messung des Jitters mit der Detektionshardware entsprechende hardwarebedingte Abweichungen die Mess-

ergebnisse beeinflussen. Die Ergebnisse entsprechender Messreihen setzen sich demnach immer aus der Kombination kanalbedingter, wie auch hardwarebedingter Jitter zusammen. Eine eindeutige Trennung der beiden Jitterklassen kann lediglich auf Basis zusätzlicher Messreihen der hardwarebedingten Abweichungen an einer nicht gestörten Übertragungsstrecke und entsprechenden Statistiken gegenüber den Messreihen am PLC-Kanal erfolgen.

4.3.3.3 Analyse des Nulldurchgangsjitters

Zur Auswertung des Synchronisationssignals wurde zunächst eine Hardwareplattform entworfen, die mit ihrem FPGA (Field Programmable Gate Array) der Baureihe Cyclone II, Typ EP2C35F484C6 [Alte05] gleichzeitig eine flexible Ausgangsbasis für Modemprototypen und entsprechende Erweiterungen zur Verfügung stellt. Abbildung 4.12 zeigt die Basisplatine. Zur Analyse des von der Detektionsschaltung generierten digitalen Synchronisationssignals wurden mittels der Hardwarebeschreibungssprache VHDL (Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language) Zählerstrukturen im FPGA entworfen.



Abbildung 4.12: Hardwareplattform der digitalen Komponenten.

Die Generierung des Synchronisationssignals erfolgte mit der Detektionsschaltung gemäß Abbildung 4.11. Hierzu wurde eine entsprechende Erweiterungsplatine zur Basisplatine entwickelt, die in Abbildung 4.13 dargestellt ist. Zur Potentialtrennung kommt hierbei ein Optokoppler vom Typ 6N139 zum Einsatz. Gemäß den Herstellerangaben nach [Tosh07] können am Ausgang des Optokopplers in Abhängigkeit vom Lastwiderstand Verzerrungen der Flankensteilheit bis zu $60 \mu\text{s}$ bei steigenden Flanken, sowie einer Dauer bis zu

25 μs bei fallenden Flanken auftreten. Bei weiterer Erhöhung des Lastwiderstandes verschlechtern sich die entsprechenden Zeitdauern weiter [TieS02].

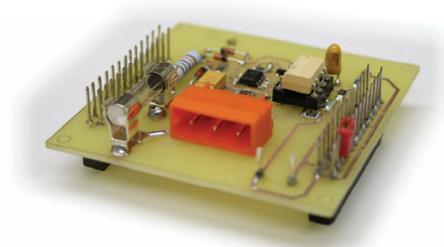


Abbildung 4.13: Hardwareplattform zur Detektion des Netzspannungsnulldurchgangs

Aufgrund der geringeren Zeitdauer der fallenden Flanken gegenüber steigenden Flanken wurde für die Analyse der Nulldurchgangsdetektion immer die fallende Flanke beobachtet. Die Bezeichnung Nulldurchgangsjitter bezieht sich im Folgenden dementsprechend immer auf die fallende Flanke des Nulldurchgangssignals.

Messung und statistische Untersuchung des Nulldurchgangsjitters

Zur Evaluierung des Nulldurchgangsjitters wurden zunächst Messreihen mit einer einzelnen Detektionsschaltung an einer Phase des Energieversorgungsnetzes durchgeführt. Die Messreihen wurden hierbei sowohl innerhalb von Trafostationen wie auch an bzw. in der unmittelbaren Nähe von Hausanschlüssen durchgeführt. Den folgenden Betrachtungen liegen Messdaten einer Dauer von insgesamt 28,8 Tagen zugrunde. Dies entspricht etwa 124,4 Millionen Nulldurchgängen. Die zeitliche Auflösung der detektierten Nulldurchgänge wurde zu 1 μs gewählt.

Abbildung 4.14 zeigt exemplarisch den Verlauf einer Messung über 60 Minuten. Zur Bestimmung des Jitters wurde für jede Messung jeweils der erste detektierte Nulldurchgang herangezogen, so dass die dargestellten Jitter Δt_{jitter} mit einem nicht näher bestimmten, jedoch für jede Messung identischen Versatz beaufschlagt sind. Qualitativ ist anhand der Abbildung jedoch bereits festzustellen, dass der Nulldurchgangsjitter über eine Zeitdauer von bis zu 20 Minuten innerhalb gewisser Grenzen quasi konstant bleibt. Für $0 < t < 12$ min nimmt der Jitter beispielsweise mit wenigen Ausnahmen lediglich Werte zwischen 0 und -30 μs an. Dieses Verhalten kann auch zu anderen Zeitpunkten

bei ähnlicher Zeitdauer beobachtet werden. Anhand der Messreihen konnte die Aussage eines quasikonstanten Jitters bestätigt werden.

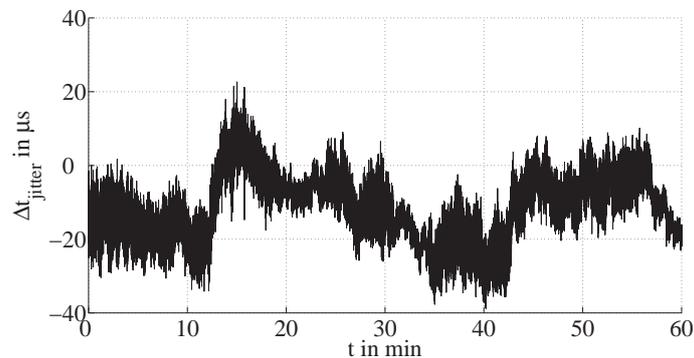


Abbildung 4.14: Zeitlicher Verlauf des Nulldurchgangsjitters über 60 Minuten

Neben diesen Abschnitten quasikonstanter Jitter ist im Bereich $t = 13$ min ein deutlicher Anstieg von negativen hin zu positiven Abweichungen gegenüber dem Bezugsnulldurchgang zu erkennen. Eine eindeutige Zuordnung dieses Verlaufs ist zwar aufgrund der Netztopologie nicht möglich, es ist jedoch anzunehmen, dass die Änderung des Jitters durch veränderte Lastbedingungen am Netz ausgelöst wird und damit zu einer veränderten Netzfrequenz führt. Mittels entsprechender Regelungen in den Kraftwerken wird die Netzfrequenz langsam über Minuten wieder nachgeführt, was die erneute Drift des Jitters zu negativen Werten ab etwa $t = 15$ min erklärt.

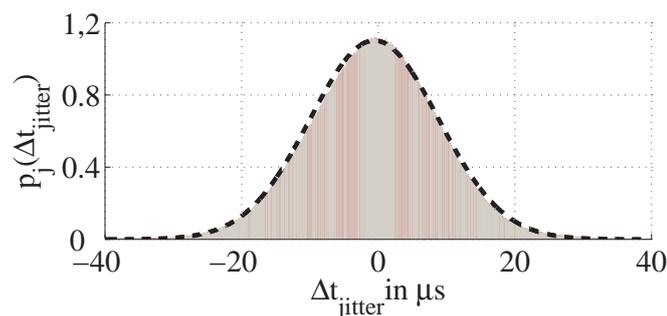


Abbildung 4.15: Wahrscheinlichkeitsdichte des Jitters einer Messung über 24 Stunden

Die statistische Untersuchung der Messdaten zeigt, dass der Jitter in guter Näherung einer Standardnormalverteilung genügt. Abbildung 4.15 zeigt die Wahrscheinlichkeitsdichte einer exemplarischen Messung über 24 Stunden. Die einhüllende Gauß-Verteilung nähert die Wahrscheinlichkeitsverteilung

offensichtlich gut an. Der Erwartungswert des Jitters beträgt $\mu_{jitter} = -0,3746 \mu\text{s}$, während sich die Standardabweichung zu $\sigma_{jitter} = 10,8444 \mu\text{s}$ ergibt. Legt man diese exemplarische Messung zugrunde, so scheint der Betrag des Jitters lediglich Werte von etwa $|\Delta t_{jitter}| < 40 \mu\text{s}$ anzunehmen. Die Auswertung aller Messreihen zeigte, dass auch deutlich höhere Abweichungen der Nulldurchgangsdetektion bis zu einigen hundert μs auftreten können.

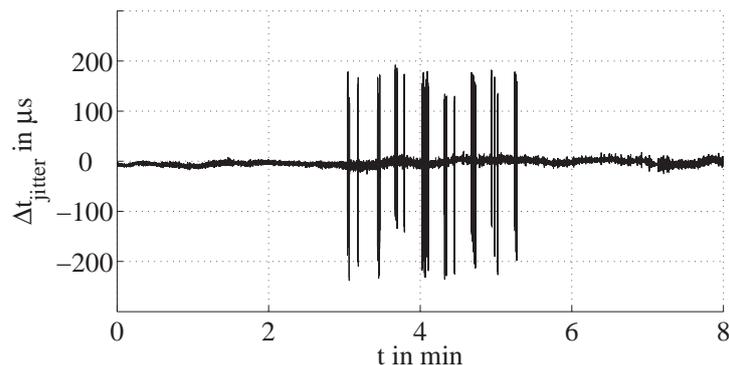


Abbildung 4.16: Beispiel einer Bündelstörung bei der Nulldurchgangsdetektion

Diese vergleichsweise selten zu beobachtenden erhöhten Nulldurchgangsjitter treten, wie durch die Messreihen ersichtlich wurde, im Allgemeinen über mehrere Minuten gehäuft auf. Sie werden im Folgenden als Bündelstörung bezeichnet, wobei an dieser Stelle deutlich von den in Kapitel 2 diskutierten Bündelstörungen aperiodischer Impulse unterschieden werden muss. Abbildung 4.16 zeigt eine exemplarische Messung einer Bündelstörung des Jitters. Über einen Zeitraum von etwa 2 min treten wiederholt Nulldurchgangsjitter im Bereich von $-250 \mu\text{s} < \Delta t_{jitter} < 200 \mu\text{s}$ auf.

Die Analyse eines Bündels im Detail zeigt, dass innerhalb eines Bündels Bereiche auftreten, die keinen starken Abweichungen unterliegen. Abbildung 4.17 zeigt die Detailansicht des Bündels, welches in Abbildung 4.16 zum Zeitpunkt $t = 4 \text{ min}$ beginnt.

Betrachtet man die erhöhten Werte des Jitters, so scheint diesen Abweichungen eine Einhüllende einer Frequenz von grob 0,3 und 1 Hz überlagert zu sein. Entsprechende Abhängigkeiten zum Störszenario konnten anhand der Datenbasis jedoch nicht nachgewiesen werden. Die Auswertung der Gesamtdatenbasis der Messungen mit einer einzelnen Detektionsschaltung über 28,8 Tage ergab für den Jitter einen Wertebereich von $-370 \mu\text{s} < \Delta t_{jitter} < 290 \mu\text{s}$.

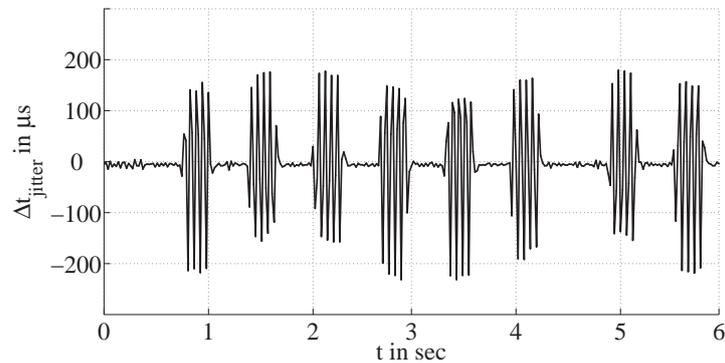


Abbildung 4.17: Detailansicht einer Bündelstörung des Nulldurchgangsjitters

Abbildung 4.18 zeigt die Wahrscheinlichkeitsdichte des Jitters über alle Messreihen. Anzumerken ist an dieser Stelle, dass der Jitter für $-60 \mu\text{s} < \Delta t_{\text{jitter}} < 60 \mu\text{s}$ erneut durch eine Standardnormalverteilung gut angenähert wird. Auf der Grundlage aller Messreihen berechnet sich die kumulierte Auftretenswahrscheinlichkeit, dass der Betrag des Jitters $|\Delta t_{\text{jitter}}|$ einen größeren Wert als $60 \mu\text{s}$ annimmt, zu $p_{k,j}(|\Delta t_{\text{jitter}}| > 60 \mu\text{s}) = 0,00087601$.

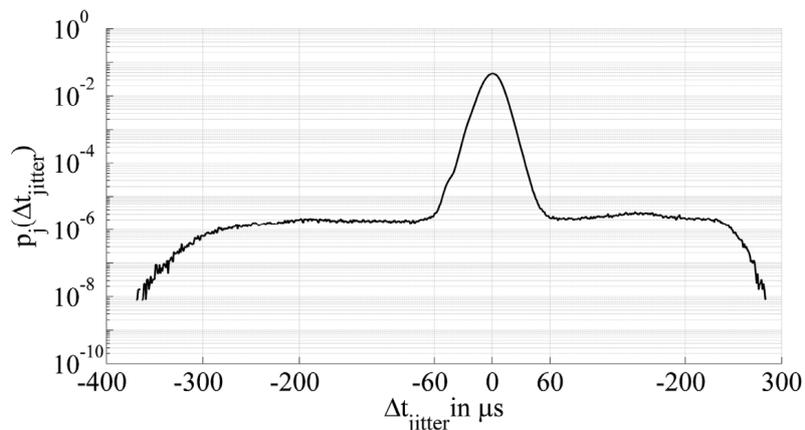


Abbildung 4.18: Wahrscheinlichkeitsdichte des Jitters über alle Messreihen

Die Messung des Nulldurchgangsjitters liefert bereits erste Anhaltspunkte zur Größenordnung der zu erwartenden Abweichungen. Daneben wurden zusätzliche Messungen mit zwei Detektionsschaltungen durchgeführt, um die Differenz des Jitters zwischen zwei Schaltungen zu untersuchen. Abbildung 4.19 zeigt exemplarisch eine Messung über 2 Stunden innerhalb eines Einfamilienhauses mit einem Abstand von etwa 30 m zwischen den beiden Detektionsschaltungen.

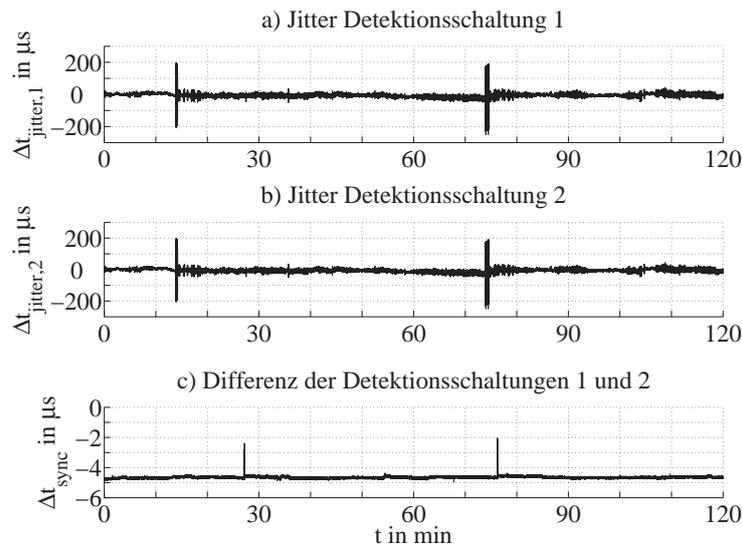


Abbildung 4.19: Analyse des Nulldurchgangsjitters mit zwei Detektionsschaltungen

Offensichtlich sind sich die Verläufe des Jitters der beiden Schaltungen ähnlich, da sich für die Differenz der beiden Jitter ein quasikonstanter Jitter im Bereich von -4 bis -5 μs ergibt, mit Ausnahme von zwei Fällen, in denen die Differenz Werte im Bereich von -2 μs annimmt. Gleichzeitig ist zu beobachten, dass bei beiden Schaltungen zu den Zeitpunkten $t \approx 14$ min und $t \approx 74$ min eine Bündelstörung des Nulldurchgangsjitters auftritt. Offensichtlich eliminiert die Differenzbildung der beiden Nulldurchgangsjitter in diesem Fall jedoch die Bündelstörungen. Anhand dieses Messbeispiels ist festzustellen, dass entsprechende Störungen an allen Netzzugangspunkten der gleichen Phase des Energieversorgungsnetzes aufzutreten scheinen und sich auf die Nulldurchgangsdetektion in gleichem Maße auswirken. Um diese Annahme zu verifizieren wurden ergänzende Messungen während des Betriebs elektrischer Geräte am Energieversorgungsnetz durchgeführt. Abbildung 4.20 zeigt die Messergebnisse des Nulldurchgangsjitters zweier Detektionsschaltungen an derselben Phase des Stromnetzes unter Einfluss eines Mikrowellenherdes. Detektionsschaltung 1 wurde hierbei in unmittelbarer Nähe des Mikrowellenherdes installiert, während Detektionsschaltung 2 an einem Stromnetzanschluss in der Nähe des Hausanschlusses platziert wurde. Für die Zeiträume $0 < t < 2,6$ min und $7,6 \text{ min} < t < 10$ min ist die Differenz der Nulldurchgangsjitter konstant bei etwa -5 μs . Mit dem Einschalten des Mikrowellenherdes erreicht die Differenz kurzzeitig einen Wert von etwa 86 μs . Die folgenden Werte liegen bis zum Ausschalten des Mikrowellenherdes im Bereich von 15 μs . Die Anhebung der Differenz des Nulldurchgangsjitters ist auf

die Dämpfung der Störungen über den Kanal zurückzuführen. Die am Hausanschluss installierte Detektionsschaltung zeigt, aufgrund der Dämpfung der Störungen am Hausanschluss gegenüber den Störungen in der Nähe des Mikrowellenherdes, deutlich verringerte Abweichungen gegenüber Detektionsschaltung 1. Mit zunehmender Distanz zur Störquelle wird demnach der Jitter jeder einzelnen Detektionsschaltung abnehmen. Gleichzeitig konnte festgestellt werden, dass die Störungen wesentlichen Einfluss auf Detektionsschaltungen nahe der Störquelle haben. Die Erhöhung des Nulldurchgangsjitters in Abbildung 4.20 ist demnach direkt auf einen erhöhten Jitter der Nulldurchgangsdetektion nahe der Störquelle zurückzuführen.

Mittels der Messreihen an Hausanschlüssen konnte hingegen festgestellt werden, dass die Störeinflüsse auf Detektionsschaltungen an diesen Netzzugangspunkten im Vergleich zu den Störeinflüssen am Verbraucher bereits deutlich abgeschwächt sind. Exemplarische Messungen innerhalb von Trafostationen ergaben eine zusätzliche Verringerung der Auswirkungen des Störszenarios gegenüber Hausanschlüssen. Es ist demnach davon auszugehen, dass die Differenz des Nulldurchgangsjitters zwischen Trafostation und Hausanschluss tendenziell kleinere Werte gegenüber den gemessenen Werten zwischen Störquelle und Hausanschluss annimmt.

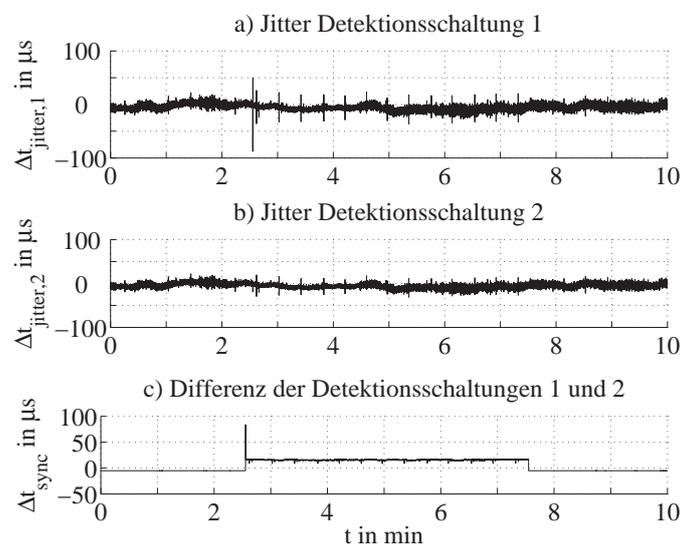


Abbildung 4.20: Einfluss einer Mikrowellenherdes auf den Nulldurchgangsjitter

Die Datenbasis der Messreihen zur Untersuchung der Differenz zweier Nulldurchgangsjitter an derselben Phase einer Netzumgebung erstreckt sich über eine Dauer von insgesamt 2,4 Tagen. Die Messreihen ergaben hierbei eine

maximale Differenz von $\Delta t_{mess,max} = 93 \mu s$. Dieser Wert wird für die folgenden Betrachtungen zur Eliminierung der Synchronisationsungenauigkeiten in Betracht gezogen. In seltenen Ausnahmefällen ist jedoch nicht auszuschließen, dass aufgrund des Störszenarios größere Nulldurchgangsjitter zwischen Trafostation und Hausanschluss gegenüber den gemessenen Werten auftreten können.

4.3.3.4 Eliminierung der jitterbedingten Synchronisationsfehler

Die Abweichungen der Synchronisation durch den kanal-, wie auch den hardwarebedingten Jitter der Detektionsschaltung und die zeitlichen Verschiebungen durch den Frequenzoffset der Quarzoszillatoren führen am Empfänger zu ISI wie in Abbildung 4.21 dargestellt.

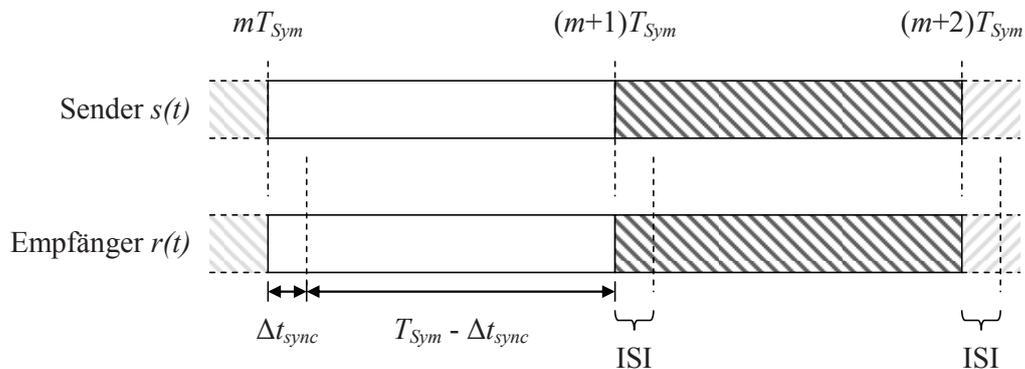


Abbildung 4.21: ISI durch Ungenauigkeiten der Nulldurchgangsdetektion

Durch die zeitliche Verzögerung Δt_{sync} beginnt der Empfang der übertragenen Symbole entsprechend verzögert, wodurch Signalanteile der jeweils folgenden Symbole mit in die Demodulation einbezogen werden. Wie in Abschnitt 4.2.3 bereits ausführlich diskutiert wurde, kann die Intersymbolinterferenz jedoch durch Anwendung von Schutzintervallen eliminiert werden. Die Anwendung von Schutzintervallen zur Vermeidung von ISI erweitert die Nulldurchgangsdetektion zu einer einfachen und gleichzeitig robusten Synchronisationsmethode für Power Line Systeme. Die Dimensionierung der Schutzintervalle für den Synchronisationsmechanismus ist dabei abhängig vom maximalen Jitter der Nulldurchgangsschaltung. Hierbei ist insbesondere die Differenz zweier Detektionsschaltungen von Bedeutung, sowie der maximale Frequenzoffset der Quarzoszillatoren. Man erhält eine Gesamtsymboldauer gemäß (4.15).

Nimmt man zunächst die Unabhängigkeit der Jitter zweier Nulldurchgangsschaltungen an, so muss zur Wahl der Dauer des Schutzintervalls zunächst die Sendeseite eines PLC-Systems betrachtet werden. Aufgrund der zeitlichen Abweichung Δt_{sync} gegenüber dem tatsächlichen Nulldurchgang der Netzwechselfspannung ergibt sich für das zur Synchronisation benötigte Schutzintervall $T_{GI,Sync,S}$, bezogen auf die Sendeseite, zunächst eine Mindestdauer von

$$T_{GI,Sync,S} \geq |\Delta t_{sync,max}|. \quad (4.30)$$

Die zeitliche Verschiebung $\Delta t_{sync,max}$ ist die maximale Abweichung gegenüber dem tatsächlichen Nulldurchgang und kann positive wie auch negative Werte annehmen. Zur Vereinfachung der folgenden Betrachtungen sei

$$\pm \Delta t_{sync,max} = \max |\pm \Delta t_{sync,max}|. \quad (4.31)$$

Da jedoch auch der Empfänger zeitlichen Abweichungen unterliegt, ergeben sich demzufolge zwei Extremfälle, die es zu unterscheiden gilt. Vorausgesetzt ist hierbei, dass $|\Delta t_{sync,max}|$ am Sender und Empfänger identisch ist, ansonsten muss der jeweils größere Wert berücksichtigt werden.

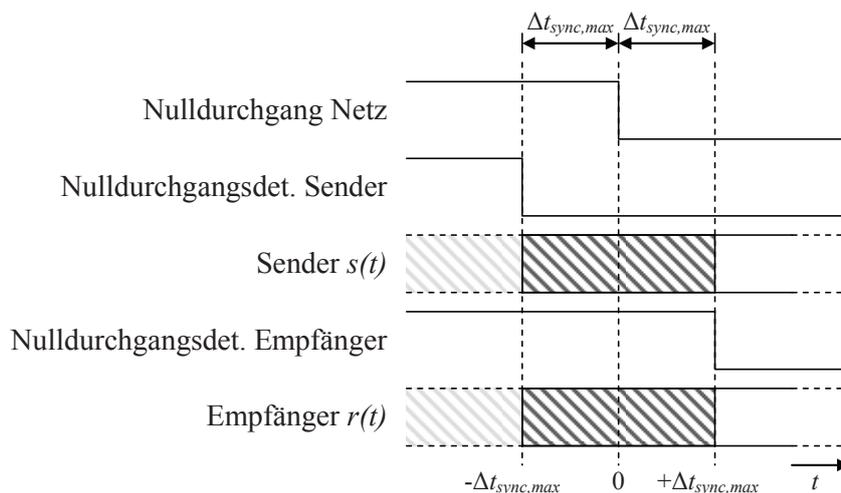


Abbildung 4.22: Fallunterscheidung (I) zur Dimensionierung des Schutzintervalls

Im ersten Fall detektiert der Sender den Nulldurchgang um die maximale zeitliche Verschiebung $\Delta t_{sync,max,S}$ vor dem tatsächlichen Nulldurchgang, während der

Empfänger den Nulldurchgang um die maximale zeitliche Verschiebung $\Delta t_{sync,max,E}$ nach dem tatsächlichen Nulldurchgang detektiert, d.h.

$$\text{I. } \Delta t_{sync,max,S} = -\Delta t_{sync,max} \text{ und } \Delta t_{sync,max,E} = +\Delta t_{sync,max} \cdot \quad (4.32)$$

Demnach muss die Dauer des benötigten Schutzintervalls mindestens den doppelten Wert $T_{GI,Sync}$ im Vergleich zu (4.30) annehmen. Abbildung 4.22 verdeutlicht den Sachverhalt. Der Sender detektiert den Nulldurchgang zum Zeitpunkt $-\Delta t_{sync,max}$ gegenüber dem effektiven Netz nulldurchgang zum Zeitpunkt Null. Da der Empfänger entsprechend der Annahmen den Nulldurchgang zum Zeitpunkt $+\Delta t_{sync,max}$ detektiert, muss die Dauer des dunkelgrau schraffierten Schutzintervalls mindestens den doppelten Wert $|\Delta t_{sync,max}|$ annehmen. Der hellgrau schraffierte Bereich sei undefiniert.

Im zweiten Fall werden die Nulldurchgänge an Sender und Empfänger gerade in der umgekehrten Reihenfolge detektiert, d.h.

$$\text{II. } \Delta t_{sync,max,S} = +\Delta t_{sync,max} \text{ und } \Delta t_{sync,max,E} = -\Delta t_{sync,max} \cdot \quad (4.33)$$

Das Schutzintervall sei zunächst noch gemäß der Betrachtung des ersten Falls mit der doppelten Abweichung $|\Delta t_{sync,max}|$ dimensioniert.

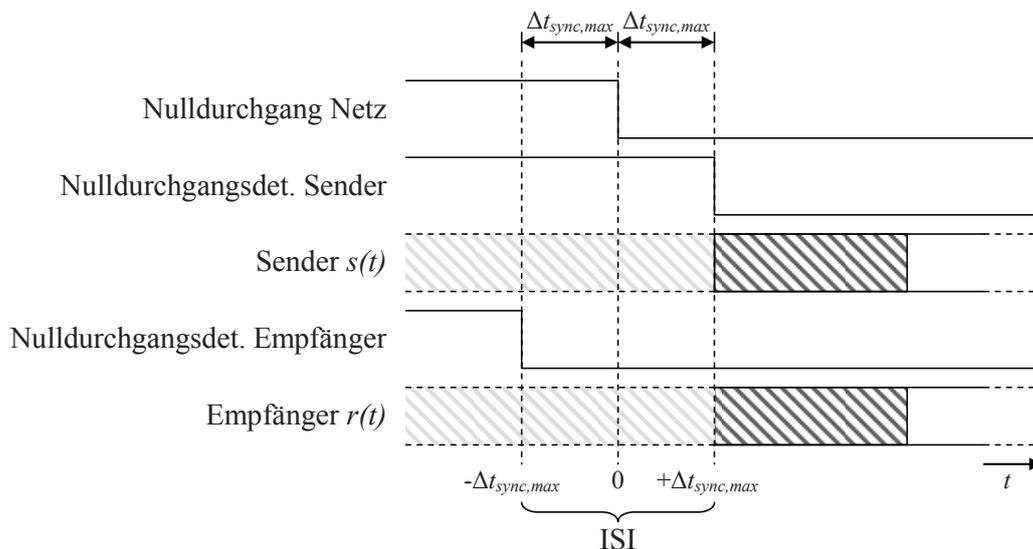


Abbildung 4.23: Fallunterscheidung (II) zur Dimensionierung des Schutzintervalls

Abbildung 4.23 zeigt das resultierende Synchronisationsschema für Sender und Empfänger. Der Sender detektiert den Nulldurchgang um die Zeitdauer $+\Delta t_{sync,max}$

verzögert. Der Empfänger hingegen erkennt bereits zum Zeitpunkt $-\Delta t_{sync,max}$ den Nulldurchgang und beginnt mit der Demodulation des Empfangssignals. Gemäß der Darstellung sei der hellgrau schraffierte Bereich ein vorangegangenes OFDM-Symbol. Folglich erhält man in diesem Fall durch die fehlerhafte Synchronisation Intersymbolinterferenz. Verzögert man den Beginn der Demodulation um mindestens $2 \cdot |\Delta t_{sync,max}|$, so wird ISI für diesen zweiten Extremfall eliminiert. Unter dieser Voraussetzung sind die Zeitpunkte des Beginns der senderseitigen Datenübertragung und der empfangsseitigen Demodulation identisch. Gleichzeitig ergibt sich jedoch aufgrund der verzögerten Demodulation mit dem ersten Fall nach (4.32) erneut ISI, da der Beginn des übertragenen Symbols vernachlässigt und ein Anteil des Folgesymbols mit in die Rekonstruktion einbezogen würde. Dieses Problem kann jedoch gelöst werden, indem die Dauer des Schutzintervalls zusätzlich verdoppelt wird, so dass sich das Schutzintervall schließlich zu

$$T_{GI,Sync} \geq 4 \cdot |\Delta t_{sync,max}| \quad (4.34)$$

ergibt. Mit einer um $2 \cdot |\Delta t_{sync,max}|$ verzögerten Demodulation tritt am Empfänger bei der Rekonstruktion der übertragenen Daten keine Intersymbolinterferenz auf. Neben dieser allgemeinen Untersuchung zur Dimensionierung des Schutzintervalls können zusätzlich die im vorangegangenen Kapitel diskutierten Ergebnisse der differentiellen Messungen des Nulldurchgangsjitters mit zwei Detektionsschaltungen berücksichtigt werden. Im Folgenden gelte jeweils, dass eine Abhängigkeit des Nulldurchgangsjitters vom Störszenario vorliege und die maximale Differenz zweier Detektionseinrichtungen gemäß den Messreihen kleiner $100 \mu\text{s}$ sei.

Während für die Betrachtungen gemäß (4.31) sowohl positive wie auch negative Jitter einer einzelnen unabhängigen Detektionsschaltung auftreten können, muss bei der Betrachtung der Differenz zweier Detektionsschaltungen lediglich das Vorzeichen des Jitters zwischen sender- und empfangenseitiger Detektionseinrichtung berücksichtigt werden. Für diesen spezifischen Fall, der für die weiteren Ausführungen im Hinblick auf das PLC-System relevant ist, vereinfacht sich (4.34) zu

$$T_{GI,Sync} \geq 2 \cdot |\Delta t_{sync,max}|. \quad (4.35)$$

Verzögert man die Demodulation um $|\Delta t_{sync,max}|$ wird die empfangsseitig auftretende ISI eliminiert, wie Abbildung 4.24 verdeutlicht. Im ersten Fall beginnt der Empfänger mit der Rekonstruktion in der Mitte des vom Sender eingefügten Schutzintervalls. Im zweiten Fall beginnt die Demodulation gerade zu Beginn des Schutzintervalls. In Abhängigkeit vom maximalen Jitter $|\Delta t_{sync,max}|$ ergibt sich für den Empfänger in Kombination mit (4.27) eine resultierende Phasenabweichung $\Delta\phi$ im Signalraumdiagramm für die Übertragung mit M -PSK-Verfahren gemäß Abbildung 4.9. Die maximal zulässige Phasenabweichung $|\Delta\phi_{sync,max}|$ darf demnach nicht überschritten werden, andernfalls resultieren Bitfehler. Die differentielle Phasenumtastung ermöglicht hingegen auch bei größeren Abweichungen eine fehlerfreie Rekonstruktion der Sendedaten, unter der Voraussetzung, dass die Datenübertragung jeweils nach einem Nulldurchgang begonnen wird. Eine detaillierte Untersuchung dieses Konzepts kann dem folgenden Kapitel zum Entwurf eines neuartigen PLC-Systems entnommen werden.

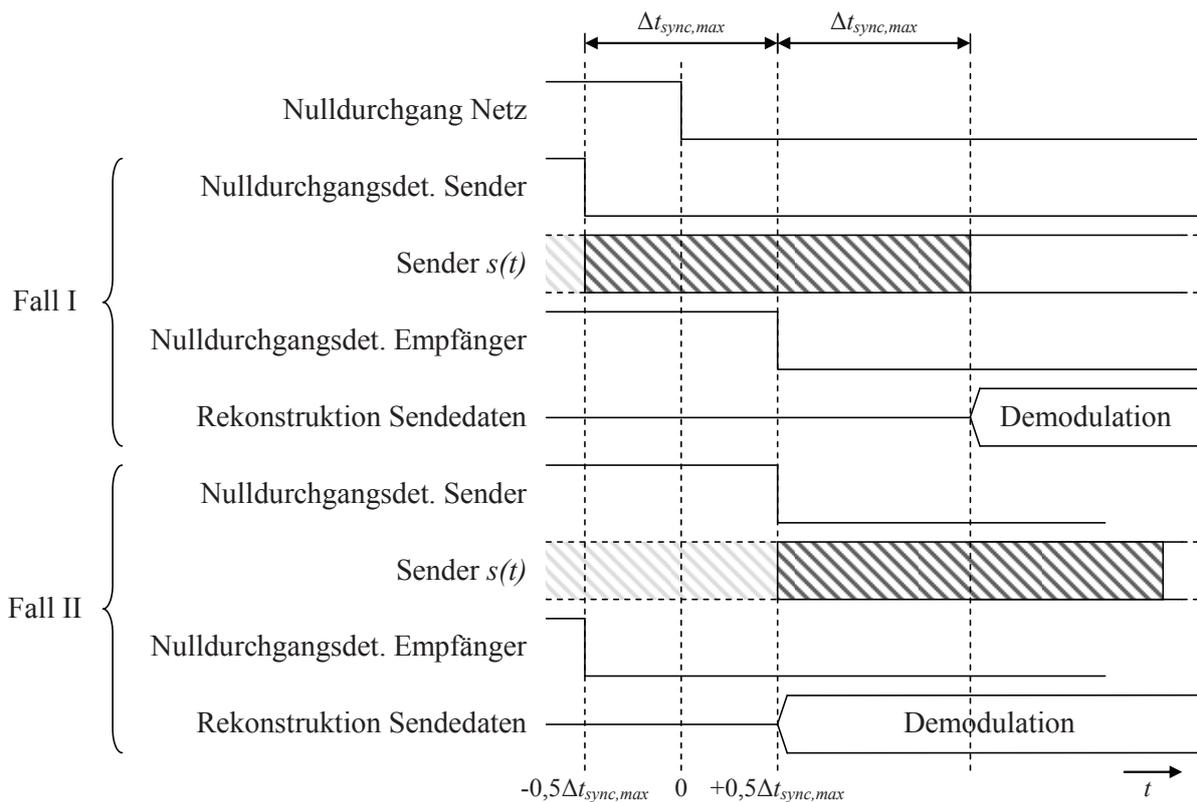


Abbildung 4.24: Anwendung von Schutzintervallen zur Symbolsynchronisation

Zur Bestimmung der Dauer des Schutzintervalls $T_{GI,Sync}$ nach (4.36) muss sowohl die maximale schaltungs- und kanalbedingte Differenz des Nulldurchgangsjitters

zweier Detektionseinrichtungen, wie auch der Frequenzoffset der jeweiligen Quarzoszillatoren der Übertragungseinrichtungen berücksichtigt werden. Neben diesen schaltungsbedingten Abweichungen muss zusätzlich ein Synchronisationsfehler aufgrund der Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Vorgänge berücksichtigt werden. Bei typischen Erdkabeln die in Niederspannungsnetzen üblicherweise angewendet werden, erhält man eine Ausbreitungsgeschwindigkeit von etwa $t_{l,z} = 5,775 \mu\text{s}/\text{km}$. Für eine Nachrichtenübertragung entgegen dem Energiefluss, d.h. anschaulich für die Zählerfernabfrage vom Hausanschluss zur Trafostation, ergibt sich die doppelte Laufzeit von $t_{l,ges} = 11,55 \mu\text{s}/\text{km}$. Gemäß den Betrachtungen in [Wald00] sind Leitungen des Energieversorgungsnetzes aufgrund ökonomischer Aspekte der Energieübertragung im Allgemeinen auf Längen unter 500 m beschränkt, so dass im Folgenden als Obergrenze eine Gesamtlaufzeit von $t_{l,ges} = 5,775 \mu\text{s}$ angenommen wird. Man erhält in Abhängigkeit von der Symboldauer T_{Sym}

$$\Delta t_{sync,max}(T_{Sym}) = |\Delta t_{mess,max}| + |\Delta t_{sync,q}(T_{Sym})| + |t_{l,ges}|. \quad (4.36)$$

$\Delta t_{mess,max}$ ist der maximale kanal- und hardwarebedingte Jitter gemäß den Betrachtungen des vorangegangenen Kapitels. Der additive Anteil $\Delta t_{sync,q}$ stellt den Frequenzoffset der Oszillatoren gemäß (4.29) dar. Die resultierende zeitliche Abweichung $\Delta t_{sync,q}$ ergibt sich unter Verwendung der in Abbildung 4.12 vorgestellten Hardwareplattform mit den verwendeten Quarzoszillatoren der Frequenz 40 MHz und einer Abweichung von ± 25 ppm zu etwa 500 ns bei einer zunächst angenommenen Symboldauer von $T_{Sym} = 10$ ms. Mit $t_{l,ges}$ und dem gemessenen Wert $|\Delta t_{mess,max}|$ ergibt sich für die folgenden Betrachtungen ein Schutzintervall gemäß (4.35) zu mindestens $T_{GI,Sync} \geq 198,55 \mu\text{s}$.

Betrachtet man lediglich den Nulldurchgangsjitter $|\Delta t_{jitter}| \leq 60 \mu\text{s}$ einer einzelnen Detektionsschaltung und ersetzt in (4.36) $|\Delta t_{mess,max}|$ durch $|\Delta t_{jitter}|$, so erhält man gemäß (4.34) das Schutzintervall zu $T_{GI,Sync} \geq 252,55 \mu\text{s}$. Mit der Wahrscheinlichkeit $p_{k,j}(|\Delta t_{jitter}| > 60 \mu\text{s}) = 0,00087601$ wird der Jitter und damit das Schutzintervall überschritten, was zu ISI führt. Demnach ergibt sich eine Verfügbarkeit der Synchronisation in 99,912399 % aller Fälle.

Hinsichtlich der Dimensionierung der empfangsseitigen Verzögerung Δt_{dem} der Demodulation muss in der Praxis ein Wert

$$\Delta t_{dem} = \frac{1}{2} T_{GI,Sync} \quad (4.37)$$

verwendet werden, um sicherzustellen, dass ISI durch Laufzeitunterschiede innerhalb der digitalen Sende- und Empfangsstrukturen vermieden wird.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass die Nulldurchgangssynchronisation gegenüber klassischen Verfahren der Symbolsynchronisation eine wesentlich vereinfachte Struktur bei deutlich reduziertem Implementierungsaufwand bietet. Mittels einfacher diskreter Bauteile kann eine entsprechende Detektionsschaltung gemäß Abbildung 4.11 realisiert werden. Gleichzeitig verringert sich die Anzahl benötigter digitaler Ressourcen gegenüber den komplexen Korrelatorstrukturen klassischer Verfahren. Die Erweiterung der Nulldurchgangsdetektion durch die Anwendung von Schutzintervallen liefert ein neuartiges Synchronisationsverfahren, das bisherige Konzepte der Nulldurchgangsdetektion zusätzlich vereinfacht. Strukturen zur Feinsynchronisation von Ansätzen wie sie beispielsweise in [Sanz01] und [Chan03] beschrieben sind, werden demnach nicht benötigt, wodurch die Systemkomplexität weiter verringert wird.

4.4 Konzeption eines neuartigen PLC-Systems

Auf der Basis der vorangegangenen Untersuchungen der Übertragungs- und Synchronisationsverfahren wird im Folgenden das Konzept eines neuartigen PLC-Systems für die Datenübertragung im CENELEC-Band A vorgestellt. Vor dem Hintergrund der Energiesparverordnungen der EU und den entsprechend notwendigen Energiemehrwertdiensten müssen zukünftig europaweit Millionen Haushalte mit Kommunikationseinrichtungen ausgestattet werden. Demnach ist beim PLC-Systementwurf insbesondere auf geringe Kosten und einfache Implementierbarkeit zu achten.

Ausgangspunkt für die weiteren Schritte eines Systementwurfs ist zunächst die benötigte Datenrate für die Fernabfrage von Stromzählern. Wie in Kapitel 1 bereits diskutiert wurde, versorgt jede Trafostation bis zu einige hundert Haushalte. Gängige Drehstromzähler, sowohl analog, wie auch digital, verfügen im Allgemeinen über insgesamt acht Stellen inklusive Nachkommastellen. Da jede der Stellen respektive Ziffern mit 4 bit dargestellt werden kann, müssen demnach theoretisch gerade 32 bit pro Zähler übertragen werden. Zusätzliche Schutzmechanismen wie die Verschlüsselung der übertragenen Daten zum Schutz

des jeweiligen Nutzers, aber auch ein erweiterter Funktionsumfang der Energiemehrwertdienste erhöhen die zu übertragende Datenmenge. Veröffentlichungen wie [Lasc07] und [Zaba07] ist zu entnehmen, dass Datenraten von wenigen kbit/s zur Bereitstellung erweiterter Mehrwertdienste erforderlich sind. Ähnlichen Aussagen der Energieversorger zufolge müssen entsprechende Nachrichtensysteme Übertragungsraten von mindestens 3-4 kbit/s zur Verfügung stellen. Anzunehmen ist jedoch, dass in Zukunft auch für Energiemehrwertdienste mit PLC-Systemen eine Entwicklung hin zu zusätzlichen Diensten und entsprechend höheren Datenraten zu beobachten sein wird. Der Neuentwurf eines PLC-Systems muss demnach Erweiterungs- und Adaptionmöglichkeiten vorsehen, um in Zukunft Modems mit erhöhten Datenraten und erweitertem Funktionsumfang realisieren zu können.

Unter Berücksichtigung der Vorgaben der EVU und den Übertragungsraten derzeitiger PLC-Modems wird als Zielvorgabe des neuen Systemkonzepts eine Bruttodatenrate von 7-8 kbit/s angestrebt. Derzeit verfügbare PLC-Systeme stellen Bruttodatenraten bis maximal 5,4 kbit/s (siehe Tabelle 1.1) zur Verfügung. Hierbei ist jedoch zu beachten, dass ein Großteil der Datenrate für die Übertragung redundanter Informationen durch Kanalcodierungsverfahren verwendet wird. Zwar kann hiermit die empfangsseitige Bitfehlerrate verringert werden, gleichzeitig reduziert sich die tatsächlich zur Datenübertragung zur Verfügung stehende Nettodatenrate auf etwa 1-2 kbit/s, wie beispielsweise [Eche05] und [Yitr05] zu entnehmen ist. Für die Zählerfernabfrage zwar ausreichend, verfügen derartige Kommunikationseinrichtungen jedoch nicht über die Leistungsfähigkeit für erweiterte Energiemehrwertdienste gemäß den Vorgaben der EVU von 3-4 kbit/s. Neuartige PLC-Systeme müssen hingegen die Bereitstellung dieser Dienste gewährleisten und hinsichtlich höherer Datenraten erweiterbar sein.

Neben der Datenrate muss ein Neuentwurf im Rahmen der gesetzlich vorgegebenen Normen erfolgen. Für den europäischen Raum ist demnach die CENELEC-Norm EN 50065 für die Zählerfernabfrage mittels PLC heranzuziehen. Da es sich bei der Zählerfernabfrage um einen Dienst der EVU handelt, muss die Zählerfernabfrage unter Verwendung des A-Bandes durchgeführt werden. Zur regelmäßigen Fernabfrage der Stromzähler durch die EVU ist derzeit angedacht, dass die in der Trafostation untergebrachte Übertragungseinrichtung die Gegenstellen an den Stromzählern mittels Master-Slave-Verfahren abfragen, so dass sich für das PLC-System eine Halbduplexübertragung ergibt. Der Stand des jeweiligen Stromzählers wird

demnach nur nach Aufforderung durch den Master in der Trafostation übermittelt. Eine Vertauschung der Phasen des Drehstromnetzes von der Trafostation zum Hausanschluss sollte zwar generell vermieden werden, in der Praxis ist dies jedoch nicht auszuschließen. Um eine aufwändige Konfiguration und Adressarbitrierung der jeweiligen Kommunikationseinrichtungen an den unterschiedlichen Phasen zu vermeiden, wird im Folgenden davon ausgegangen, dass das Master-System eine Sendeanforderung auf allen drei Phasen des Energieversorgungsnetzes überträgt. Bei Verwendung eines breitbandigen Übertragungsverfahrens wie es im weiteren Verlauf der Arbeit diskutiert wird, ergibt sich somit gemäß Tabelle 3.2 ein maximal zulässiger Sendepiegel von 128 dB μ V pro Phase.

4.4.1 OFDM-basierter digitaler Systementwurf

Die Analyse der Übertragungsverfahren nach [Wald00] hat gezeigt, dass die Verwendung von schmalbandigen Einträgerverfahren vor dem Hintergrund der schlechten Kanaleigenschaften von Power Line Strecken lediglich unter Einsatz komplexer Kanalcodierungsverfahren möglich ist, welche die Nettodatenrate, wie zuvor diskutiert, deutlich verringern. Bandspreizende Verfahren erhöhen zwar die Robustheit gegenüber dem Störszenario der Power Line Kanäle, gleichzeitig erhöht sich jedoch auch die Komplexität der jeweiligen Kommunikationseinrichtungen um ein Vielfaches gegenüber schmalbandigen Verfahren.

Auf der Grundlage der vorangegangenen Untersuchungen von Übertragungsverfahren findet OFDM im Konzept eines neuartigen PLC-Modems für die Zählerfernabfrage Anwendung. Hierbei ist zunächst festzulegen, ob die Datenübertragung im Basisband oder im Bandpassbereich erfolgen soll. Für eine Übertragung im Basisband wird das Sendesignal mittels IFFT direkt im Basisband generiert. Zur Datenübertragung im Bandpassbereich wird das Sendesignal ebenfalls im Basisband erzeugt und dann mittels geeigneter analoger oder digitaler Einrichtungen in den gewünschten Frequenzbereich transformiert. Die zur Signalerzeugung benötigte IFFT kann hierdurch mit einer verringerten Anzahl an Punkten N_{DFT} implementiert werden. Die für den Mischvorgang benötigten Strukturen erhöhen jedoch die Komplexität des Gesamtsystems deutlich. Dahingegen erhöht sich bei einer Signalerzeugung und Übertragung im Basisband lediglich die IFFT-Länge N_{DFT} . Die benötigte Graphenstruktur zur Berechnung der in der Praxis angewandten IFFT nach [Cool65] kann demnach beibehalten werden, lediglich die Anzahl der Stufen erhöht sich in Abhängigkeit

von der IFFT-Länge. Wie sich im Folgenden noch zeigen wird, bietet sich für den Entwurf des PLC-Systems eine Implementierung der Datenübertragung im Basisband an.

4.4.1.1 Parameter des PLC-Modems

Zur Datenübertragung im A-Band gemäß EN 50065 steht der Frequenzbereich von 9 bis 95 kHz zur Verfügung. Die in Kapitel 2 diskutierte exemplarische Untersuchung der Netzzugangsimpedanz hat bereits verdeutlicht, dass mit steigender Frequenz auch die Netzzugangsimpedanz zunimmt. Für Frequenzen unterhalb von 50 kHz verringert sich die Zugangsimpedanz [Arzb98]. Mit steigender Trägerfrequenz verringert sich somit die benötigte Sendeleistung, um den jeweils maximalen Sendepiegel ins Stromnetz einzuspeisen. Demnach sind Frequenzbereiche direkt unterhalb 95 kHz für die Nachrichtenübertragung im A-Band zu bevorzugen.

Von der Wahl des zur Datenübertragung genutzten Frequenzbereiches sowie der Anzahl der Träger hängt direkt der Trägerabstand Δf , sowie mit (4.4) die OFDM-Kernsymboldauer T_{Sym} ab und umgekehrt. Im Hinblick auf das komplexe Störszenario von Power Line Kanälen ist die Dauer eines OFDM-Symbols dabei ein nicht zu unterschätzender Faktor hinsichtlich der Robustheit der Datenübertragung. Gegenüber dem Hintergrundrauschen bietet eine erhöhte Symboldauer keinen Gewinn, da diese Störklasse generell über die gesamte Symboldauer auftritt. Für die Klasse der Schmalbandstörer gilt dieselbe Aussage, sofern sie im entsprechenden Frequenzbereich auftreten. Die Auswirkungen von Impulsstörern hingegen können durch eine erhöhte Symboldauer verringert werden. Insbesondere bei aperiodischen Bündelstörern zeigt sich diese Eigenschaft deutlich. Abbildung 4.25 zeigt die Simulationsergebnisse der Störeinwirkung aperiodischer Bündelstörer auf eine Übertragung mit BPSK.

Untersucht wurde dabei ein Träger der Frequenz 95 kHz bei einer Abtastfrequenz von 1 MHz. Die Symboldauer wurde zwischen den Werten $T=1$ ms und $T=3$ ms variiert. Für jede Symboldauer wurden jeweils 10000 Symbole analysiert. Die Dauer der aperiodischen Bündelstörung wurde in einem Raster von 100 μ s beginnend bei 100 μ s bis auf 1 ms erhöht. Die Impulsstörer wurden gemäß den Betrachtungen in Kapitel 2 mittels weißem Gaußschem Rauschen nachgebildet. Für die Auftretensdauer eines Impulsstörers wurde das Rauschen derart gewählt, dass sich ein SNR von 0 dB ergab.

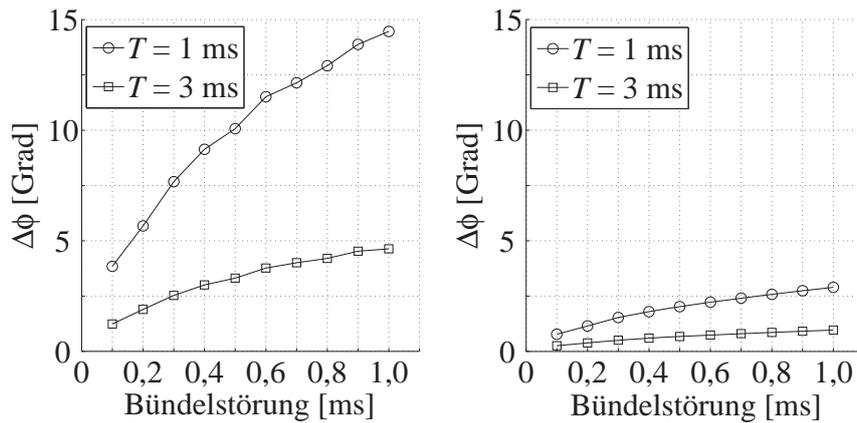


Abbildung 4.25: Maximale und mittlere Störeinwirkung aperiodischer Bündelstörer

In Abbildung 4.25 links dargestellt ist die maximale Differenz zur ursprünglichen Phasenlage im Signalraumdiagramm, während die rechte Grafik die mittlere Abweichung verdeutlicht. Aufgrund der höheren Signalleistung gegenüber der Störleistung ergibt sich für eine erhöhte Symboldauer konsequenterweise eine deutlich niedrigere Abweichung der Phasenlage im Signalraumdiagramm im Vergleich zur kürzeren Symboldauer. Längere Symboldauern tragen folglich zu einer erhöhten Robustheit gegenüber Impulsstörungen bei. Hinsichtlich der widrigen Eigenschaften der Power Line Kanäle muss demnach die Symboldauer so groß wie möglich gewählt werden.

Neben den Parametern Trägeranzahl und Symboldauer ergibt sich die resultierende Datenrate nicht zuletzt durch die Wahl des Modulationsverfahrens. Hierbei ist wiederum die Auswahl der Synchronisationsstrategie zu berücksichtigen. Aufgrund der geringen Komplexität gegenüber den übrigen diskutierten Verfahren wird im Folgenden zur Synchronisation die vorgestellte Nulldurchgangsdetektion mit Schutzintervall angewendet. Aufgrund der resultierenden Jitter muss zur Modulation eine differentielle Phasenumtastung verwendet werden, wie bei der Untersuchung des Nulldurchgangsjitters in Kapitel 4.3.3.3 diskutiert wurde. Im Allgemeinen gilt, dass sich mit steigender Mächtigkeit M eines Modulationsverfahrens der Störabstand verschlechtert [Proa00]. Dementsprechend wurde die binäre, differentielle Phasenumtastung (engl.: Differential Binary Phase Shift Keying, DBPSK) als Modulationsverfahren ausgewählt, um die Robustheit des neuartigen PLC-Systems gegenüber dem widrigen Störszenario von PLC-Kanälen zu maximieren. Nach diesen Vorbetrachtungen konnten die grundlegenden Parameter des PLC-Systems entsprechend Tabelle 4.2 festgelegt werden. Die Symboldauer wurde

gemäß den Betrachtungen nach Abbildung 4.25 zu 3 ms gewählt, so dass sich ein Trägerabstand von $333,\bar{3}$ Hz ergibt. Eine fallende Flanke des Netzspannungsnulldurchgangs tritt alle 20 ms auf. Demnach können gerade sechs OFDM-Symbole zwischen zwei Synchronisationszeitpunkten übertragen werden. Die Länge des Schutzintervalls kann somit zu maximal $0,\bar{3}$ ms pro OFDM-Symbol gewählt werden. Jitterbedingte Synchronisationsfehler können mit dem so dimensionierten Schutzintervall abgefangen werden.

Unter Verwendung von 48 Unterträgern erhält man bei einer kontinuierlichen Übertragung die Bruttodatenrate gemäß (4.38) zu 14,4 kbit/s.

$$r_{b,brutto} = \frac{1}{T_{Sym} + T_{GI}} \cdot k \cdot ld M \quad (4.38)$$

Der Informationsverlust des ersten übertragenen OFDM-Symbols aufgrund des differentiellen Modulationsverfahrens wird hierbei vernachlässigt.

Tabelle 4.2: Konzept der Parameter des PLC-Systems

Parameter	Art / Größe
Übertragungsverfahren	OFDM
Modulationsverfahren	DBPSK
OFDM-Kernsymboldauer T_{Sym}	3 ms
Länge Schutzintervall T_{GI}	$0,\bar{3}$ ms
Symboldauer inkl. Schutzintervall $T_{Sym} + T_{GI}$	$3,\bar{3}$ ms
Trägerabstand Δf	$333,\bar{3}$ Hz
Anzahl der Träger k	48
Niedrigste Trägerfrequenz $f_{c,u}$	80 kHz
Höchste Trägerfrequenz $f_{c,o}$	95 kHz
Bruttodatenrate (kontinuierliche Datenübertragung)	14,4 kbit/s
Nettodatenrate (blockweise Datenübertragung)	12 kbit/s
Nettodatenrate (blockw. Datenübertr. / Signaldetektion)	9,6 kbit/s

Im Allgemeinen erfolgt die Zählerfernabfrage in Datenblöcken. Ein Datenblock sei im Folgenden über die Dauer von 20 ms zwischen zwei Synchronisationszeitpunkten definiert. In jedem Datenblock tritt demnach ein Informationsverlust durch das jeweils erste OFDM-Symbol auf. Man erhält eine Nettodatenrate von 12 kbit/s. Weiterhin ist jedoch zu beachten, dass die Nutzung der Energiemehrwertdienste durch Endverbraucher generell als nicht-deterministisch zu bezeichnen ist, der Zeitpunkt der Nutzung also nicht bekannt ist. Somit findet nicht mit jedem einzelnen Netz nulldurchgang eine Datenübertragung statt. Der Energieverbrauch eines PLC-Modems kann damit von vornherein auf ein Minimum beschränkt werden, indem nach der Nulldurchgangsdetektion zunächst eine Signalerkennung durchgeführt wird. Hierzu wird der blockweisen Datenübertragung ein zusätzliches Detektionssymbol vorangestellt, welches die Nettodatenrate auf insgesamt 9,6 kbit/s verringert.

4.4.1.2 Implementierung des PLC-Modems

Auf der Basis der vorangegangenen Betrachtungen wurde ein Prototyp des PLC-Systems entwickelt. Zum Entwurf der digitalen Komponenten des PLC-Modems und um die Entwicklung für spätere Erweiterungen flexibel zu gestalten, wurde die bereits in Kapitel 4.3.3.3 vorgestellte Hardwareplattform nach Abbildung 4.12 genutzt. Die Implementierung der digitalen Komponenten der Prototypen unter Verwendung des FPGAs erfolgte analog zur Implementierung des Messaufbaus zur Jitterbestimmung mittels VHDL.

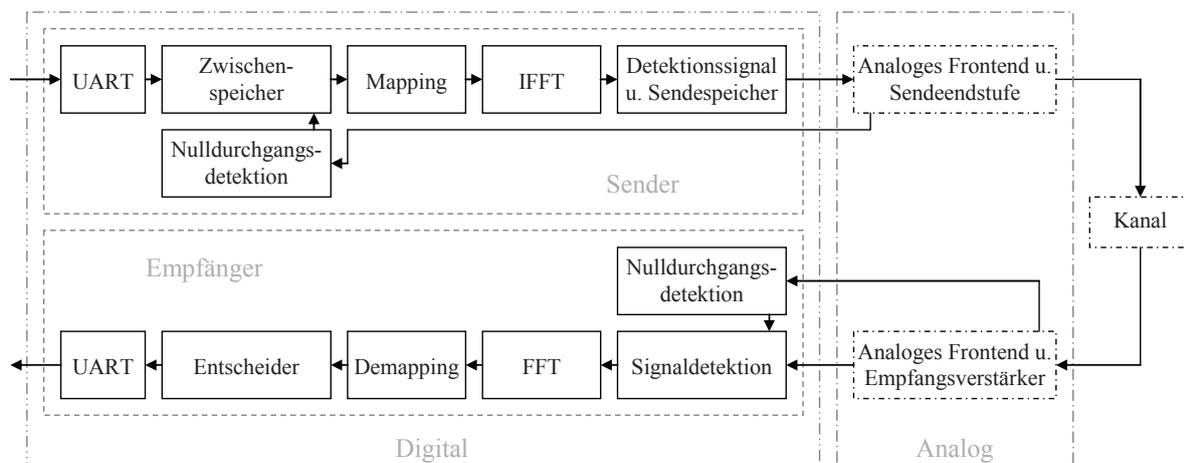


Abbildung 4.26: Blockschaltbild des Kommunikationssystems

Beim Prototyp des PLC-Systems muss zunächst zwischen digitalen und analogen Systemkomponenten unterschieden werden. Abbildung 4.26 zeigt das Blockschaltbild des PLC-Modems getrennt nach sende- und empfangsseitigem Digital- und Analogteil sowie den Übertragungskanal. Im Folgenden wird zunächst die Implementierung der digitalen Komponenten des Modems betrachtet, während der Analogteil in einem separaten Abschnitt vorgestellt wird.

Generierung des Sendesignals

Die zu übertragenden Daten werden dem Sender digital über eine universelle asynchrone Schnittstelle (engl.: Universal Asynchronous Receiver Transmitter, UART) gemäß EIA-232-Standard übergeben und in einen Zwischenspeicher geschrieben. Die digitale Komponente zur Nulldurchgangsdetektion steuert die weitere Verarbeitung der Sendedaten. Hierzu wird die Netzwechselfspannung auf dem Analogteil gemäß Abbildung 4.11 in ein Digitalsignal transformiert. Mittels eines Steuersignals der digitalen Detektionskomponente werden die Sendedaten aus dem Zwischenspeicher dem so genannten Mapping zugeführt. In Abhängigkeit von den Sendedaten erzeugt diese Komponente das Spektrum des Sendesignals.

Hierbei ist zu beachten, dass zur Generierung des Spektrums aufgrund des verwendeten binären Modulationsverfahrens reelle Komponenten ausreichend sind. Da für DBPSK im Signalraum lediglich zwei Punkte benötigt werden, wurden zur Vereinfachung der Senderstrukturen die beiden auf dem Einheitskreis gegenüberliegenden Punkte der reellen Achse als Signalpunkte ausgewählt. In Abhängigkeit von den binären Sendedaten werden demnach dem reellen Spektrum jeweils die Werte 1 und -1, normiert auf die maximale Amplitude, zugewiesen. Der Imaginärteil des Spektrums wird in allen Fällen und für alle Trägerfrequenzen zu Null gewählt. Das so gebildete Spektrum wird der IFFT zur Generierung des Sendesignals übergeben. Nach den Grundlagen der Fourier-Transformation [Brig95] erhält man somit am Ausgang der IFFT ein rein reelles Sendesignal. Die Verwendung höherstufiger Modulationsverfahren oder auch eine Drehung der beiden Signalraumpunkte der DBPSK weg von der reellen Achse, führt zwangsläufig zu einem imaginären Anteil des Sendesignals. Zur Bildung eines reellen Sendesignals müssten demnach in entsprechenden Fällen dem Modem zusätzliche Komponenten wie Quadraturmischer hinzugefügt werden. In der vorliegenden Arbeit wurde zur Vereinfachung der Hardware ausschließlich das Verfahren DBPSK mit Signalraumpunkten auf der reellen Achse verwendet, so dass keine Quadraturmischer benötigt werden.

Da die digitale Berechnung des Sendesignals mit einer höheren Taktrate als der Abtastrate des Sendesignals erfolgt, schließt sich der IFFT ein Sendespeicher an, in den die digitalen Abtastwerte des Sendesignals vor dem Auslesen eingeschrieben werden. Die Abtastwerte werden daraufhin mit einer entsprechend reduzierten Abtastrate f_A an die analoge Schnittstelle des PLC-Systems übergeben. Gleichzeitig dient der Speicher der Generierung des Schutzintervalls, indem die zuerst eingeschriebenen Abtastwerte nach dem Auslesen des OFDM-Kernsymbols gemäß der festgelegten Dauer des Schutzintervalls angefügt werden. Jeder blockweisen Datenübertragung wird zusätzlich ein Detektionssymbol vorangestellt. Am Empfänger kann damit zwischen einem Sendesignal und dem Hintergrundrauschen unterschieden und die Rekonstruktion der Sendedaten im Falle eines Nutzsignals gestartet werden. Neben der Zwischenspeicherung des Sendesignals und der Generierung des Schutzintervalls sind in einem zusätzlichen Bereich des Speichers die Abtastwerte dieses aus drei festgelegten Trägerfrequenzen bestehenden Detektionssymbols abgelegt. Die Frequenzen entsprechen dabei nicht den zur Datenübertragung genutzten Trägerfrequenzen. Demnach ergibt sich für die Datenübertragung eine blockweise Struktur, wobei sich ein OFDM-Rahmen (engl.: Frame) gemäß Abbildung 4.27 zusammensetzt.

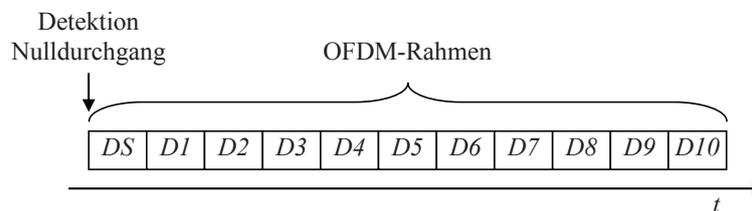


Abbildung 4.27: Struktur eines OFDM-Rahmens

Nach der Detektion des Netz nulldurchgangs wird zunächst das Detektionssignal DS übertragen. Der Aufwand durch Synchronisation bzw. Signaldetektion gängiger Kommunikationssysteme beträgt im Allgemeinen bis zu 10 % eines Datenrahmens. Im Rahmen dieser Arbeit werden dem Detektionssymbol 10 OFDM-Datensymbolen Dx , mit $x = 1 \dots 10$, angehängt. Durch das Detektionssymbol erhält man damit einen Mehraufwand von 9,09 % gegenüber den Datensymbolen. Gleichzeitig können hiermit Synchronisationsfehler durch die in Abschnitt 4.3.3.1 diskutierten Abweichungen der Quarzoszillatoren von der Nennfrequenz vermieden werden, da nach jedem übertragenen OFDM-Rahmen

die globale Synchronisation mittels Nulldurchgangsdetektion nachgeführt wird. An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass aufgrund des differentiellen Modulationsverfahrens lediglich neun informationstragende OFDM-Symbole an den Empfänger übertragen werden können, da mit der Berechnung der Phasen aus $D1$ mangels Bezugsgröße kein informationstragendes Symbol rekonstruiert werden kann. Die in $D1$ übertragenen Phaseninformationen stellen für die folgenden Symbole die Bezugsgröße respektive Bezugsphase dar. Mit dem vorgestellten OFDM-Rahmen mit der Gesamtsymboldauer von $3,3\bar{3}$ ms ergibt sich eine Rahmendauer von $36,6\bar{6}$ ms.

Rekonstruktion der Sendedaten

Das über den PLC-Kanal übertragene analoge Signal wird empfangsseitig mittels des analogen Frontends in zeitdiskrete digitale Abtastwerte gewandelt. Zusätzlich liefert an dieser Stelle der Analogteil des Empfängers den bereits digitalisierten Signalverlauf der Netzwechselfspannung, der von einer digitalen Komponente überwacht wird. Im Falle der Detektion einer fallenden Signalflanke des Nulldurchgangssignals wird mittels eines Steuersignals die Signalerkennung gestartet. Unter Anwendung von sechs Korrelatoren zur Berechnung von Inphase- und Quadraturkomponente des jeweiligen Unterträgers wird das Empfangssignal hierbei auf das vom Sender übertragene Detektionssignal untersucht. Wird das Detektionssignal mittels einer Mehrheitsentscheidung der drei Korrelationsempfänger entdeckt, so werden die nachfolgenden Komponenten zur Rekonstruktion der Sendedaten aktiviert. Entdeckt die Signaldetektion das entsprechende Signal DS nicht, werden auch die folgenden Komponenten nicht aktiviert. Mit dem nächsten Nulldurchgang beginnt auch die Signaldetektion von neuem.

Die digitalen Abtastwerte der OFDM-Blöcke $D1$ bis $D10$ werden vom analogen Frontend an den FFT-Block zur weiteren Signalverarbeitung übergeben. Am Ausgang der FFT erhält man das rekonstruierte Spektrum, wobei die Abtastwerte mittels Demapping zunächst den jeweils richtigen Frequenzen im Spektrum zugeordnet werden. Innerhalb des Entscheiders werden daraufhin die Sendedaten im Signalraumdiagramm rekonstruiert. Zur Berechnung der Phasen im Signalraum wurde hierzu der so genannte CORDIC-Algorithmus (Coordinate Rotation Digital Computer) [Fabi95] herangezogen. Hierbei wird die Phase des Signalvektors unter Zuhilfenahme festgelegter Winkelinkremente sukzessiv

berechnet. Die Herleitung sowie die Implementierung des CORDIC-Algorithmus innerhalb der Prototypen des PLC-Systems sind in Anhang C beschrieben.

Die übertragene Information wird aus der Differenz der aktuellen und der vorangegangenen Phase jedes einzelnen Unterträgers rekonstruiert. Die so empfangenen Daten werden über die asynchrone Schnittstelle des Empfängers der jeweiligen Datensenke zur weiteren Verarbeitung zugeführt.

Systemparameter der Prototypen

Aufgrund technischer Rahmenbedingungen der digitalen Implementierung ergeben sich hinsichtlich der Umsetzung der Prototypen Abweichungen gegenüber den Parametern aus Tabelle 4.2 des ursprünglichen Konzepts. Mit einer Symboldauer von 3 ms ergibt sich eine Abtastfrequenz von $341,3 \text{ kHz}$. Die Generierung dieser Abtastfrequenz ist mit Standard-Quarzoszillatoren und vertretbarem Aufwand nicht zu realisieren. Aus diesem Grund wurde die Abtastfrequenz zu $f_A = 333,3 \text{ kHz}$ gewählt, die mit dem auf der Basisplatine befindlichen Quarzoszillator der Grundfrequenz 40 MHz ohne größeren Aufwand synthetisiert werden kann. Mit einem Trägerabstand Δf in der Größenordnung gemäß Tabelle 4.2 und der maximalen Trägerfrequenz von 95 kHz nach EN 50065 kann der entsprechende DFT-Punkt k_{max} der maximalen Trägerfrequenz gemäß (4.14) zu 285 berechnet werden. Unter Berücksichtigung des Abtasttheorems muss mindestens die doppelte Anzahl an Punkten N_{DFT} für die Berechnung des Sendesignals zur Verfügung gestellt werden. Da zur Berechnung der IFFT nach [Cool65] jeweils die nächst höhere Zweierpotenz benötigt wird, ergibt sich mit dem DFT-Punkt k_{max} eine Mindestanzahl $N_{DFT} = 1024$. Entsprechend erhält man am Ausgang der IFFT 1024 Abtastpunkte eines OFDM-Symbols. Die höchste Trägerfrequenz kann damit zu 94,726 kHz berechnet werden. Gleichzeitig ergibt sich mit der Abtastfrequenz f_A eine OFDM-Kernsymboldauer von 3,072 ms. Weiterhin ergibt sich daraus der Trägerabstand $\Delta f = 325,5 \text{ Hz}$. Tabelle 4.3 fasst die resultierenden Systemparameter der Prototypen des PLC-Systems zusammen.

Unter Einbeziehung der Struktur eines OFDM-Rahmens nach Abbildung 4.27 kann damit die resultierende Nettodatenrate der PLC-Modems berechnet werden. Aufgrund der gegenüber dem ursprünglichen Konzept vergrößerten Rahmendauer erhöht sich die Nettodatenrate des PLC-Systems ohne asynchrone Schnittstelle auf 10,8 kbit/s. Um der Datenrate des Übertragungssystems gerecht zu werden, muss die Übertragungsrate der asynchronen Schnittstelle entsprechend niedriger

gewählt werden, wodurch sich gleichzeitig die Datenrate des PLC-Systems verringert. Die Übertragungsrate der UART-Komponenten der Prototypen wurde zu 9,6 kbit/s gewählt, womit sich unter Berücksichtigung der Nettodatenrate der UART eine Nettodatenrate des Kommunikationssystems zu 7,68 kbit/s ergibt.

Tabelle 4.3: Parameter des Prototypen des PLC-Systems

Parameter	Art / Größe
Übertragungsverfahren	OFDM
Modulationsverfahren	DBPSK
Anzahl Punkte N_{DFT} der IFFT/FFT	1024
Abtastfrequenz f_A	$333,3 \bar{3}$ kHz
OFDM-Kernsymboldauer T_{Sym}	3,072 ms
Länge Schutzintervall T_{GI}	261 μ s
Symboldauer inkl. Schutzintervall $T_{Sym} + T_{GI}$	3,333 ms
Dauer OFDM-Rahmen T_{OFDM}	36,663 ms
Trägerabstand Δf	325,5 Hz
Anzahl der Träger k	48
Niedrigste Trägerfrequenz $f_{c,u}$	79,427 kHz
Höchste Trägerfrequenz $f_{c,o}$	94,726 kHz
Bruttodatenrate (kontinuierliche Datenübertragung)	14,4 kbit/s
Nettodatenrate (blockweise Datenübertragung)	12 kbit/s
Nettodatenrate (blockw. Datenübertr. / Signaldetektion)	10,8 kbit/s

4.4.2 Analoges Frontend und Sendeendstufe

Zur Datenübertragung über den PLC-Kanal müssen die digitalen Abtastwerte des PLC-Systems in ein analoges Signal gewandelt werden. Empfängerseitig muss das analoge Signal entsprechend in digitale Abtastwerte überführt werden. Für diesen Zweck wurde das Systemkonzept um eine Komponente zur Digital-Analog- (D/A) bzw. Analog-Digital-Wandlung (A/D) erweitert. Dieses so genannte analoge Frontend bildet die Schnittstelle zur Netzankopplung mittels

Sende- und Empfangsendstufe. Abbildung 4.28 zeigt das Blockschaltbild des analogen Frontends.

Senderseitig werden die digitalen Abtastwerte der Breite N zunächst über einen D/A-Wandler in ein Analogsignal überführt. Nach der Vorverstärkung wird das Signal mittels eines Tiefpasses gefiltert und durch die Sendeendstufe auf das Energieversorgungsnetz aufgeprägt. Empfangsseitig wird das über die Netzankopplung ausgekoppelte Signal mittels einer programmierbaren Verstärkerschaltung (engl.: Programmable Gain Amplifier, PGA) verstärkt. Die PGA ist hierbei Teil einer digitalen automatischen Verstärkungsregelung (engl.: Automatic Gain Control, AGC), die Gegenstand des folgenden Kapitels ist. Nach der Tiefpassfilterung folgt die A/D-Wandlung des Empfangssignals. Die resultierenden N bit breiten digitalen Abtastwerte werden der digitalen Signalverarbeitung übergeben.

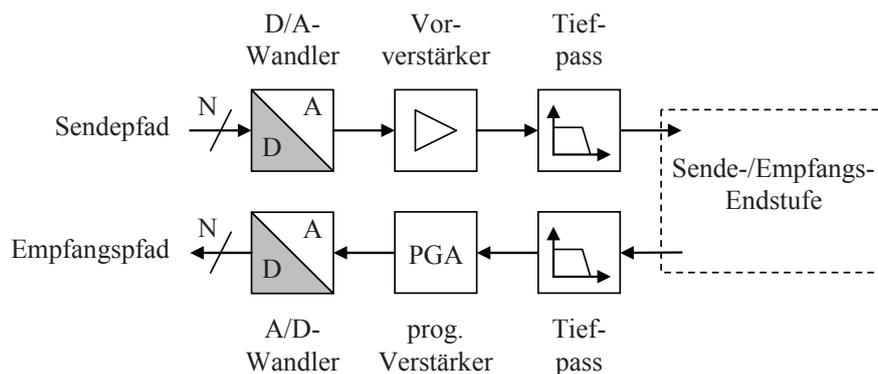


Abbildung 4.28: Blockschaltbild des analogen Frontends

Neben der digitalen Signalverarbeitung und dem analogen Frontend ist die Sende- und Empfangsendstufe eine entscheidende Komponente für die Leistungsfähigkeit der Übertragungseinrichtung. Wie in Kapitel 2 und 3 ausführlich diskutiert wurde, weist das Energieversorgungsnetz Zugangsimpedanzen von wenigen Ohm auf, während die Norm EN 50065 gleichzeitig hohe Signalleistungen für die Datenübertragung mittels PLC erlaubt. Um eine robuste Datenübertragung zu gewährleisten, ist der Entwurf entsprechend leistungsfähiger Sendeendstufen sicher zu stellen. Abbildung 4.29 zeigt das Blockschaltbild der Sendeendstufe.

Das vom analogen Frontend erzeugte Signal wird durch die Sendeendstufe verstärkt und induktiv auf das Energieversorgungsnetz gekoppelt. Um den

Empfangspfad nicht durch die geringe Ausgangsimpedanz des Ausgangsverstärkers zu belasten, muss dieser für den Empfangsbetrieb stumm geschaltet werden können. Durch Stummschalten des Verstärkers wird sein Ausgang entsprechend hochohmig. Neben der Verstärkung des Sendesignals generiert die Sendeendstufe ein Signal entgegen gesetzter Polarität, Tx+ und Tx-, die über die Leitung übertragen werden. Störungen, die sich im Allgemeinen auf beiden Leitungen ähnlich auswirken, können somit durch empfängerseitige Differenzbildung verringert werden [Bloo02]. Im Empfangspfad wird das über die Induktivität ausgekoppelte Signal mittels eines Tiefpasses gefiltert und einem Eingangsverstärker zugeführt.

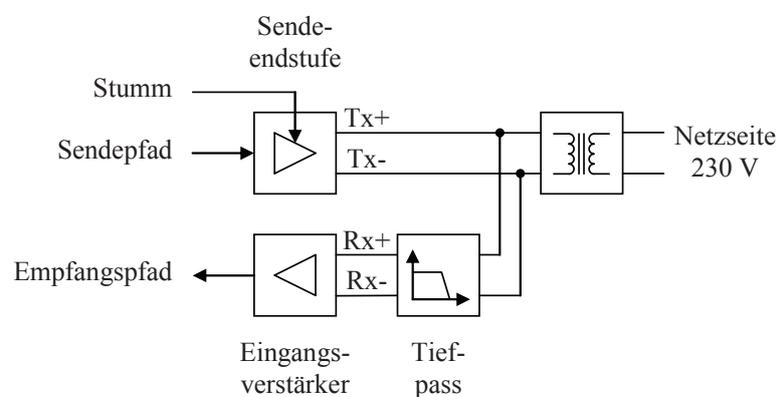


Abbildung 4.29: Blockschaltbild der Sende- und Empfangsendstufe

4.5 Zusammenfassung

Anhand der einleitenden Untersuchung und Klassifizierung von Kommunikationseinrichtungen in schmal- und breitbandige Systeme wurden zunächst die Vor- und Nachteile entsprechender Nachrichtensysteme diskutiert. Im Hinblick auf eine robuste Datenübertragung bei gleichzeitig flexibler und hinreichend großer Datenrate wurde das Mehrträgerverfahren OFDM für die Übertragung von Daten mittels PLC im Frequenzbereich der CENELEC-Norm EN 50065 eingeführt. Die Erweiterung eines OFDM-Symbols um ein Schutzintervall wurde als wesentlicher Bestandteil des Verfahrens vorgestellt, um kanalbedingte Interkanal- und Intersymbolinterferenz zu vermeiden. Weiterhin konnte festgestellt werden, dass sich die binäre differentielle Phasenumtastung als

robustes Modulationsverfahren für die einzelnen Unterträger eines OFDM-Systems im Hinblick auf das Störszenario von PLC-Kanälen eignet.

Gleichzeitig wurde diskutiert, dass die differentielle Phasenumtastung aufgrund ihrer Eigenschaften eine vereinfachte Synchronisationsstrategie ermöglicht. Nach der Charakterisierung der einzelnen Synchronisationsmechanismen wurden zunächst klassische Verfahren auf ihre Tauglichkeit für PLC-Systeme untersucht. Diese ermöglichen zwar eine zuverlässige Synchronisation, welche jedoch mit hohem Implementierungsaufwand erkauft wird. Die Synchronisation mittels Nulldurchgangsdetektion verringert den Hardwareaufwand dagegen deutlich. Mittels umfangreicher Messreihen wurden die schaltungstechnisch wie auch durch den Kanal bedingten Nulldurchgangsjitter analysiert. Anhand der Ergebnisse konnte ein neuartiges Synchronisationsverfahren für PLC-Systeme auf der Basis von OFDM entwickelt und eingeführt werden.

Basierend auf den Betrachtungen zur Synchronisation wurde das OFDM-basierte digitale Systemkonzept für ein PLC-Modem diskutiert. Ausgehend von grundlegenden Systemparametern wurde die Implementierung von Prototypen des PLC-Systems vorgestellt. Aufgrund von gängigen Algorithmen der digitalen Signalverarbeitung und technischer Gegebenheiten konnten die resultierenden Parameter für Prototypen festgelegt und die Struktur eines Datenrahmens erarbeitet werden. Abschließend wurde das Konzept eines analogen Frontends und einer Sendeendstufe diskutiert. Das durch die digitalen wie auch analogen Komponenten charakterisierte Übertragungssystem bildet die Grundlage für die noch folgenden Betrachtungen.

5 Konzeption einer automatischen Verstärkungsregelung

Das analoge Frontend sowie die Netzan­kopplung stellen neben der digitalen Signalverarbeitung wichtige Komponenten eines Kommunikationssystems dar. Ihre Leistungsfähigkeit beeinflusst die Übertragungsqualität maßgeblich. Um eine qualitativ hochwertige Übertragung zu gewährleisten, muss senderseitig die gemäß Regulierung maximal zulässige Sendeamplitude auf das physikalische Übertragungsmedium aufgebracht werden. Aufgrund der Kanaleigenschaften stehen den Empfangseinrichtungen im Allgemeinen jedoch lediglich gedämpfte Signale zur Verfügung, die mittels so genannter automatischer Verstärkungsregelung für die weitere Signalverarbeitung verstärkt werden müssen. Gerade in Bezug auf die Power Line Kommunikation ist dem Entwurf einer AGC aufgrund der Kanaleigenschaften wie geringe Zugangsimpedanz und hohe Dämpfung besondere Aufmerksamkeit zu widmen. Das Ziel der Verstärkungsregelung ist hierbei vorrangig, die empfangsseitigen Analogkomponenten, bestehend aus programmierbarem Verstärker und A/D-Wandler, optimal anzusteuern. Der Aussteuerbereich des nachgeschalteten A/D-Wandlers kann damit in vollem Umfang ausgenutzt werden. Entsprechend verringert sich das Quantisierungsrauschen, wodurch die Übertragungsqualität nachhaltig verbessert wird. Gleichzeitig muss mittels der AGC jedoch auch ein Übersteuern (engl.: Clipping) des A/D-Wandlers verhindert werden, um Informationsverluste durch unbeabsichtigtes Abschneiden von Signalanteilen zu vermeiden.

Im Rahmen dieses Kapitels werden vor dem Hintergrund der Kanaleigenschaften zunächst einige grundlegende Verfahren zur automatischen Verstärkungsregelung analysiert. Eine Reglerstruktur, basierend auf der Bildung des quadratischen Mittelwertes (engl.: Root Mean Square, RMS), bildet den Ausgangspunkt für den Entwurf der AGC. Aufgrund des Störszenarios von PLC-Kanälen wird diese Reglerstruktur um einen so genannten Alternativzweig erweitert. Das Konzept der neuartigen automatischen Verstärkungsregelung wird daraufhin mittels Simulationen verifiziert. Die Implementierung der AGC mittels VHDL, sowie entsprechende Messergebnisse werden abschließend diskutiert.

5.1 Grundstruktur der AGC

Zum Entwurf einer automatischen Verstärkungsregelung können der Literatur verschiedene Ansätze entnommen werden. Die einleitend erwähnten Algorithmen mittels Bildung des RMS gemäß [Kitc86] und [Tava90] finden in gängigen Kommunikationssystemen ebenso Anwendung wie Spitzenwertdetektoren (engl.: Main Peak Detector) nach [Chen05] und [Park06], sowie die Verstärkungsregelung durch Bestimmung der mittleren absoluten Abweichung (engl.: Mean Absolute Deviation, MAD) [Kitc86]. Für die Konzeption einer AGC für Power Line Anwendungen sind jedoch die spezifischen Eigenschaften von Power Line Kanälen zu berücksichtigen, die sich deutlich von üblichen Kommunikationskanälen unterscheiden. Die Leistungsfähigkeit gewöhnlicher Verstärkungseinrichtungen an PLC-Kanälen würde sich drastisch verringern. Aufgrund der in Kapitel 2 besprochenen Kanaldämpfung und der Zugangsimpedanzen ist der Einsatz einer automatischen Verstärkungsregelung unumgänglich. Das Störszenario schränkt die Auswahl von AGC-Konzepten jedoch deutlich ein.

Anhand von Spitzenwertdetektoren können die Maximalwerte eines Empfangssignals über der Zeit bestimmt werden [Chen05][Park06]. Mittels des maximal detektierten Wertes werden die Eingangsverstärker der Empfangseinrichtung konfiguriert und das Eingangssignal entsprechend verstärkt. Unter der Annahme von weißem Rauschen als Störszenario kann die Spitzenwertdetektion sowie die Regelung des Eingangssignals mittels einfacher Schaltungen realisiert werden [Chen05]. Im Hinblick auf die teilweise hohen Amplituden von Impulsstörern an Power Line Kanälen können entsprechende Verstärkungseinrichtungen jedoch nicht sinnvoll eingesetzt werden. Gerade bei

periodischen Impulsstörern erfolgt die Regelung des Empfangssignals mittels Spitzenwertdetektoren jeweils auf den entsprechenden Impuls, anstatt auf die relevante Amplitude des Nachrichtensignals.

Die Bestimmung der mittleren absoluten Abweichung ist aufgrund des Störszenarios mit ähnlichen Problemen behaftet. Voraussetzung zur Anwendung des MAD-Konzepts ist, dass es sich bei dem Empfangssignal um ein Sinussignal handelt. Aufgrund von Verzerrungen ergeben sich dabei allerdings große Fehler innerhalb der Berechnung [Kitc86], so dass unter dem Einfluss des PLC-Störszenarios schlechte Ergebnisse zu erwarten sind. Der Einfluss des in Kapitel 4 vorgestellten OFDM-Systems würde die Leistungsfähigkeit einer entsprechenden Reglerstruktur weiter verringern. Regelalgorithmen, bei denen die Messung der Signalamplitude auf der Grundlage eines RMS-Detektors basiert, unterliegen hingegen keinerlei Voraussetzungen hinsichtlich der Signalform, so dass eine Kombination einer RMS-Struktur mit dem OFDM-System umgesetzt werden kann. Eine Beeinflussung der Verstärkungsregelung durch das Störszenario ist jedoch auch im Zusammenhang mit der Bestimmung des quadratischen Mittelwertes nicht ausgeschlossen und muss demnach gesondert untersucht werden.

Zur Auswahl eines geeigneten Regelalgorithmus muss zunächst zwischen den beiden Strukturen Feedback und Feed-Forward unterschieden werden. Mittels einer Feed-Forward-Struktur wird die benötigte Verstärkung anhand des unverstärkten Eingangssignals berechnet. Die Ergebnisse der Berechnung werden daraufhin zur Verstärkung des Eingangssignals herangezogen. Der Berechnung des Verstärkungsfaktors geht in diesem Fall zunächst eine A/D-Wandlung voraus. Die höchste Genauigkeit bei diesem Vorgang wird gerade dann erzielt, wenn der Eingangsbereich des A/D-Wandlers voll ausgesteuert wird. Da das Eingangssignal jedoch erst nach dem Wandelvorgang verstärkt wird, wird im Umkehrschluss für das nicht verstärkte Eingangssignal nicht die volle Bitbreite genutzt. Durch das daraus resultierende Quantisierungsrauschen wird das nicht verstärkte Eingangssignal verfälscht. Im Gegensatz dazu wird das Eingangssignal mittels Feedback-Struktur zunächst vorverstärkt, bevor es für die weiteren Berechnungen digitalisiert wird, so dass der Dynamikbereich des jeweiligen A/D-Wandlers besser genutzt werden kann und entsprechend geringere Verfälschungen der Abtastwerte auftreten.

Als Grundstruktur einer automatischen Verstärkungsregelung wurde für die folgenden Betrachtungen der in [Tava90] vorgestellte Feedback-Algorithmus zur iterativen Berechnung des quadratischen Mittelwerts ausgewählt. Aus Gründen

der Effizienz bei der Berechnung des Verstärkungsfaktors wird die Wurzelbildung vernachlässigt, so dass anstelle des Effektivwertes die Leistung des jeweiligen Eingangssignals betrachtet wird. Abbildung 5.1 verdeutlicht die Struktur des Reglers.

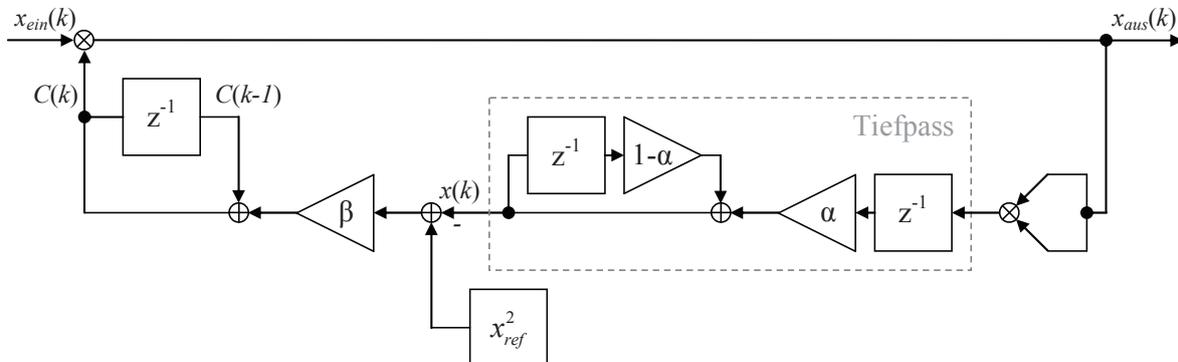


Abbildung 5.1: Grundstruktur des Reglers

Das Eingangssignal $x_{ein}(k)$ wird zunächst mit dem Faktor $C(k)$ verstärkt. Zur Berechnung des RMS-Wertes wird das derart verstärkte Ausgangssignal $x_{aus}(k)$ quadriert und mittels eines Tiefpasses gefiltert. Die resultierende Größe wird von einem Referenzwert x_{ref}^2 abgezogen und mit dem Faktor β gewichtet. Den aktuellen Verstärkungsfaktor erhält man durch Addition des daraus folgenden Wertes mit dem vorangegangenen Verstärkungsfaktor $C(k-1)$. Aufgrund der quadratischen Kennlinie dieses RMS-Detektors handelt es sich um eine nichtlineare Regelung des Eingangssignals. Der Nachweis der Stabilität der Reglerstruktur wird im Folgenden diskutiert. Hierzu werden zunächst die Gleichungen zur Berechnung des Verstärkungsfaktors untersucht und hinsichtlich der iterativen, rückgekoppelten Berechnung dargestellt. Das auf die Quadrierung folgende Tiefpassfilter ist ein rekursives Filter (engl.: Infinite Impulse Response Filter, IIR-Filter) 1. Ordnung, das mit

$$x(k) = (1 - \alpha) \cdot x(k-1) + \alpha \cdot x_{aus}^2(k-1) \quad (5.1)$$

beschrieben wird. Der Parameter α bestimmt dabei die Grenzfrequenz des Filters, mit

$$f_g = \alpha \cdot f_a \quad (5.2)$$

und der Abtastfrequenz f_a . Mit dem gefilterten Signal $x(k)$ kann der Verstärkungsfaktor $C(k)$ berechnet werden zu

$$C(k) = C(k-1) + \beta \cdot (x_{ref}^2 - x(k)) = C(k-1) + \beta \cdot x_{ref}^2 - \beta \cdot x(k). \quad (5.3)$$

Zur Kalkulation des Signals $x(k)$ bzw. des jeweils vorangegangenen Wertes $x(k-1)$ erhält man demnach

$$x(k) = \frac{C(k-1) - C(k) + \beta \cdot x_{ref}^2}{\beta} = \frac{C(k-1)}{\beta} - \frac{C(k)}{\beta} + x_{ref}^2 \quad (5.4)$$

bzw.

$$x(k-1) = \frac{C(k-2)}{\beta} - \frac{C(k-1)}{\beta} + x_{ref}^2. \quad (5.5)$$

Entsprechend erhält man weiterhin mit (5.1)

$$\begin{aligned} \frac{C(k-1)}{\beta} - \frac{C(k)}{\beta} + x_{ref}^2 &= (1-\alpha) \cdot \left[\frac{C(k-2)}{\beta} - \frac{C(k-1)}{\beta} + x_{ref}^2 \right] \\ &+ \alpha \cdot x_{aus}^2(k-1). \end{aligned} \quad (5.6)$$

Die rekursive Berechnung des Verstärkungsfaktors ergibt sich damit zu

$$\begin{aligned} C(k) &= (2-\alpha) \cdot C(k-1) - (1-\alpha) \cdot C(k-2) \\ &+ \alpha \cdot \beta \cdot (x_{ref}^2 - x_{aus}^2(k-1)). \end{aligned} \quad (5.7)$$

Mit $(x_{aus}(k-1))^2 = (C(k-1))^2 \cdot (x_{ein}(k-1))^2$ folgt schließlich

$$\begin{aligned} C(k) &= (2-\alpha) \cdot C(k-1) - (1-\alpha) \cdot C(k-2) \\ &+ \alpha \cdot \beta \cdot (x_{ref}^2 - C^2(k-1) \cdot x_{ein}^2(k-1)). \end{aligned} \quad (5.8)$$

Zum Nachweis der Stabilität der Verstärkungsregelung kann gemäß [Tava90] die Theorie der Fixpunkte und das Theorem von Ostrowski herangezogen werden. Aufgrund des Umfangs der Fixpunkttheorie wird an dieser Stelle auf eine nähere Erläuterung derselben verzichtet. Weiterführende Informationen können

[Osbo80] und [Tava90] entnommen werden. Zur Analyse der Stabilität des Reglers wird (5.8) zunächst mittels eines zweidimensionalen Prozesses $\mathbf{F}(\mathbf{C}_f)$ dargestellt. Mit $C_1(k) = C(k-2)$ und $C_2(k) = C(k-1)$ erhält man

$$\begin{bmatrix} C_1(k+1) \\ C_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_2(k) \\ \left((2-\alpha) \cdot C_2(k) - (1-\alpha) \cdot C_1(k) \right) \\ + \alpha \cdot \beta \cdot \left(x_{ref}^2 - C_2^2(k) \cdot x_{ein}^2 \right) \end{bmatrix} = \mathbf{F}(\mathbf{C}_f). \quad (5.9)$$

Bezüglich des Fixpunktes C_f muss für die weitere Betrachtung gelten, dass $\mathbf{F}(\mathbf{C}_f) = \mathbf{C}_f$ mit $\mathbf{C}_f = [C_f \ C_f]^T$, d.h.

$$\mathbf{F}(\mathbf{C}_f) = \begin{bmatrix} C_f \\ C_f + \alpha \cdot \beta \cdot \left(x_{ref}^2 - C_f^2 \cdot x_{ein}^2 \right) \end{bmatrix} \stackrel{!}{=} \mathbf{C}_f. \quad (5.10)$$

Entsprechend erhält man weiterhin

$$C_f^2 = \frac{x_{ref}^2}{x_{ein}^2} \Rightarrow C_f^+ = + \frac{x_{ref}}{\sqrt{x_{ein}^2}} \quad \text{und} \quad C_f^- = - \frac{x_{ref}}{\sqrt{x_{ein}^2}}. \quad (5.11)$$

Die Stabilität der Verstärkungsregelung kann schließlich mit

$$\mathbf{F}'(\mathbf{C}_f) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -(1-\alpha) & (2-\alpha) - 2 \cdot \alpha \cdot \beta \cdot C_f \cdot x_{ein}^2 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

gezeigt werden. Eine hinreichende Bedingung für die Konvergenz des Regelalgorithmus ist nach dem Theorem von Ostrowski gegeben durch

$$\rho(\mathbf{F}'(\mathbf{C}_f)) = \max \left| \lambda_j(\mathbf{F}'(\mathbf{C}_f)) \right| < 1, \quad (5.13)$$

wobei ρ das Maximum der Eigenwerte λ_j der Ableitung des Prozesses $\mathbf{F}(\mathbf{C}_f)$ ist. Diese Bedingung ist erfüllt, sofern gilt

$$\beta < \frac{(2-\alpha)}{\alpha \cdot \sqrt{x_{ein}^2} \cdot x_{ref}} = \beta_{max}, \quad \alpha > 0 \quad \text{sowie} \quad \beta > 0 \quad \text{für} \quad C_f = C_f^+ \quad (5.14)$$

und

$$\beta > -\beta_{max}, \alpha > 0 \text{ sowie } \beta < 0 \text{ für } C_f = C_f^-. \quad (5.15)$$

5.2 Erweiterung der Grundstruktur

Zur Anwendung des diskutierten Konzepts zur automatischen Verstärkungsregelung an Power Line Kanälen wurde die Grundstruktur um zusätzliche Komponenten erweitert. Vorrangiges Ziel der Erweiterung war es, die Auswirkungen des Störszenarios auf den Regelkreis zu verringern. Um eine Übersteuerung der A/D-Wandler zu vermeiden, wurde die AGC ergänzend mit den in Kapitel 4 besprochenen Korrelatoren zur empfängerseitigen Signaldetektion kombiniert.

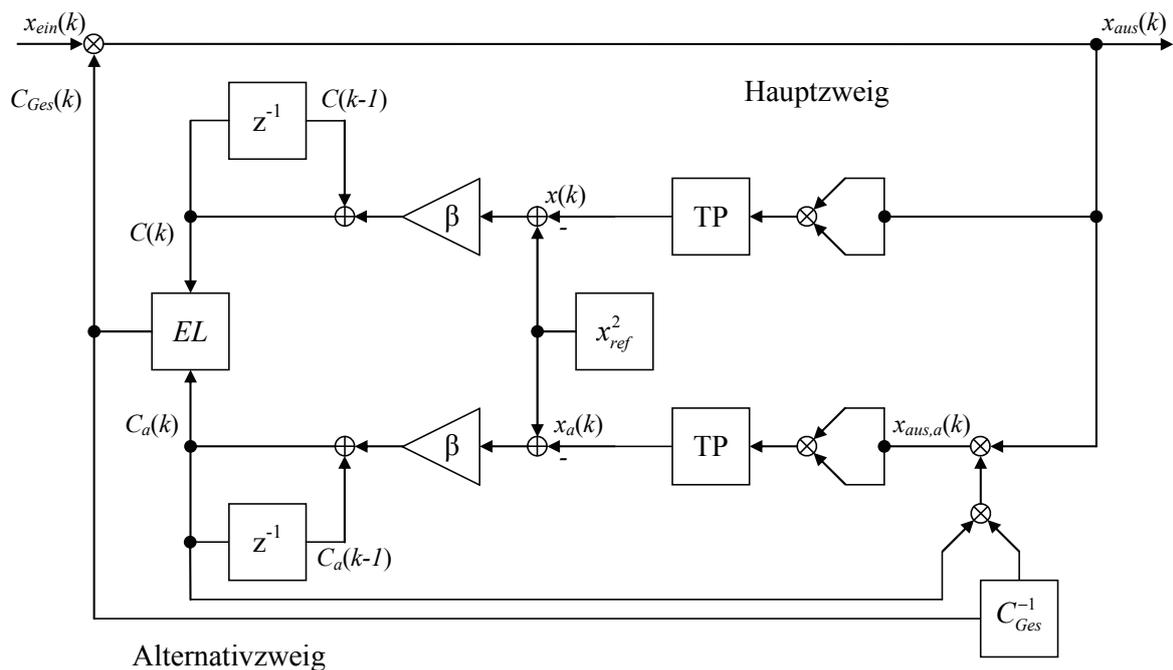


Abbildung 5.2: Automatische Verstärkungsregelung mit Erweiterung

Der Einfluss bei Impulsstörungen wurde bereits in Bezug zu Spitzenwertdetektoren diskutiert. Ebenso kann unter Verwendung von RMS-Detektoren eine Änderung des Verstärkungsfaktors in Abhängigkeit von Impulsstörungen beobachtet werden.

Um den Einfluss von Impulsstörern auf die AGC zu eliminieren, wurde die Grundstruktur der Regelung gemäß Abbildung 5.2 um einen alternativen Pfad zur Berechnung der Verstärkung erweitert. Eine robuste Regelung gegenüber Impulsstörern ergibt sich nun, indem der Alternativzweig zu den Betrachtungen hinzugezogen wird, sobald im Hauptzweig eine Verringerung der Gesamtverstärkung $C_{Ges}(k)$ mittels der Entscheidungslogik EL detektiert wird.

Der Alternativzweig ist dabei nötig, um unterscheiden zu können, ob die verringerte Verstärkung auf einen Impulsstörer oder tatsächlich auf eine erhöhte Amplitude des Nutzsignals zurückzuführen ist. Zur Differenzierung dieser beiden Fälle wird die Verstärkung im Hauptzweig zunächst für einen Zeitraum t_h beibehalten. Gleichzeitig werden im Alternativzweig die resultierenden Werte der Leistung mit verringerter Verstärkung berechnet, um die Regelung nicht außer Kraft zu setzen. Zur Berechnung der Werte wird hierzu das alternative Signal

$$x_{aus,a}(k) = \frac{x_{aus}(k) \cdot C_a(k-1)}{C_{Ges}(k-1)} \quad (5.16)$$

analysiert. Im Falle einer erhöhten Signalleistung aufgrund eines Impulsstörers ermittelt der Alternativzweig in der Folge identische Werte gegenüber den zuvor berechneten Werten der Signalleistung, so dass der Verstärkungsfaktor beibehalten wird. Andernfalls detektiert die Entscheidungslogik einen entsprechend erhöhten Wert der Signalleistung gegenüber den vorangegangenen Resultaten des Hauptzweiges. Die alternativ berechnete verringerte Verstärkung wird daraufhin in den Hauptzweig übernommen. Die Definition des Zeitraumes t_h ist abhängig von der an PLC-Kanälen zu erwartenden maximalen Dauer eines Impulsstörers bzw. aperiodischer Bündelstörungen.

Im Vergleich zu dieser maximalen Zeitdauer aperiodischer Einzel- und Bündelstörer ist jedoch zu beachten, dass periodische Impulsstörer in zeitlich kürzeren Abständen als die maximale Zeitdauer auftreten können. Entsprechend muss berücksichtigt werden, dass im Falle von Impulsstörern innerhalb des Zeitraumes t_h mehrere Impulse beobachtet werden können. Vor diesem Hintergrund wurde die Entscheidungslogik der AGC dahingehend erweitert, dass eine mehrfache Veränderung der Signalleistung über den gesamten Berechnungszeitraum detektiert und ausgewertet werden kann. Hierzu werden die berechneten Minimal- und Maximalwerte der Verstärkung über der jeweiligen Berechnungsdauer gespeichert. Während des Auftretens eines Impulsstörers berechnet die AGC aufgrund der hohen Leistung aus Nutz- und Störsignal einen

reduzierten Verstärkungsfaktor. Der kleinste daraus resultierende Wert der Verstärkung wird gespeichert. Nach Abklingen des Impulsstörers berechnet sich ein erhöhter Verstärkungsfaktor, da die Störleistung des Impulsstörers die Berechnung nicht länger beeinflusst. Der aus dieser Berechnung resultierende Maximalwert wird innerhalb der Entscheidungslogik gespeichert. Bei einer erneuten Reduzierung des Verstärkungsfaktors durch einen Impulsstörer wird am Ende der Berechnung der Maximalwert der Verstärkung in den Hauptzweig der AGC übernommen. Der Entscheidungsprozess der Logik folgt dem in Abbildung 5.3 dargestellten Ablaufdiagramm.

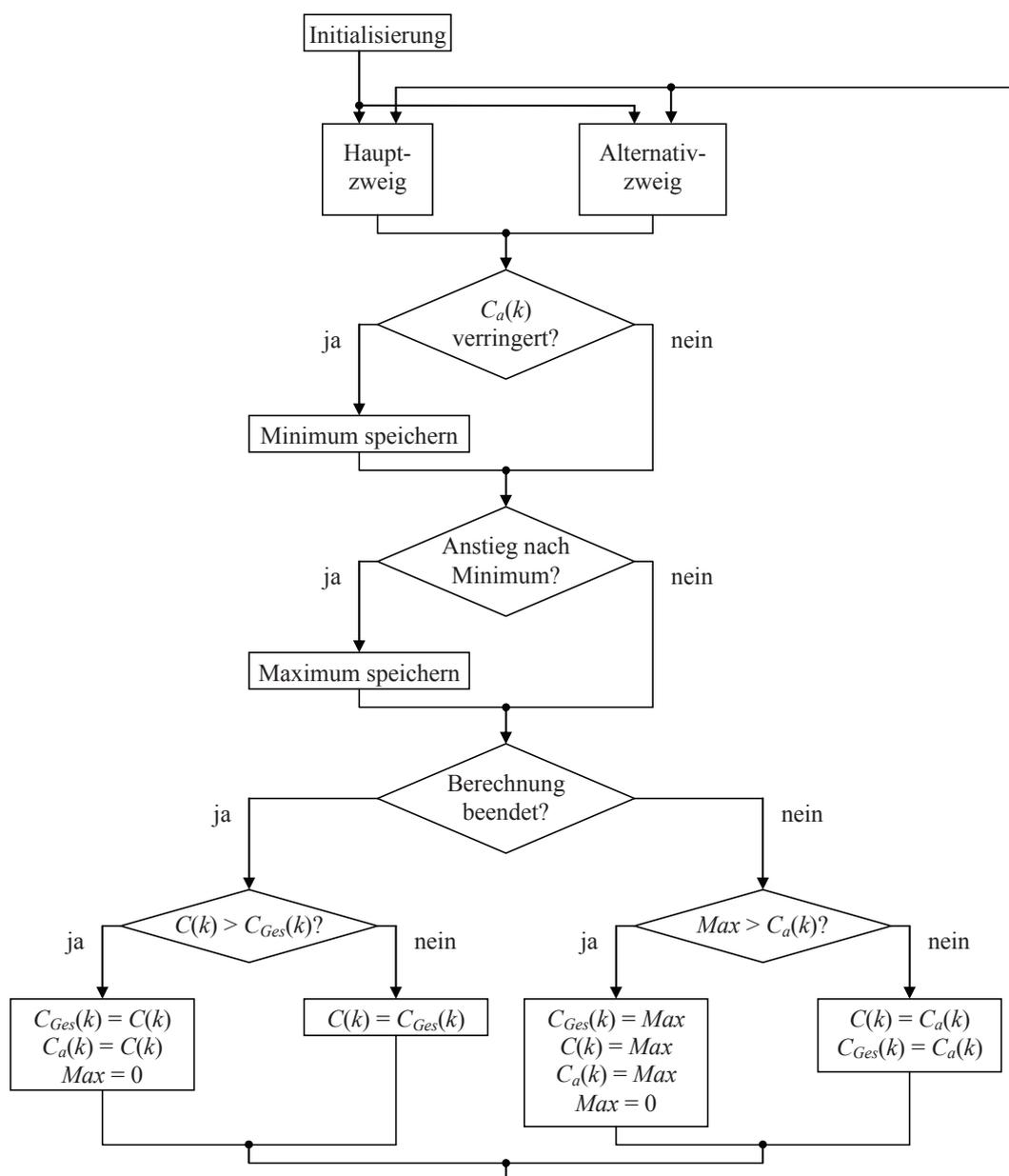


Abbildung 5.3: Ablaufdiagramm zur Entscheidungslogik der AGC

Im Falle einer durch Kanaldämpfung verringerten Signalleistung kann die im Hauptzweig ermittelte Verstärkung $C(k)$ übernommen werden, sofern ein Nutzsignal am Eingang des Empfängers anliegt. Im Gegensatz dazu darf das Eingangssignal nicht weiter verstärkt werden, wenn es kein Nutzsignal ist. Zur Unterscheidung dieser beiden Fälle wird neben der Berechnung der Verstärkung eine Signaldetektion mittels Korrelation durchgeführt. Der maximale Korrelationswert mit einem Störsignal wurde durch Simulationen zu etwa 15 % des maximalen Korrelationswertes mit einem Nutzsignal bestimmt. Unterschreiten die Korrelatoren diese Grenze von 15 %, so liegt ein Rauschsignal am Eingang des Empfängers vor und die Verstärkung des Eingangssignals wird deaktiviert. Abbildung 5.4 verdeutlicht die resultierende Struktur der AGC mit Rauscherkennung.

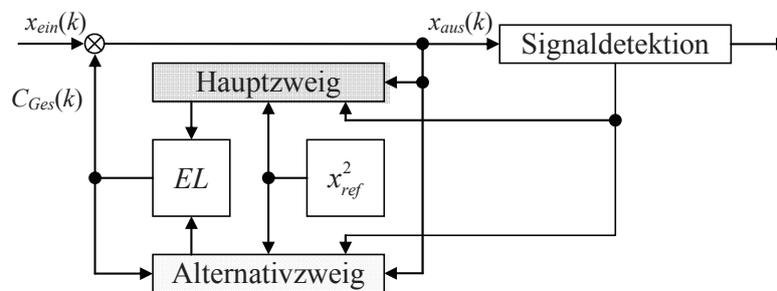


Abbildung 5.4: Blockschaltbild der AGC mit Rauscherkennung

5.3 Simulation der automatischen Verstärkungsregelung

Zur Verifikation der Verstärkungsregelung wurde die vorgestellte Struktur mittels umfangreichen Simulationen analysiert. Das in Kapitel 4 vorgestellte Übertragungssystem bildet dabei die Grundlage der Untersuchungen. Die im Folgenden diskutierten Simulationsergebnisse basieren auf einem jeweils identischen Nutzsignal mit den entsprechenden 48 Trägerfrequenzen, dem Modulationsverfahren DBPSK und der Gesamtsymboldauer von 3,333 ms. Das für die Untersuchungen herangezogene Störszenario wurde aus der Kombination der in Anhang B aufgeführten Störtypen und Referenzkanäle gebildet. Insbesondere die Analyse des Einflusses von Impulsstörern wurde dabei betrachtet. Da Schmalbandstörer gemäß den Untersuchungen in Kapitel 2 zwar nicht gänzlich ausgeschlossen werden können, im Allgemeinen jedoch eher selten

auftreten, wurde auf eine eingehende Untersuchung des Verhaltens der AGC bei diesem Störtyp verzichtet. Um eine Beeinflussung der AGC durch Schmalbandstörer zu vermeiden, wird es in späteren Erweiterungen der Kommunikationseinrichtungen jedoch sinnvoll sein, Schaltungen zur Detektion dieses Störtyps vorzusehen.

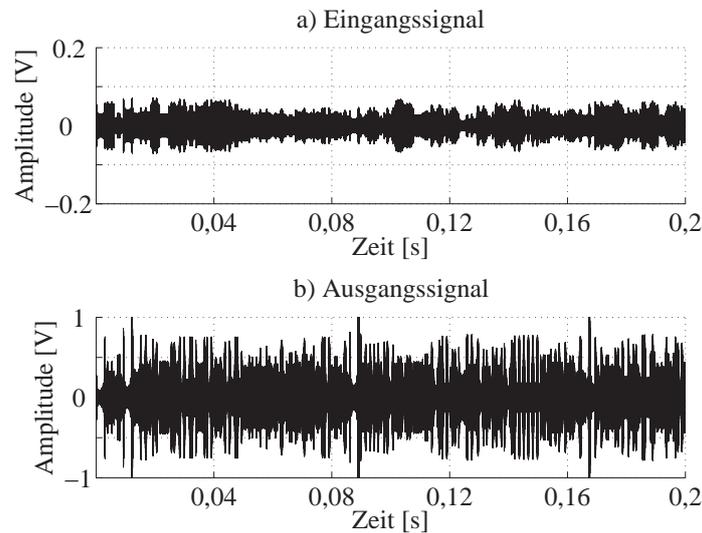


Abbildung 5.5: Verstärkung des Eingangssignals

Abbildung 5.5 zeigt das Verhalten der AGC bei einem nicht gestörten Nutzsignal konstanter Dämpfung. Das Eingangssignal mit einer maximalen Amplitude von etwa $\pm 0,07$ V wird bis an die gewählten Aussteuerungen von ± 1 V verstärkt.

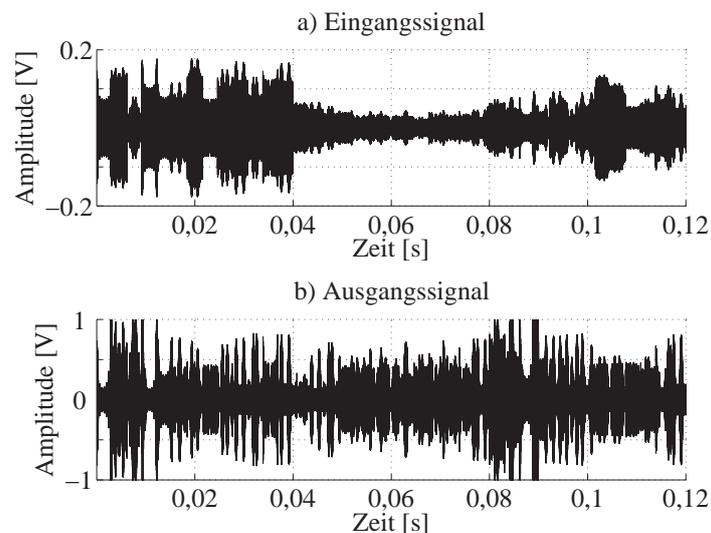


Abbildung 5.6: Einfluss variabler Dämpfung auf die Verstärkung des Eingangssignals

Die Untersuchung des Einflusses variabler Dämpfung ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Zum Zeitpunkt $t = 0,04$ s wird das Eingangssignal mit der Maximalamplitude von etwa $\pm 0,18$ V um etwa 8 dB gedämpft. Die Amplitude des derart gedämpften Eingangssignals nimmt ab $t = 0,08$ s um 6 dB zu. Der Vergleich der Teilabbildung b) mit Abbildung 5.5 b) zeigt, dass die AGC auch bei variabler Dämpfung in der Lage ist, das Ausgangssignal konstant zu halten.

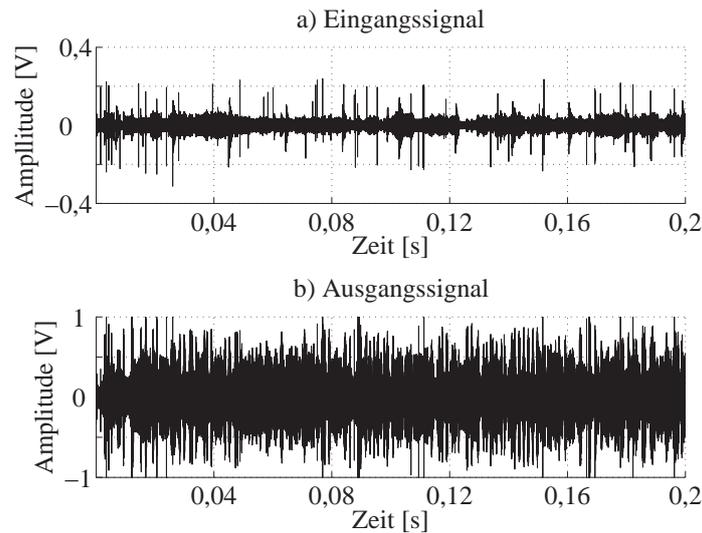


Abbildung 5.7: Einfluss des Störszenarios auf die AGC

Das Verhalten der Verstärkungsregelung bei einem PLC-typischen Störszenario verdeutlicht Abbildung 5.7. Offensichtlich wird das Eingangssignals auch unter Einfluss von Störungen wie gewünscht bis an die Aussteuergrenzen des A/D-Wandlers verstärkt.

Die Störungen des Übertragungskanals werden hierbei mit dem Faktor $C_{Ges}(k)$ entsprechend ebenfalls verstärkt. Aufgrund der deutlich höheren Amplitude der Impulsstörer gegenüber dem Nutzsignal, werden die Impulse über den Aussteuerbereich des Wandlers hinaus verstärkt und demnach teilweise abgeschnitten. Damit ergibt sich für das Ausgangssignal neben der Verstärkung des Nutzsignals zusätzlich noch eine Verbesserung des Signal-Rauschverhältnisses. Im Rahmen der Simulationen und in Abhängigkeit vom Störszenario konnte eine Verbesserung des SNR im Mittel von 2-3 dB, unter extremen Impulsstörern eine maximale Verbesserung von knapp 10 dB festgestellt werden. Auch die Kombination von variabler Dämpfung und Störszenario zeigt ein konstant verstärktes Nutzsignal am Ausgang der AGC, siehe Abbildung 5.8.

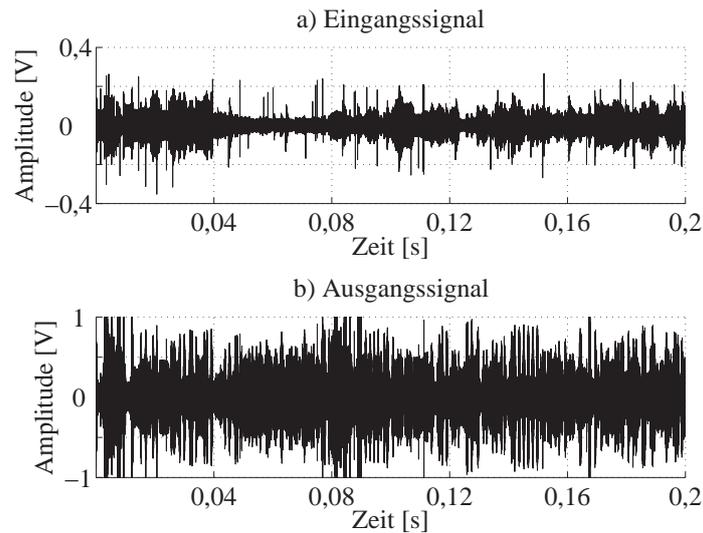


Abbildung 5.8: Verhalten der AGC unter dem Einfluss eines realen PLC-Kanals

Analog zu den vorangegangenen Betrachtungen wurde das Eingangssignal zum Zeitpunkt $t = 0,04$ s zunächst um 8 dB gedämpft, um bei $t = 0,08$ s erneut um 6 dB verstärkt zu werden.

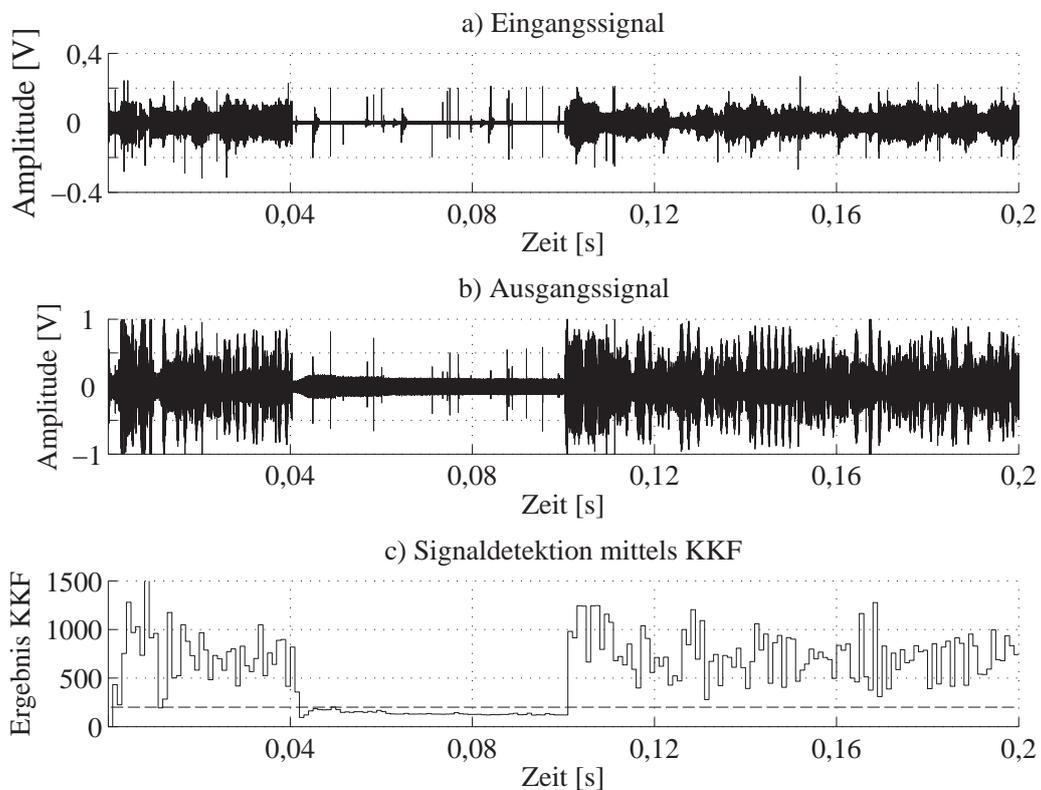


Abbildung 5.9: Signaldetektion unter dem Einfluss eines realen PLC-Kanals

Neben dem Verhalten der AGC hinsichtlich unterschiedlicher kanalbedingter Einflüsse bei vorhandenem Nutzsignal, wurde zusätzlich die Leistungsfähigkeit der Verstärkungsregelung in Bezug auf die Unterscheidung zwischen Nutz- und Rauschsignal analysiert. Eine exemplarische Untersuchung ist in Abbildung 5.9 dargestellt. Für den Zeitraum von etwa $0,04 < t < 0,1$ s liegt lediglich ein Störsignal am Eingang der Verstärkungsregelung an. Das Ausgangssignal der AGC wird für diese Zeit lediglich mit dem minimal zugelassenen Wert verstärkt, wobei diese Minimalverstärkung notwendig ist, um negative Verstärkungswerte und damit die Instabilität der Reglerstruktur zu vermeiden. Die zur Signaldetektion verwendete Kreuzkorrelation ist demnach in der Lage, zwischen Nutz- und Rauschsignal zu unterscheiden. Das Ergebnis der Korrelation liegt für den Zeitraum von $0,04 < t < 0,1$ s offensichtlich unter der (gestrichelt markierten) Detektionsgrenze.

5.4 Implementierung und Test der AGC

Neben der Konzeption und Simulation wurde die automatische Verstärkungsregelung im Rahmen dieser Arbeit mittels VHDL implementiert und durch Messreihen analysiert. Die im Folgenden diskutierten Ergebnisse basieren dabei auf Störumgebungen und Kanaldämpfungen die dem jeweiligen Testsignal mit Hilfe des in Kapitel 2 vorgestellten Kanalemulators überlagert wurden. Aufgrund der in Kapitel 4 diskutierten Übertragung von Datenrahmen unter Einsatz der Nulldurchgangssynchronisation wurde die AGC mit der Implementierung zusätzlich in Bezug auf Rechenleistung und Steuerung vereinfacht. Abbildung 5.10 zeigt die resultierende Struktur der AGC.

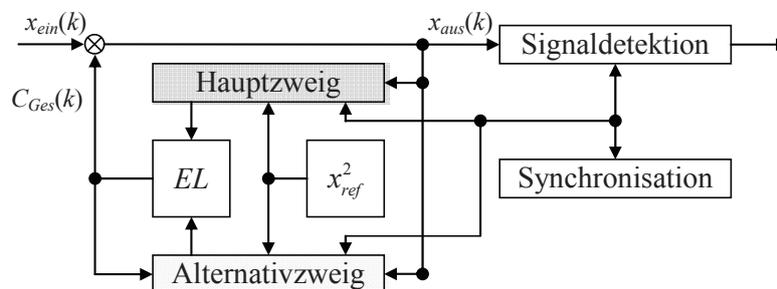


Abbildung 5.10: Blockschaltbild der AGC mit Rauscherkennung und Synchronisation

Die Signaldetektion des Modems wird mittels der Synchronisation durch Nulldurchgangsdetektion initialisiert. Gleichzeitig beginnt mit der Detektion eines Netzspannungsnulldurchgangs die Berechnung des Verstärkungsfaktors. Da die Kanaldämpfung lediglich langsam veränderlich und damit innerhalb eines OFDM-Rahmens als quasistationär angenommen werden kann, erfolgt die Berechnung des Verstärkungsfaktors ausschließlich mit dem von der Sendeeinrichtung übertragenen Detektionssignal DS . Die Verstärkung mit dem Faktor $C_{Ges}(k)$ erfolgt mittels Ansteuerung der Verstärkerstufen auf dem analogen Frontend und der Sende- und Empfangsendstufe. In Abhängigkeit vom jeweils aktuellen Verstärkungsfaktor werden die beiden Verstärkerstufen mit einer zusätzlichen Schaltung gesteuert. Zu beachten ist hierbei, dass aufgrund der diskreten Verstärkungswerte der Eingang des A/D-Wandlers nicht in allen Fällen vollständig angesteuert werden kann. Damit ergeben sich mit den Prototypen geringfügige Verluste bei der Verstärkung des Eingangssignals.

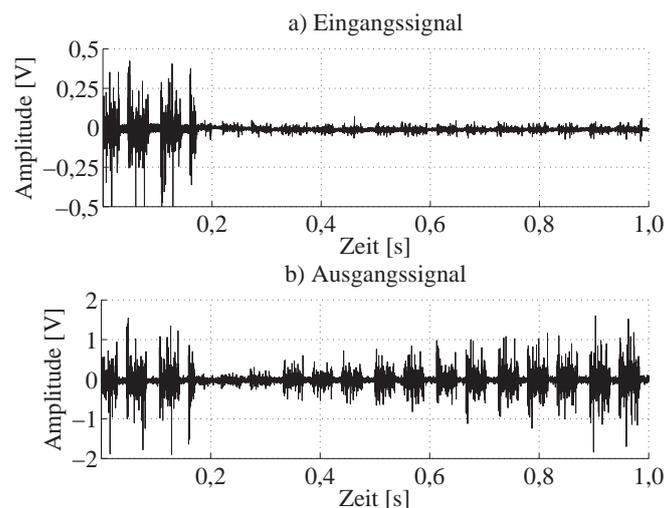


Abbildung 5.11: AGC unter dem Einfluss variabler Dämpfung

Analog zur Untersuchung der AGC mittels Simulation wurden die entsprechend relevanten Zustände der Verstärkungsregelung auch im Rahmen der Messreihen untersucht. Den Einfluss variabler Dämpfung auf die AGC verdeutlicht Abbildung 5.11 anhand einer exemplarischen Messung. Zum Zeitpunkt von etwa $t = 200 \mu\text{s}$ wird die Dämpfung des Kanals (hier mit Hilfe des Emulators) sprunghaft erhöht. In der Folge wird die Verstärkung über mehrere OFDM-Rahmen hinweg zurück an die ursprüngliche Verstärkung herangeführt. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Erhöhung des Verstärkungsfaktors jeweils unter Berücksichtigung eines Maximums erfolgt, um ein Übersteuern des A/D-

Wandlers zu vermeiden. Ab etwa $t = 700 \mu\text{s}$ wird das Nutzsignal daraufhin konstant bis in die Nähe der Aussteuergrenzen des A/D-Wandlers verstärkt. Hinsichtlich der Dämpfung ist zu beobachten, dass bei einer Erhöhung der Dämpfung erst im Folgerahmen die Verstärkung erhöht wird. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Berechnung des Verstärkungsfaktors innerhalb der Prototypen mit der Synchronisation des PLC-Modems und dem Detektionssignal gekoppelt ist, das lediglich zu Beginn eines Datenrahmens zur Verfügung steht.

Die Erkennung und Unterscheidung zwischen reinem Störszenario und einem vorhandenen Nutzsignal zeigt Abbildung 5.12. Analog zu den Betrachtungen im vorangegangenen Abschnitt kann mit Hilfe der Korrelation ein Rauschsignal detektiert werden. Entsprechend verringert die Entscheidungslogik der automatischen Regelung den Verstärkungsfaktor, so dass eine dauerhafte Verstärkung des Rauschsignals vermieden wird.

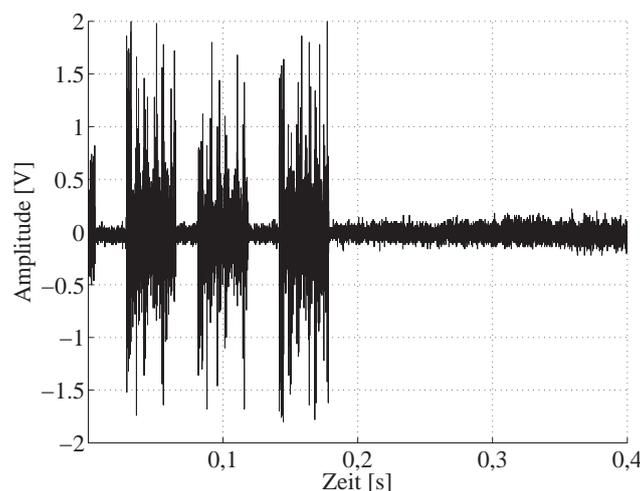


Abbildung 5.12: Detektion von Rausch- und Nutzsignal

Nach der Übermittlung des OFDM-Rahmens zum Zeitpunkt von etwa $t = 180 \mu\text{s}$ liegt am Eingang des Empfängers lediglich ein Störsignal in Form von farbigem Hintergrundrauschen an. Mittels der Signaldetektion wird das Störsignal detektiert. Für den Zeitraum $t > 250 \mu\text{s}$ ist lediglich eine geringfügige Verstärkung dieses Störsignals zu erkennen. Der dabei angewandte Verstärkungsfaktor ist der minimal mögliche Wert, welcher benötigt wird, um die spätere Detektion eines Nutzsignals zu gewährleisten.

5.5 Zusammenfassung

Eine automatische Verstärkungsregelung ist im Hinblick auf die Kanaleigenschaften von Energieversorgungsnetzen ein wichtiger Bestandteil von PLC-Systemen. Im Rahmen dieses Kapitels wurden zunächst die notwendigen Eigenschaften von AGCs für den Betrieb mit PLC-Modems diskutiert. Im Hinblick auf die Power Line Kommunikation wurden zunächst gängige Reglerstrukturen vorgestellt und analysiert. Aufgrund der massiven Störungen, insbesondere durch Impulsstörer, können Verfahren mit Spitzenwertdetektion nicht sinnvoll an PLC-Kanälen eingesetzt werden. Ähnlich eingeschränkt ist die Berechnung der mittleren absoluten Abweichung, die zusätzlich aufgrund ihrer Eigenschaften nicht in Kombination mit OFDM-Systemen eingesetzt werden kann. Im Anschluss an diese Betrachtungen wurde eine Reglerstruktur auf der Basis der Berechnung des quadratischen Mittelwerts vorgestellt. Die Stabilität des Reglers wurde mittels der Fixpunkttheorie und dem Theorem von Ostrowski nachgewiesen.

Zur Verringerung des Einflusses von Impulsstörern wurde dieser Regler um einen zweiten Regelzweig erweitert. Im Falle der Berechnung einer erhöhten Signalleistung und der Detektion derselben durch eine Entscheidungslogik wird mittels der in einem Alternativzweig berechneten Verstärkung Information darüber zur Verfügung gestellt, ob die Erhöhung der Signalleistung auf eine verringerte Kanaldämpfung oder Impulsstörer zurückzuführen ist. Der Einfluss von Impulsstörern auf die AGC kann mit dieser Strategie weitgehend eliminiert werden.

Zur Verifikation der Funktionsweise der automatischen Verstärkungsregelung wurden umfangreiche Simulationen durchgeführt und deren Ergebnisse exemplarisch diskutiert. Die Implementierung der AGC erfolgte mittels VHDL, wobei eine zusätzliche Vereinfachung des Reglers durch Kombination der Steuerung mit der Synchronisation des PLC-Modems durchgeführt wurde. Abschließend wurden exemplarische Ergebnisse umfangreicher Messreihen der AGC an einem Kanalemulator präsentiert. Die vorliegende AGC bietet somit eine robuste Verstärkungsregelung für PLC-Systeme, insbesondere im Hinblick auf das komplexe Störszenario der Übertragungskanäle.

6 Untersuchung von Kanalcodierungs- und ARQ-Verfahren

Die Bereitstellung einer gegenüber den Eigenschaften des PLC-Kanals robusten physikalischen Übertragungsschicht sowie die Verbesserung der Übertragungsqualität mittels AGC stellen wesentliche Aspekte hochwertiger PLC-Nachrichtensysteme dar. Vor dem Hintergrund der widrigen Übertragungseigenschaften des Stromnetzes bedarf es jedoch weiterer Maßnahmen, um auch unter ungünstigsten Bedingungen eine fehlerfreie Übertragung von Sendedaten zu ermöglichen. Kanalcodierungsverfahren, die an die Gegebenheiten des Übertragungskanals angepasst sind, stellen dabei einen intensiv diskutierten Ansatz zur Verbesserung der Verfügbarkeit von Kommunikationseinrichtungen dar. Im Rahmen der folgenden Untersuchungen werden Kanalcodierungsverfahren im Zusammenhang mit der Datenübertragung im CENELEC-Band A untersucht. Auf der Basis der Kanaleigenschaften erfolgt eine Analyse der resultierenden Fehlermuster in den Empfangsdaten eines PLC-Modems. Die grundlegenden Eigenschaften von Block- und Faltungscodes werden daraufhin zusammengefasst und eine Auswahl geeigneter fehlerkorrigierender Codes für die Anwendung mit dem in Kapitel 4 vorgestellten neuartigen PLC-System getroffen. Neben den fehlerkorrigierenden Codes werden Konzepte zur Fehlererkennung in Kombination mit automatischen Wiederholungsanforderungen vorgestellt und diskutiert.

Im Anschluss an die grundlegende Theorie fehlererkennender und –korrigierender Verfahren werden die Simulationsergebnisse der jeweiligen Strategien diskutiert.

Diese Ergebnisse werden zunächst hinsichtlich der resultierenden Leistungsfähigkeit des Kommunikationssystems untersucht. Dann wird ein Vergleich zwischen Verfahren zur Fehlerkorrektur und ARQ-Strategien gezogen. Abschließend werden die aus dem Vergleich gewonnenen Erkenntnisse diskutiert und für eine PLC-Systemoptimierung herangezogen.

6.1 Kanalbedingte Fehlermuster

Das in Kapitel 2 untersuchte Störszenario führt mit dem in Kapitel 4 diskutierten OFDM-System zu charakteristischen Fehlermustern im Empfangsdatenstrom. Die Analyse dieser Fehlermuster bildet die Basis zur Auswahl kanalangepasster Codierungsverfahren. Hierbei sind insbesondere der Sendevektor \mathbf{x} , der Empfangsvektor \mathbf{y} sowie der Fehlervektor \mathbf{e} von Bedeutung. Die Vektoren haben jeweils N Elemente, die einem binären Alphabet entnommen sind. Die Analyse der Fehlermuster erfolgt anhand des Signalmodells

$$\mathbf{y} = \mathbf{x} + \mathbf{e}. \quad (6.1)$$

Der Empfangsvektor ergibt sich aus der additiven Überlagerung des Sendevektors mit dem Fehlervektor. Da die Elemente von \mathbf{x} und \mathbf{y} demselben Alphabet entstammen, spricht man von Hard Decision (HD). Der Fehlervektor enthält an Stellen mit fehlerfreier Übertragung eine Null, an Stellen mit Übertragungsfehlern eine Eins.

6.1.1 Untersuchung der Fehlermuster

6.1.1.1 Autokorrelationsfunktion des Fehlervektors

Die Autokorrelationsfunktion $\varphi_{EE}(m)$ der Elemente $e(n)$ des Fehlervektors liefert Informationen über die statistischen Abhängigkeiten zwischen den Vektorelementen. Unter der Voraussetzung eines ergodischen zeitdiskreten Zufallsprozesses [JonW00] ergibt sich die AKF

$$\varphi_{EE}(m) = E\{E(n) \cdot E(n-m)\} = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=-N}^N e(n) \cdot e(n-m). \quad (6.2)$$

Die AKF ist demnach der Erwartungswert $E\{\cdot\}$ aus dem Produkt des Fehlerprozesses $E(n)$ und einer zeitlich verschobenen Version dieses Prozesses

$E(n-m)$. Da die Vektoren im Allgemeinen eine begrenzte Anzahl von Elementen haben, kann in der Praxis lediglich eine Schätzung der AKF $\hat{\phi}_{EE}(m)$ erfolgen. Der Schätzwert der AKF ergibt sich nach [Kros04] zu

$$\hat{\phi}_{EE}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-|m|} e(n) \cdot e(n+|m|). \quad (6.3)$$

Die Schätzwerte der AKF in den folgenden Betrachtungen wurden jeweils auf den maximalen Korrelationswert normiert und werden der Einfachheit halber mit $\varphi_{EE}(m)$ bezeichnet.

6.1.1.2 Statistisch unabhängige Einzelfehler

Kanäle, bei denen die Fehler statistisch unabhängig voneinander auftreten, erzeugen ein Fehlermuster, welches aus unabhängigen Einzelfehlern besteht. Da die zeitlich aufeinander folgenden Kanalzustände nicht korreliert sind, folgt aus der Gaußverteilung die Unabhängigkeit der benachbarten Kanalzustände [Bron99]. Kanäle mit dieser Eigenschaft werden auch als gedächtnislos bezeichnet. Die Autokorrelationsfunktion für unabhängige Einzelfehler entspricht einem Dirac-Impuls, d. h. für $|m| \neq 0$ liegt keine Korrelation vor.

6.1.1.3 Bündelfehler

Reale Kanäle erzeugen im Allgemeinen keine statistisch unabhängigen Einzelfehler, sondern so genannte Bündelfehler. Diese Kanäle werden auch als gedächtnisbehaftet bezeichnet. Ein Bündelfehler der Länge l ist dadurch gekennzeichnet, dass höchstens l aufeinander folgende Stellen des Fehlerwortes e ungleich Null sind. Ein Bündelfehler kann auch fehlerfreie Stellen enthalten. Die Autokorrelationsfunktion bei Bündelfehlern weist in der Regel erhöhte Korrelationswerte für $-l+1 \leq m \leq l-1$ auf.

6.1.2 Einfluss der Parameter des Kommunikationssystems

Unter der Voraussetzung orthogonaler Unterträger kann ein OFDM-System als Verbund von mehreren parallelen Einträgersystemen aufgefasst werden, die sich gegenseitig nicht beeinflussen. Abbildung 6.1 veranschaulicht das Prinzip durch Darstellung von jeweils 16 Kanalsymbolen im Sender, auf dem Kanal und im Empfänger. Nach der zyklischen Zuordnung der Elemente der Sendefolge auf die

Unterträger, werden die Symbole parallel übertragen und im Empfänger zu einem seriellen Datenstrom rekonstruiert.

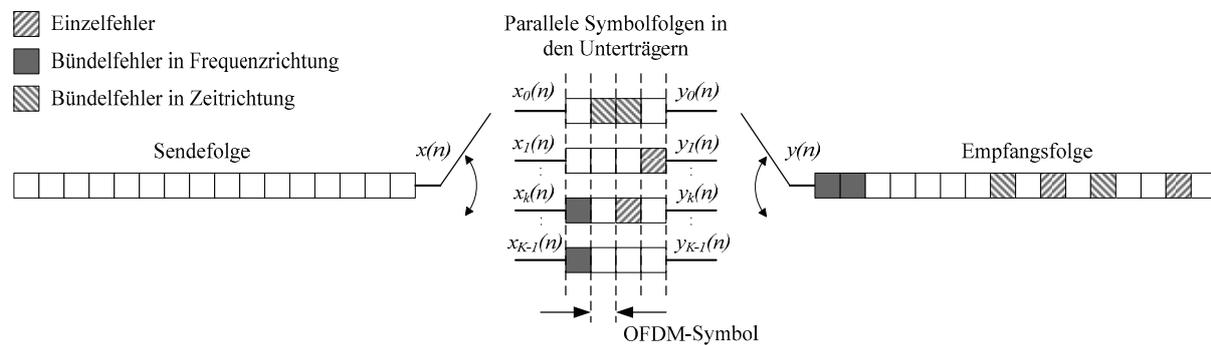


Abbildung 6.1: Beeinflussung typischer Fehlerarten durch ein OFDM-System

Durch die empfängerseitige Parallel-Seriell-Wandlung erhält man die drei idealisierten Fehlerarten Einzelfehler, Bündelfehler in Frequenzrichtung und Bündelfehler in Zeitrichtung. Einzelfehler verfälschen jeweils nur ein Kanalsymbol, d. h. weder im gleichen OFDM-Symbol, noch im gleichen Unterträger werden benachbarte Kanalsymbole durch dieselbe Fehlerquelle beeinflusst. Dahingegen werden Bündelfehler in Frequenzrichtung innerhalb eines OFDM-Symbols auf mehreren benachbarten Unterträgern aufgrund identischer Störquellen hervorgerufen. Bündelfehler in Zeitrichtung sind mehrere zeitlich aufeinander folgende fehlerhafte Kanalsymbole eines Unterträgers.

Einzelfehler werden aufgrund der Parallel-Seriell-Wandlung im Empfänger nicht beeinflusst und führen auch in der Empfangsfolge zu Einzelfehlern. Bündelfehler in Frequenzrichtung werden durch den Multiplexvorgang ebenfalls nicht beeinflusst und bleiben in der Empfangsfolge als Bündelfehler erhalten. Dahingegen werden Bündelfehler in Zeitrichtung in mehrere Einzelfehler mit dem Abstand K zerlegt, wobei K die Anzahl der Träger des OFDM-Systems ist. Mit steigendem K wächst demnach der Abstand zwischen den resultierenden Einzelfehlern.

Neben dem Einfluss des OFDM-Systems auf die Fehlerstrukturen wirkt sich auch das verwendete Modulationsverfahren direkt auf die Fehlermuster aus. Näherungsformeln der Bitfehlerwahrscheinlichkeit des DBPSK-Verfahrens können [Kamm04] entnommen werden. Von wesentlich größerer Bedeutung für die weiteren Untersuchungen ist jedoch die Tatsache, dass bei Verwendung eines DPSK-Modulationsverfahrens gehäuft Bündelfehler mit $l = 2$ auftreten [Mäus02], was auf (4.23) zurückzuführen ist. Die fehlerhafte Übertragung eines Symbols

resultiert in einer fehlerbehafteten Referenzphase für das folgende Symbol. Entsprechend muss das Folgesymbol ebenfalls fehlerbehaftet sein. Eine Ausnahme bildet der Fall, dass auch im Folgesymbol eine fehlerbehaftete Phase auftritt und dadurch der Fehler in Bezug zur Referenzphase korrigiert wird.

6.1.3 Einfluss des Störszenarios

Gemäß den Betrachtungen in Kapitel 2 kann das Hintergrundrauschen der einzelnen Unterkanäle eines OFDM-Systems näherungsweise als weißes Rauschen betrachtet werden. Dies führt zu statistisch unabhängigen Einzelfehlern in den Unterkanälen. Da die OFDM-Kanäle orthogonal zueinander sind, sind die Fehler des gesamten Datenstroms ebenfalls statistisch unabhängig. Zur Charakterisierung der Leistungsfähigkeit von Kommunikationssystemen wird hierbei wie auch im Folgenden das bezüglich Bitrate und Bandbreite normierte Signal-Rauschverhältnis pro Bit $SNR_{bit} = E_b/N_0$ betrachtet [Jond01].

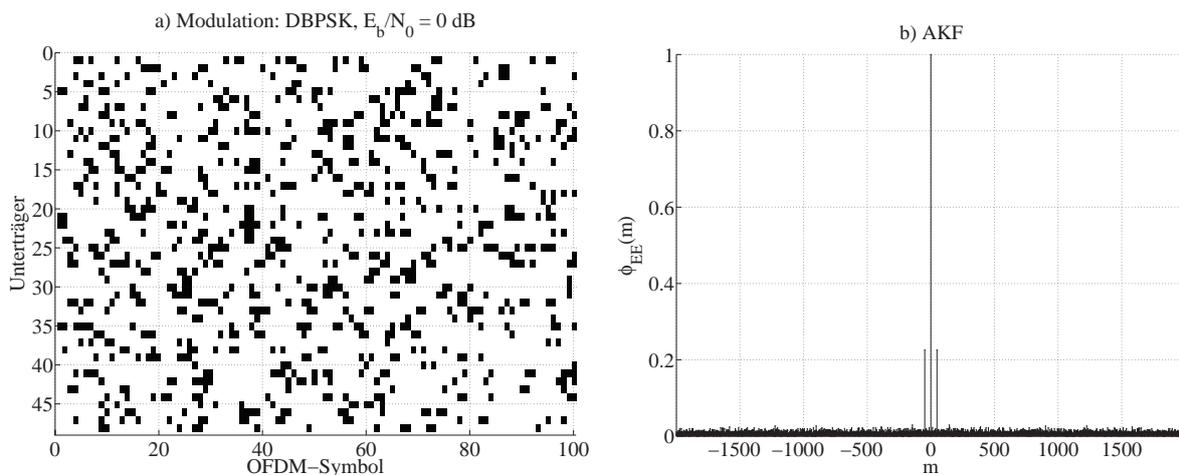


Abbildung 6.2: Fehlermuster und AKF des Hintergrundrauschens

Abbildung 6.2 stellt unter Verwendung von 48 Unterträgern, DBPSK und einem E_b/N_0 von 0 dB das resultierende Fehlermuster respektive den Fehlervektor \mathbf{e} , sowie die AKF dar. In der Grafik sind die entsprechenden Fehlerstellen schwarz markiert und im Datenstrom ersichtlich. Der jeweils betroffene Unterträger kann zeilenweise entnommen werden, während die zeitlich aufeinander folgenden OFDM-Symbole spaltenweise angeordnet sind. Mit Hilfe der Autokorrelationsfunktion in Abbildung 6.2 b) wird deutlich, dass die durch AWGN hervorgerufenen Fehler unkorreliert sind. Doppelte Fehler durch DBPSK

resultieren gemäß Abschnitt 6.1.2 in zwei Einzelfehlern. Der Abstand der Einzelfehler entspricht der Anzahl der Träger K des OFDM-Systems. Entsprechend sind in Abbildung 6.2 b) deutlich erhöhte Werte der AKF bei $|m| = K = 48$ zu erkennen. Das typische farbige Hintergrundrauschen von PLC-Kanälen führt aufgrund der tendenziell höheren Rauschleistungsdichte bei tieferen Frequenzen zu unterschiedlichen Fehlerraten in den Unterträgern. Für Datenwortlängen, die einem ganzzahligen Vielfachen der Trägeranzahl entsprechen, erhält man stets zu gleichen Teilen Kanäle mit hohen und niederen Fehlerraten. Die Fehler verteilen sich quasi gleichmäßig auf die Datenwörter.

Schmalbandstörer hingegen verursachen durch die Erhöhung der Störleistungsdichte in einem schmalen Frequenzbereich in wenigen Unterträgern eine erhebliche Verringerung des E_b/N_0 . Dadurch ergibt sich in diesen Unterträgern eine erhöhte Fehlerrate. Abbildung 6.3 a) zeigt das Fehlermuster durch einen auf 11 Unterträger begrenzten Schmalbandstörer. Die korrespondierende AKF in Teil b) zeigt den erwarteten Verlauf. Durch die Beeinflussung mehrerer Kanäle ergeben sich erhöhte Korrelationswerte im Bereich $|m| = a \cdot 48 \pm 10$ mit $a \in \{0, 1, 2, 3, \dots\}$. Beeinflusst ein Schmalbandstörer mehrere Träger, so treten bevorzugt Bündelfehler auf, deren Länge der Anzahl der gestörten Kanäle entspricht.

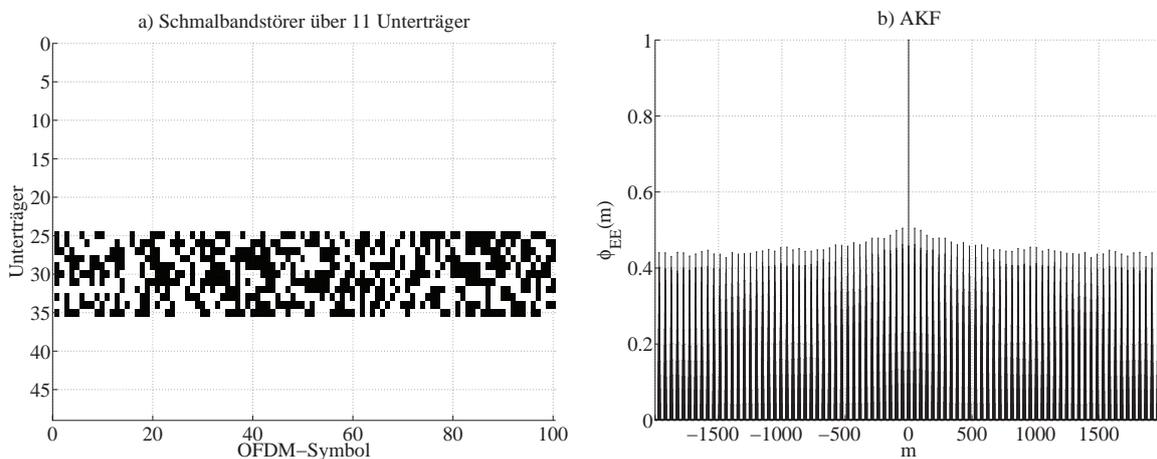


Abbildung 6.3: Fehlermuster und AKF eines Schmalbandstörers

Impulsstörer beeinflussen jeweils komplette OFDM-Symbole. Ursache hierfür ist die Anhebung der Störleistungsdichte im gesamten Frequenzbereich des Systems während des Störimpulses. Die Energie des Impulsstörers wird somit auf alle Unterträger näherungsweise gleichmäßig verteilt.

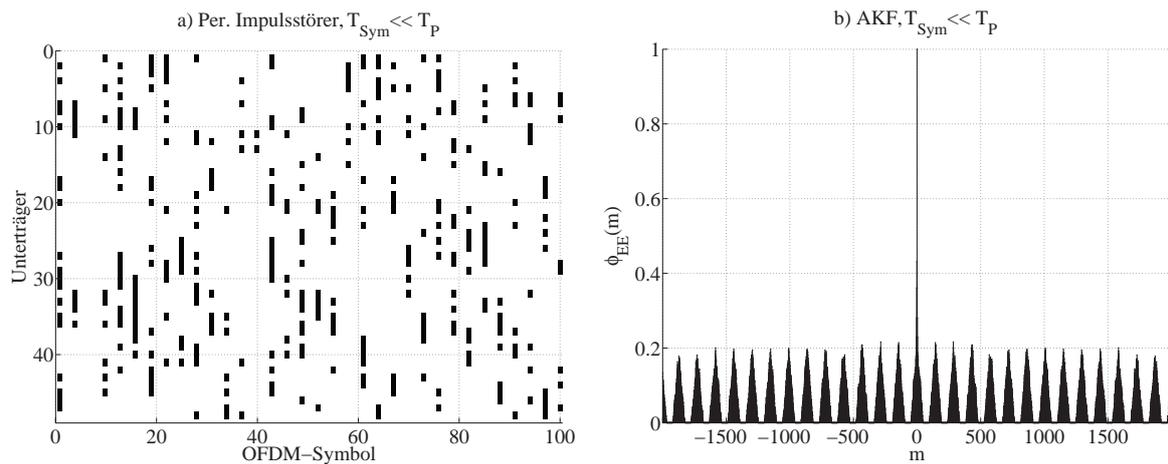


Abbildung 6.4: Fehlermuster und AKF periodischer Impulsstörer, $T_{Sym} \ll T_P$

Zu beachten ist hierbei, dass sich die Fehlermuster periodischer Impulsstörer in Abhängigkeit von der OFDM-Symboldauer T_{Sym} und der Periodendauer T_P der Impulse unterscheiden. Abbildung 6.4 a) zeigt das Fehlermuster für $T_{Sym} \ll T_P$. Die Autokorrelationsfunktion verdeutlicht die Periodizität der Bündelfehler durch entsprechend periodisch erhöhte Korrelationswerte. Die Breite der Bereiche erhöhter Korrelationswerte entspricht $2 \cdot K - 1$, gemäß der Länge der Bündelfehler $l = K$.

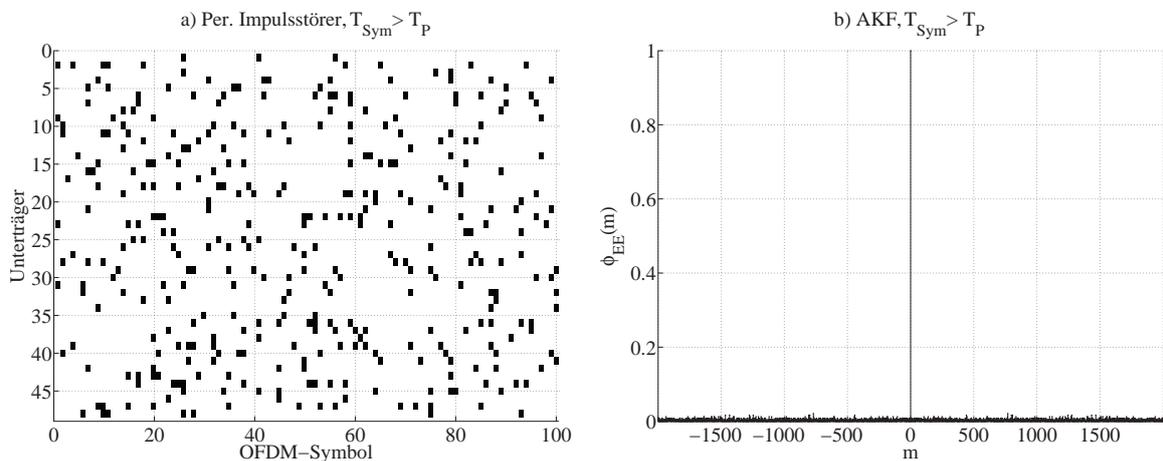


Abbildung 6.5: Fehlermuster und AKF periodischer Impulsstörer, $T_{Sym} > T_P$

Unter der Annahme $T_{Sym} > T_P$ treten während der Übertragung eines OFDM-Symbols mehrere Störimpulse auf. Die Energien dieser Störimpulse überlagern sich durch die DFT im Empfänger linear, wodurch dieses Szenario aus Sicht des OFDM-Systems als fortwährende Anhebung des Hintergrundrauschens

interpretiert werden kann. Das Fehlermuster und die AKF in Abbildung 6.5 entsprechen den Charakteristika von AWGN gemäß Abbildung 6.2.

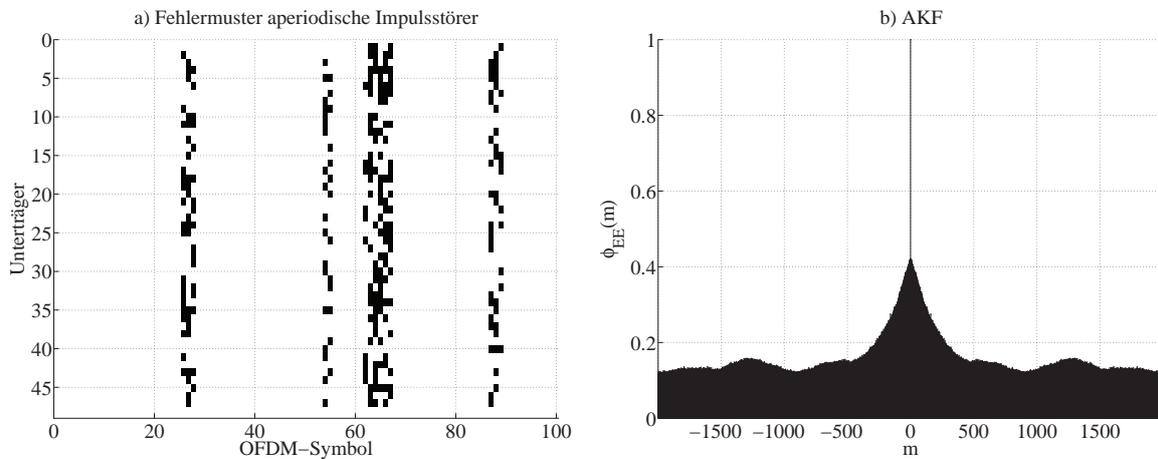


Abbildung 6.6: Fehlermuster und AKF aperiodischer Impulsstörer

Aperiodische Impulsstörer beeinträchtigen wie die periodischen Impulsstörer komplette OFDM-Symbole. Durch die Variantenvielfalt der aperiodischen Impulsstörer können keine allgemeingültigen Aussagen über die Fehlermuster getroffen werden. Bemerkenswert ist jedoch, dass durch Bündelstörer oftmals mehrere aufeinander folgende OFDM-Symbole eine erhöhte Fehlerrate aufweisen, so dass daraus lange Bündelfehler in den Empfangsdaten entstehen. Abbildung 6.6 stellt beispielhaft ein Fehlermuster aperiodischer Impulsstörer und die zugehörige AKF dar.

6.2 Grundlagen der Kanalcodierung

In Abhängigkeit von ihren Merkmalen werden Kanalcodierungsverfahren zur Erkennung oder Korrektur von Übertragungsfehlern eingesetzt. Hierzu wird der zu übertragenden Information im Sender Redundanz derart hinzugefügt, dass während der Übertragung aufgetretene Fehler erkannt und korrigiert werden können. Setzt man eine gleich bleibende Nettodatenrate des Übertragungssystems voraus, so erhöht sich die erforderliche Datenrate bzw. die Bandbreite des Übertragungssystems. Zwei Klassen von Codes können dabei unterschieden werden: Blockcodes und Faltungscodes. Daneben muss zwischen zwei prinzipiellen Strategien im Umgang mit Übertragungsfehlern unterschieden

werden. Die unter dem Begriff Vorwärtsfehlerkorrektur (engl.: Forward Error Correction, FEC) bekannte Strategie nutzt die senderseitig hinzugefügte Redundanz zur empfangsseitigen Fehlerkorrektur. Kennzeichnend ist hierbei, dass die Kanalqualität zwar die Bitfehlerrate (engl.: Bit Error Rate, BER) beeinflusst, nicht jedoch den Datendurchsatz. Unter Verwendung einer automatischen Wiederholungsanfrage erfolgt lediglich die Erkennung von Übertragungsfehlern. Im Fehlerfall wird die Nachricht vom Sender erneut angefordert. Im Gegensatz zu FEC muss bei diesem Verfahren ein Rückkanal vom Empfänger zum Sender bestehen. Gleichzeitig beeinflusst die Kanalqualität den Datendurchsatz, während die Fehlerrate unabhängig davon ist [Frie95].

6.2.1 Blockcodes

Blockcodes sind eine Klasse von Codes, bei denen ein Block von Infosymbolen (Infovektor, Infowort) in einen Block von Codesymbolen (Codevektor, Codewort) überführt wird. Um effiziente Codier- und Decodieralgorithmen verwenden zu können, sind Codes mit bestimmten algebraischen Strukturen vorteilhaft, zu denen die wichtigen Unterklassen der linearen- und zyklischen Blockcodes zählen. Von großer praktischer Bedeutung sind die Bose-Chaudhuri-Hocquenghem-Codes (BCH-Codes), da sie analytisch geschlossen konstruiert werden können und zudem eine große Leistungsfähigkeit in Kombination mit der Möglichkeit einer rechentechnisch günstigen Decodierung aufweisen [Frie95].

Vor der näheren Beschreibung dieser Blockcodes werden zunächst einige grundlegende Begriffe und Definitionen dazu erläutert. Das so genannte Hamminggewicht und die Hammingdistanz sind wichtige Kenngrößen für die Beschreibung der Eigenschaften eines Blockcodes. Das Hamminggewicht $w_H(\mathbf{a})$ ist die Anzahl der Komponenten eines Codewortes \mathbf{a} , die ungleich Null sind. Die Hammingdistanz $d_H(\mathbf{a}, \mathbf{b})$ gibt die Anzahl der Abweichungen zwischen zwei Codewörtern \mathbf{a} und \mathbf{b} an. Die Minimaldistanz d_{min} eines Blockcodes ist die minimale Hammingdistanz zwischen allen Codewörtern und gibt an, in wie vielen Stellen sich zwei Codewörter mindestens unterscheiden. Damit ist die Minimaldistanz ausschlaggebend für die Leistungsfähigkeit der Fehlererkennung und Fehlerkorrektur eines Blockcodes [Frie95], da sich mit steigender Minimaldistanz die Anzahl t' erkennbarer Fehler gemäß

$$t' = d_{\min} - 1 \quad (6.4)$$

erhöht. Gleichzeitig können

$$t = \max(x) \text{ mit } x \leq \frac{d_{\min} - 1}{2} \text{ und } x \in \mathbb{N} \quad (6.5)$$

Einzelfehler korrigiert werden. Während sich die allgemeine Bestimmung der Minimaldistanz schwierig gestaltet, kann sie für lineare Blockcodes sehr einfach festgestellt werden und eignet sich daher insbesondere für praktische Anwendungen [Babi06].

Lineare Blockcodes

Ein Großteil der in der Praxis angewendeten Blockcodes, wie Hamming-, BCH- und Reed-Solomon-Codes (RS-Codes), sind linear. Ihre algebraische Struktur erlaubt gegenüber nichtlinearen Codes wesentlich effizientere Encodier- und Decodierverfahren, wobei die Qualität der Codes im Vergleich mit nichtlinearen Codes als gleichwertig anzusehen ist [Frie95]. Ein Code Γ ist linear, wenn jede Linearkombination zweier beliebiger Codewörter \mathbf{a} und \mathbf{b} des Codes Γ über \mathbb{F}_p wieder ein Codewort $\mathbf{c} \in \Gamma$ ist. \mathbb{F}_p ist dabei das Galoisfeld zur Basis p . Da die Theorie der Galoisfelder für den praktischen Einsatz der Codes von untergeordneter Bedeutung ist, wird an dieser Stelle auf eine nähere Erläuterung verzichtet und auf [Frie95] sowie [Jond01] verwiesen.

Zyklische Blockcodes

Zyklische Codes sind eine Untermenge linearer Codes. Sie besitzen neben der Linearität eine weitere Struktur, welche eine kompakte Beschreibung der Codes und eine effiziente Encodierung bzw. Decodierung ermöglicht. Sowohl durch ihre grundlegende Struktur wie auch aus praktischen Gesichtspunkten weisen die zyklischen Codes Vorteile gegenüber den linearen Blockcodes auf, da die Encodierung bzw. Decodierung über rückgekoppelte Schieberegister sehr einfach implementiert werden kann [Frie95]. Ein linearer (n, k) -Blockcode Γ heißt zyklisch, wenn jede zyklische Verschiebung eines Codewortes wieder ein Codewort ergibt.

6.2.1.1 Polynombeschreibung zyklischer Blockcodes

Die Beschreibung zyklischer Codes erfolgt über Generator- und Prüfpolynome. Ein Codewort wird hierbei mittels eines Vektors \mathbf{x} mit einem Polynom gemäß

$$\mathbf{x} = [x_0 \ x_1 \ \dots \ x_{n-1}] \in \mathbb{F}_p^n \Leftrightarrow x(D) = \sum_{i=0}^{n-1} x_i \cdot D^i \in \mathbb{F}_p[D]_{n-1} \quad (6.6)$$

identifiziert. $\mathbb{F}_p[D]$ bezeichnet die Menge aller Polynome beliebigen Grades, $\mathbb{F}_p[D]_{n-1}$ ist die Menge aller Polynome vom Grad kleiner oder gleich $n-1$. Die Koeffizienten des Polynoms sind \mathbb{F}_p entnommen. Mit dem Generatorpolynom $g(D) \in \mathbb{F}_p[D]_{n-k}$ wird ein linearer (n, k) -Blockcode nach

$$\Gamma = \left\{ u(D)g(D) \mid u(D) \in \mathbb{F}_p[D]_{k-1} \right\} \quad (6.7)$$

bzw.

$$\Gamma = \left\{ x(D) \in \mathbb{F}_p[D]_{n-1} \mid [x(D)] \bmod (g(D)) = 0 \right\} \quad (6.8)$$

erzeugt. Das Generatorpolynom $g(D)$ sei normiert, d.h. der größte Koeffizient ungleich Null hat den Wert Eins. Die Encodierung erfolgt direkt nach (6.7) mit $u(D)$, d.h. $x(D) = u(D) \cdot g(D)$. Für die Erzeugung eines zyklischen (n, k) -Codes muss das Generatorpolynom zusätzlich die Bedingung

$$\Gamma \text{ ist zyklisch} \Leftrightarrow g(D) \text{ ist ein Teiler von } D^n - 1. \quad (6.9)$$

erfüllen [Frie95].

6.2.1.2 Erkennung und Korrektur von Fehlern

Zur Erkennung eines Fehlers muss das Empfangswort $\mathbf{y} = \mathbf{x} + \mathbf{e}$ für $\mathbf{e} \neq 0$ kein Codewort sein. Ein (n, k, d_{\min}) -Code erkennt $t^? = d_{\min} - 1$ Fehler, d.h. jedes Fehlermuster mit $w_H(\mathbf{e}) \leq d_{\min} - 1$ wird erkannt. Ein (n, k, d_{\min}) -Code korrigiert t Fehler, wenn gilt $2t + 1 \leq d_{\min}$. Hierbei wird das Empfangswort \mathbf{y} auf dasjenige Codewort

$$\hat{\mathbf{x}} = \min_{\mathbf{x}} \{d_H(\mathbf{y}, \mathbf{x})\} \quad (6.10)$$

decodiert, welches den geringsten Hammingabstand aufweist, man spricht von Maximum-Likelihood-Decodierung. Es werden somit alle Fehler bis zu einem Gewicht $w_H(\mathbf{e}) \leq t$ korrigiert. Daneben gilt, dass ein (n, k, d_{\min}) -Code gleichzeitig t Fehler korrigieren und t' Fehler erkennen kann, sofern gilt

$$t + t' + 1 \leq d_{\min} \quad \text{mit } t' \geq t \quad [\text{Frie95}]. \quad (6.11)$$

6.2.2 Faltungscodes

Im Gegensatz zu Blockcodes werden Faltungscodes (engl.: Convolutional Codes) nicht analytisch konstruiert, sondern durch empirische Rechnersuche gefunden. Für den praktischen Einsatz sind nur wenige einfache Codes von Bedeutung [Frie95]. Tabellen mit den Codeparametern können z.B. [Proa02][Skla01][Frie95] entnommen werden. Während bei Blockcodes eine blockweise Codierung der Informationsbits vorgenommen wird, hängt jede Codieroperation eines Faltungscodes von einer bestimmten Anzahl aktueller wie auch vorangegangener Bits ab. Zur Beschreibung von Faltungscodes eignen sich verschiedene Darstellungen, von denen im Folgenden die Beschreibung mittels Schieberegistern aufgrund ihrer Relevanz für die digitale Implementierung herangezogen wird.

6.2.2.1 Darstellung mittels Schieberegister und Modulo-2-Addition

Ein Faltungscode wird durch die Anzahl der pro Taktschritt codierten Informationsbits k , der Anzahl der in diesem Schritt erzeugten Codebits n , die so genannte Einflusslänge L (engl.: Constraint Length) sowie seine Abbildungsvorschrift beschrieben. Der jeweils aktuelle Codeblock der Länge n wird durch den aktuellen Infoblock der Länge k und die $L-1$ vorangegangenen Infoblöcke bestimmt. Die Länge $L-1$ wird dabei als Gedächtnislänge m bezeichnet.

Abbildung 6.7 zeigt den Codiervorgang für einen Faltungscodierer mit den Parametern $k = 1$, $n = 2$, $m = 2$ und $L = 3$. Das aktuelle Eingangswort bestehend aus u_r wird mit jedem Taktschritt mit den Inhalten der Schieberegisterzellen u_{r-1} und u_{r-2} durch eine Modulo-2-Addition mittels EXOR-Gattern verknüpft.

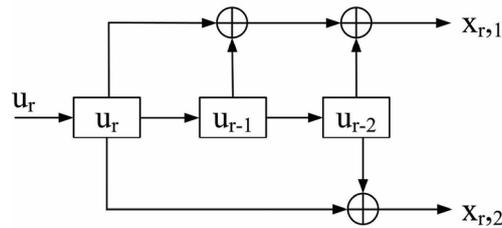


Abbildung 6.7: Exemplarische Darstellung eines Faltungscodierers

6.2.2.2 Decodierung von Faltungscodes

Aufgrund des endlichen Gedächtnisses der Länge $L-1$ von Faltungscodes, können diese als Automaten mit 2^{L-1} verschiedenen Zuständen modelliert und über Zustandsübergangs- bzw. Trellis-Diagramme gemäß Abbildung 6.8 dargestellt werden. Im Zustandsdiagramm wird jeder Zustand durch den Inhalt einer Schieberegisterzelle definiert. Das Trellis-Diagramm besteht aus Knoten und Zweigen, wobei jeder Knoten einen der $2^{k,m}$ Zustände darstellt, den der Codierer annehmen kann. Die Zweige beschreiben die zulässigen Übergänge von einem Zustand in den Folgezustand [Jond01]. Die in der folgenden Abbildung gestrichelt gekennzeichneten Übergänge entsprechen dem Wert Eins des Eingangsbits, während eine durchgezogene Linie eine Null repräsentiert.

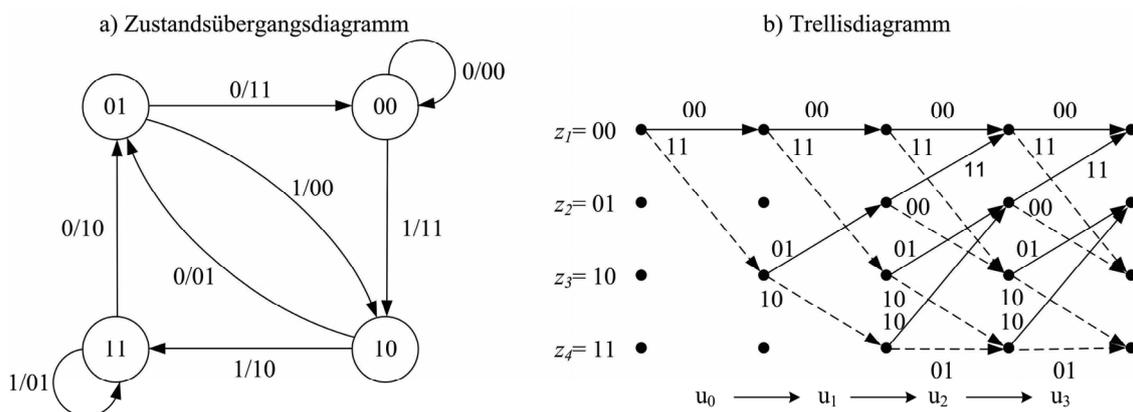


Abbildung 6.8: Zustands- und Trellisdiagramm des Codierers nach Abbildung 6.7

Das Trellis-Diagramm wird zur Beschreibung des so genannten Viterbi-Algorithmus zur effizienten Decodierung von Faltungscodes mittels des Maximum-Likelihood-Verfahrens angewendet [Vite67]. Zur Rekonstruktion der Sendedaten wird mit jedem Zustandsübergang die Hammingdistanz geschätzt und

zur Summe der Distanzen des bisherigen Pfades hinzu addiert. Der Pfad mit der kleinsten Summe stellt die rekonstruierte Sendebitfolge dar.

Die optimale Schätzung der Sendebitfolge liefert das Maximum-a-posteriori-Kriterium (MAP-Kriterium). Sofern dem Empfänger eine Statistik über das Codealphabet zur Verfügung steht, kann diese zur Decodierung herangezogen werden [KamK01]. Der Schätzwert $\hat{\mathbf{x}}$ der Sendefolge \mathbf{x} ergibt sich mit gegebener Empfangsfolge \mathbf{y} aus der höchsten bedingten Wahrscheinlichkeit $P(\mathbf{x}|\mathbf{y})$, so dass gilt

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \max_{\mathbf{x} \in \Gamma} P(\mathbf{x}|\mathbf{y}). \quad (6.12)$$

Mit der Bayesschen Regel [Bron99] erhält man

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \max_{\mathbf{x} \in \Gamma} P(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \cdot \frac{P(\mathbf{x})}{P(\mathbf{y})} = \arg \max_{\mathbf{x} \in \Gamma} P(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \cdot P(\mathbf{x}). \quad (6.13)$$

Die Decodierung ist demnach abhängig von der Kanalstatistik $P(\mathbf{y}|\mathbf{x})$ sowie den a-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\mathbf{x})$. Sofern keine Information über die Statistik der Sendefolge zur Verfügung steht entfällt der Term $P(\mathbf{x})$ in (6.13) [KamK01]. Daraus folgt das so genannte Maximum-Likelihood-Kriterium

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \max_{\mathbf{x} \in \Gamma} P(\mathbf{y}|\mathbf{x}). \quad (6.14)$$

Der so genannte ML-Decoder wählt demnach das geschätzte Codewort $\hat{\mathbf{x}} \in \Gamma$ aus, für das die Übergangswahrscheinlichkeit $P(\mathbf{y}|\mathbf{x})$ maximal wird. Für die Berechnung der Schätzwerte kann auf einfache Art und Weise weiterhin eine Information über die Zuverlässigkeit des Symbols berücksichtigt werden, man spricht von Soft-Decision-Decodierung (SD-Decodierung), mit der laut Literatur ein zusätzlicher Codierungsgewinn von etwa 3 dB erzielt werden kann. Die Theorie der Soft-Decision kann gängiger Literatur wie [Frie95], [Schn98] und [Boss99] entnommen werden und wird daher im Folgenden nicht näher erläutert. Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass die Soft-Decision-Decodierung bei Faltungscodes im Vergleich zu Blockcodes eine deutlich geringere Komplexität annimmt. Die Decodierung von Blockcodes basiert daher in der Praxis üblicherweise auf Hard Decision. Vor diesem Hintergrund wird Soft-Decision für die folgenden Betrachtungen lediglich im Falle von Faltungscodes berücksichtigt.

6.2.3 Interleaving-Verfahren

Unter Interleaving versteht man das Umsortieren der senderseitigen Symbolfolge, was im Empfänger mittels Deinterleaving wieder rückgängig gemacht wird. Kanalbedingte Bündelfehler können mit diesem Verfahren auf mehrere Einzelfehler verteilt werden, was in Abhängigkeit von der Kanalcodierung zu einer verbesserten Übertragungsqualität führen kann.

Blockcodes können gemäß (6.5) bis zu k Symbolfehler korrigieren, unabhängig davon, welche und wie viele Bits pro Symbol betroffen sind. Treten Bündelfehler mit einer Länge auf, welche die Korrekturfähigkeit des Codes übersteigt, ergeben sich in der Regel Decodierfehler. Selten auftretende Bündelfehler können mittels Interleaving in einzelne Symbolfehler auf mehrere Codewörter verteilt werden, so dass mit der Korrekturfähigkeit des Codes alle Symbolfehler korrigiert werden. Faltungscodes eignen sich besonders für die Korrektur von näherungsweise gleichmäßig auftretenden Einzelfehlern. Auch bei kurzen Bündelfehlern wird die Korrekturfähigkeit des Codes schnell überschritten [Frie95]. Bei der Decodierung mit dem Viterbi-Algorithmus entstehen dadurch verlängerte Bündelfehler. Somit kann auch bei Faltungscodes eine Verbesserung der Decodierfähigkeit durch den Einsatz von Interleaving-Verfahren erreicht werden. Im Wesentlichen unterscheidet man zwischen zwei Klassen von Interleaving-Verfahren, Blockinterleaving und Faltungsinterleaving.

Beim Blockinterleaving bestehen Interleaver und Deinterleaver aus einem Speicher mit $M \cdot N$ Speicherzellen in Matrixform. Im Blockinterleaver werden die Symbole spaltenweise in die Matrix geschrieben und zeilenweise ausgelesen, während im Deinterleaver zeilenweise ein- und spaltenweise ausgelesen wird. Als Maß für den Abstand ursprünglich benachbarter Symbole ergibt sich für Blockinterleaver die Interleavertiefe $D_I = N$ sowie die Deinterleavertiefe $D_I = M$. Die Anzahl M der Zeilen ist hierbei vom verwendeten Code und dem zu erwartenden Fehlermuster abhängig. Für Bündelfehler, die eine komplette Zeile der Deinterleaver-Matrix betreffen, kann $M = n$ gewählt werden, wodurch Bündelfehler der Länge N auf N Codewörter der Länge n verteilt werden. Bei entsprechender Fehlerkorrekturfähigkeit des Codes ist somit eine vollständige Korrektur des Bündelfehlers möglich, selbst dann, wenn die Bündelfehlerlänge die Korrekturfähigkeit des Codes übersteigt. Voraussetzung hierfür ist, dass innerhalb des Datenblocks der Größe $M \cdot N$ keine zusätzlichen Fehler auftreten. Anzumerken ist an dieser Stelle, dass sich durch den Vorgang Interleaving - Deinterleaving eine Gesamtverzögerungszeit von

$\Delta t_{intrlv,ges} = 2 \cdot M \cdot N \cdot T_S$ ergibt, wobei T_S die Dauer zum Speichern eines Symbols darstellt.

Dahingegen ergibt sich bei Faltungsinterleavern eine geringere Verzögerung von $\Delta t_{intrlv,ges} = M \cdot (N-1) \cdot T_S$. Faltungsinterleaver und -deinterleaver bestehen jeweils aus N Speichern mit zunehmenden Verzögerungen $0, J, 2 \cdot J, \dots, (N-1) \cdot J$, wobei J eine Verzögerung von einem Taktschritt darstellt. Die Eingangssymbole werden den Speichern zyklisch zugewiesen, während die Ausgangssymbole zyklisch verzögert ausgelesen werden. Der Deinterleaver enthält die identische Anzahl an Speichern, diese weisen jedoch gerade inverse Verzögerungen $(N-1) \cdot J, (N-2) \cdot J, (N-3) \cdot J, \dots, 0$ gegenüber den Speichern des Interleavers auf.

6.3 ARQ-Verfahren

Im Gegensatz zu den zuvor diskutierten FEC-Verfahren verfolgen Verfahren zur automatischen Wiederholungsanforderung nicht die Fehlerkorrektur, sondern lediglich die Fehlererkennung. Im Fehlerfall fordert der Empfänger die Daten erneut von der Sendeeinrichtung an. Der hierzu benötigte Rückkanal vom Empfänger zum Sender ist aufgrund der Gegebenheiten am PLC-Kanal und der angestrebten Halbduplexübertragung gegeben. Hinsichtlich der Leistungsfähigkeit von ARQ-Verfahren beeinflusst die Kanalqualität im Gegensatz zu FEC-Verfahren den Datendurchsatz, während die Bitfehlerrate davon unabhängig ist [Frie95]. Generell steigt die Fehlerwahrscheinlichkeit bei der Nachrichtenübertragung mit kleinerem Signal-Rauschverhältnis an. Entsprechend erhöht sich bei ARQ-Verfahren die mittlere Anzahl der Übertragungen einer Nachricht bei schlechterem SNR. Insbesondere gebündelt auftretende Fehler wirken sich hierbei günstig auf die Leistungsfähigkeit des Nachrichtensystems aus, da sich bei gleicher Anzahl von Bitfehlern im Falle des OFDM-Systems insgesamt eine geringere Anzahl fehlerbehafteter OFDM-Symbole ergibt.

Fehlererkennende Codes

Zur Anwendung von ARQ-Verfahren muss den zu übertragenden Daten zur Fehlererkennung Redundanz mittels entsprechender Codierung hinzugefügt werden. Die so genannte zyklische Redundanzprüfung (engl.: Cyclic Redundancy Check, CRC) hat sich aufgrund der Leistungsfähigkeit zur Fehlererkennung und

ihrer geringen Komplexität hinsichtlich der Implementierung in zahlreichen praktischen Anwendungen bewährt und wird daher für die folgende Untersuchung des PLC-Systems in Kombination mit ARQ herangezogen. Neben der Fehlererkennung bieten einige CRC-Codes die Möglichkeit einer Fehlerkorrektur, wenn lediglich ein fehlerhaftes Bit im übertragenen Datenwort aufgetreten ist. Zur Generierung der mittels CRC codierten Datenfolgen wird das Generatorpolynom $G(x)$ angewendet. Den Sendedaten wird hierfür zunächst eine Nullfolge der Länge, die dem Grad des Generatorpolynoms entspricht, angefügt. Durch Polynomdivision der so erzeugten Bitfolge mit dem Generatorpolynom ergibt sich ein Rest. Die zuvor eingefügte Nullfolge wird durch den Rest der Polynomdivision, in binärer Darstellung, ersetzt. Die resultierende Bitfolge wird über den Kanal übertragen [Frie95].

Allgemein ist festzustellen, dass mit CRC-Codes jeder Einzelfehler erkannt wird. Ein Bündelfehler, dessen Länge maximal der Länge des Generatorpolynoms $G(x)$ entspricht, wird ebenfalls erkannt. Berücksichtigt man bei der Wahl des Generatorpolynoms, dass der Faktor $(x + 1)$ beinhaltet ist, so können mit dem CRC-Verfahren alle Bündelfehler mit einer ungeraden Fehleranzahl detektiert werden. Im Hinblick auf das in Kapitel 4 vorgestellte OFDM-System und die aus der Übertragung mittels DPSK resultierenden Bündelfehler mit $l = 2$ ist weiterhin festzustellen, dass bei Wahl eines geeigneten Generatorpolynoms alle Fehler dieser Art erkannt werden. Für darüber hinaus ansteigende gerade Werte der Bündelfehlerlänge l kommt es jedoch zu Detektionsverlusten. Die entsprechenden Auswirkungen am PLC-Kanal wurden mittels Simulation bestimmt, wie im Folgenden noch gezeigt wird. Weiterführende Details zu den Eigenschaften und zur Anwendung von CRC-Codes können gängiger Literatur wie [Frie95] entnommen werden.

Grundlegende Strategien der automatischen Wiederholungsanforderung

Hinsichtlich der automatischen Wiederholungsanforderung können drei generelle Konzepte unterschieden werden, Stop-and-Wait-, Go-Back-N- und Selective-Repeat-ARQ. Sowohl die Go-Back-N-, als auch die Selective-Repeat-ARQ benötigen für ihre Anwendung getrennte Hin- und Rückkanäle zur Vollduplexübertragung von Daten zwischen zwei Kommunikationsteilnehmern [Gibs97]. Gemäß den bisherigen Betrachtungen ermöglicht das PLC-System zur Zählerfernabfrage jedoch lediglich die Übertragung mittels Halbduplex. Für die folgenden Untersuchungen wird demnach ausschließlich das Stop-and-Wait-

Verfahren betrachtet. Nachdem der Sender hierbei einen Datenrahmen übertragen hat, wartet dieser auf eine Bestätigung des Empfängers. Im Falle einer fehlerfreien Übertragung des Rahmens übermittelt der Empfänger eine positive Empfangsbestätigung an den Sender. Im Falle einer fehlerbehafteten Übertragung überträgt der Empfänger eine negative Rückmeldung an den Sender. Abbildung 6.9 verdeutlicht das Schema des Stop-and-Wait-ARQ-Verfahrens, wobei der Fehlerfall mit F gekennzeichnet ist.

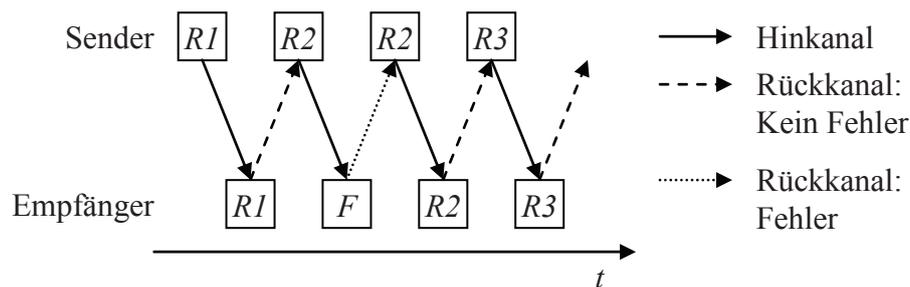


Abbildung 6.9: Schema des Stop-and-Wait-ARQ-Verfahrens

Neben der fehlerbehafteten Übertragung einzelner Datenrahmen ist im Allgemeinen zusätzlich die Möglichkeit einer fehlerhaft übertragenen Empfangsbestätigung des Empfängers zu berücksichtigen. Im Hinblick auf das PLC-System zur Zählerfernabfrage lässt sich das gemäß Abbildung 4.26 jedem Datenrahmen vorangestellte Detektionssignal DS gewinnbringend nutzen. Das Detektionssignal kann hierbei als Empfangsbestätigung ausgewertet werden. Die Basis hierfür bildet ein grundlegendes Übertragungsprotokoll, das im Rahmen der folgenden Betrachtungen für das PLC-System diskutiert wird.

Protokoll zur Datenübertragung mittels PLC und ARQ

Die mittlere Anzahl der Übertragungen zur einmaligen fehlerfreien Übermittlung eines Datenrahmens sei im Folgenden mit m_R bezeichnet und ist dimensionslos. Um diese mittlere Anzahl m_R zu minimieren, wird für das PLC-System ein Übertragungsprotokoll geringer Komplexität eingeführt. Das Detektionssignal DS wird dabei als Empfangsbestätigung im Falle einer fehlerfreien Übertragung übermittelt. Aufgrund der Detektion des Signals DS mittels Korrelation von Inphase- und Quadraturkomponente garantiert das Signal selbst bei einem Signal-Rauschverhältnis von 0 dB noch eine zuverlässige Erkennung. Für die Übermittlung der Empfangsbestätigung wird weiterhin angenommen, dass diese

durch den Empfänger immer direkt mit dem nächstmöglichen Folgerahmen erfolgt. Wird das Signal DS senderseitig im Folgerahmen nicht detektiert, übermittelt der jeweilige Sender seine Nachricht automatisch erneut. Das Schema des Protokolls für die Zählerfernabfrage ist in Abbildung 6.10 verdeutlicht.

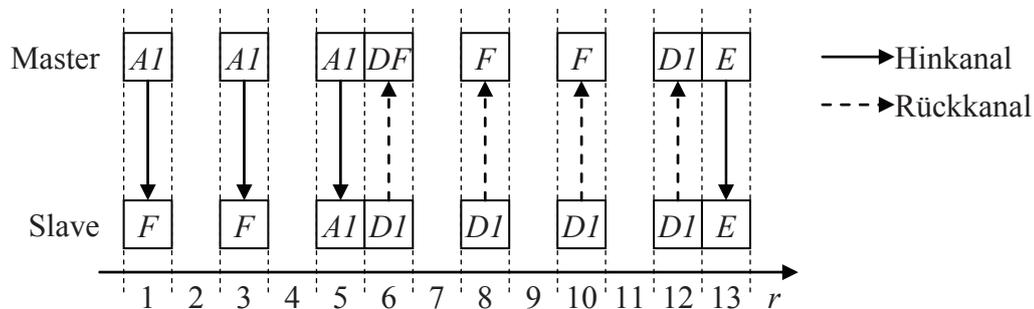


Abbildung 6.10: Schema des Übertragungsprotokolls

Die Aufforderung AI zur Übermittlung von Daten wird durch den Master übermittelt. Tritt am Empfänger der Fehlerfall F ein, so übermittelt der Slave im Folgerahmen keine Empfangsbestätigung. Automatisch wiederholt der Master die Übermittlung von AI . Sobald der Slave AI fehlerfrei erhält, übermittelt er im Folgerahmen die angeforderten Daten DI . Der Master detektiert damit auf jeden Fall das Signal DS , gleichzeitig ist ein fehlerbehafteter Empfang der Daten DF jedoch nicht ausgeschlossen. Der Empfang der Daten DI wird demnach im Folgerahmen nicht quittiert, worauf der Slave die Daten erneut überträgt. Dies wird solange wiederholt, bis die Daten am Master fehlerfrei detektiert werden. In diesem Fall übermittelt der Master im Folgerahmen die Empfangsbestätigung E .

Im günstigsten Fall, wenn also keine Daten verloren gehen, ergibt sich somit eine minimale Übertragungsdauer von drei OFDM-Rahmen. Allgemein berechnet sich die Anzahl der für die Übertragung benötigten Rahmen in Abhängigkeit von der mittleren Anzahl der Übertragungen m_R gemäß

$$r(m_R) = 2 \cdot (2 \cdot m_R - 1) + 1. \quad (6.15)$$

Aufgrund der Eigenschaften des PLC-Kanals ist zudem zu berücksichtigen, dass Kommunikationseinrichtungen in seltenen, ungünstigsten Fällen aufgrund von kurzzeitig hohen Dämpfungen oder extremen Störbedingungen über einen begrenzten Zeitraum von wenigen Minuten ausfallen können, d.h. das so genannte „Hidden Node Problem“ tritt auf. Um die Abfrage weiterer Stromzähler nicht unnötig zu blockieren, ist für diesen Fall im Master in der Trafostation eine

Einrichtung vorzusehen, die im Falle einer Zeitüberschreitung die Datenübermittlung zur jeweiligen Empfangseinrichtung unterbricht und die Abfrage der verbleibenden Zähler vorzieht, um das nicht zu erreichende System zu einem späteren Zeitpunkt erneut abzufragen.

Hybride FEC- und ARQ-Verfahren

Neben der Anwendung mit fehlererkennenden Codes können ARQ-Verfahren zusätzlich mit den Methoden der FEC kombiniert werden. Man spricht von so genannten hybriden ARQ-Verfahren, wobei zwischen Typ I und Typ II zu unterscheiden ist. Typ I entspricht hierbei generell den klassischen ARQ-Strategien, da mit jeder Wiederholung der FEC-codierte Datenrahmen erneut und ohne Änderung übertragen wird. Die hybriden ARQ-Verfahren vom Typ II wenden zur Datenübertragung zunächst lediglich fehlererkennende Codes an. Mit der ersten Wiederholung werden die Daten mittels FEC codiert [Gibs97]. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden lediglich die grundlegenden ARQ-Verfahren und das vorgestellte einfache Protokoll auf ihre Leistungsfähigkeit im Vergleich zu fehlerkorrigierenden Codes untersucht. Im Rahmen weiterführender Untersuchungen sollten hybride ARQ-Verfahren jedoch keinesfalls vernachlässigt werden.

6.4 Simulationsergebnisse

Im folgenden Abschnitt werden die wesentlichen Erkenntnisse zur Steigerung der Übertragungsqualität eines codierten OFDM-Systems vorgestellt. Die Parameter des OFDM-Systems entsprechen hierbei den Parametern des in Kapitel 4 diskutierten Systementwurfs. Die Simulationsergebnisse und die diesbezüglichen Störszenarien entsprechen den in Abschnitt 2.4.3 vorgestellten Referenzszenarien und Kombinationen dieser Szenarien. Die jeweiligen Parameter des Referenzszenarios können Anhang B entnommen werden.

Hinsichtlich der Klasse der Blockcodes wurden insbesondere BCH-Codes mit unterschiedlichen Coderaten $R_C = k/n$ und Fehlerkorrekturfähigkeiten k untersucht. Die BCH-Codes eignen sich dabei insbesondere aufgrund ihrer Fähigkeit zur Korrektur mehrerer statistisch unabhängiger Einzelfehler, wie auch in begrenztem Umfang zur Korrektur von Bündelfehlern [Schn98], so dass die in

Abschnitt 6.1 diskutierten Fehlermuster umfassend berücksichtigt werden. Die Klasse der Reed-Solomon-Codes, die insbesondere für die Korrektur von Bündelfehlern herangezogen werden kann, wurde aufgrund der Eigenschaften des Störszenarios typischer PLC-Kanäle nicht näher untersucht. Frühere Untersuchungen sowie die Erkenntnisse aus der Praxis gemäß den in Kapitel 2 diskutierten Messreihen zeigen, dass Burststörer an PLC-Kanälen tendenziell eher selten sind und allenfalls in stark gestörten Umgebungen im Mittel bis zu 0,1 Burst pro Sekunde auftreten kann [Götz04]. Entsprechend ist an PLC-Kanälen üblicherweise eine deutlich höhere Anzahl statistisch unabhängiger Einzelfehler im Vergleich zu Bündelfehlern zu erwarten. Demnach eignen sich BCH-Codes grundsätzlich besser für die Anwendung an PLC-Kanälen im Gegensatz zu RS-Codes, was anhand einiger grundlegender vergleichender Simulationen gezeigt werden konnte.

Die Klasse der Faltungscodes wurde ebenfalls mit variierender Coderate R_C sowie unterschiedlicher Einflusslänge L simuliert. Die jeweiligen Parameter der einzelnen Codes werden im Folgenden noch näher erläutert. Daneben werden Simulationsergebnisse zum Einfluss von Interleaving-Verfahren, sowie die Auswirkungen von Soft-Decision-Decodierung bei Faltungscodes vorgestellt. Neben den Verfahren zur fehlerkorrigierenden Codierung werden die Simulationsergebnisse fehlererkennender Codes in Kombination mit ARQ untersucht. Auf der Basis dieser Erkenntnisse erfolgt eine Bewertung der Leistungsfähigkeit von ARQ-Verfahren, insbesondere im Vergleich mit fehlerkorrigierenden Verfahren.

6.4.1 Uncodiertes OFDM-System

Um die Leistungsfähigkeit der fehlerkorrigierenden Codes bestimmen zu können, werden zunächst Simulationsergebnisse eines uncodierten OFDM-Systems diskutiert. Abbildung 6.11 zeigt die Bitfehlerrate über dem normierten Signal-Rauschverhältnis pro Bit $SNR_{bit} = E_b/N_0$ für die Referenzkanäle *AWGN*, sowie die PLC-Referenzkanäle *AWGN+PI-1*, *AWGN+NB-1* und *REAL*.

Vergleicht man in Abbildung 6.11 a) die BER-Kurven *AWGN+PI-1* und *REAL* mit der Bitfehlerrate von *AWGN*, so zeigt der AWGN-Kanal für $E_b/N_0 < 3$ dB eine höhere BER gegenüber den beiden PLC-Kanälen. Dieses Verhalten ist darauf zurückzuführen, dass die Energie eines Impulsstörers lediglich über einer kurzen Zeitdauer innerhalb eines OFDM-Symbols quasi gebündelt auftritt. Während der Impulsstörer zwar die Rauschleistung im Mittel deutlich anhebt,

treten jeweils nur im betroffenen OFDM-Symbol Fehler auf. Der AWGN-Kanal hingegen beeinflusst alle OFDM-Symbole in gleichem Maße quasi kontinuierlich über der Zeit, so dass sich eine entsprechend erhöhte BER ergibt.

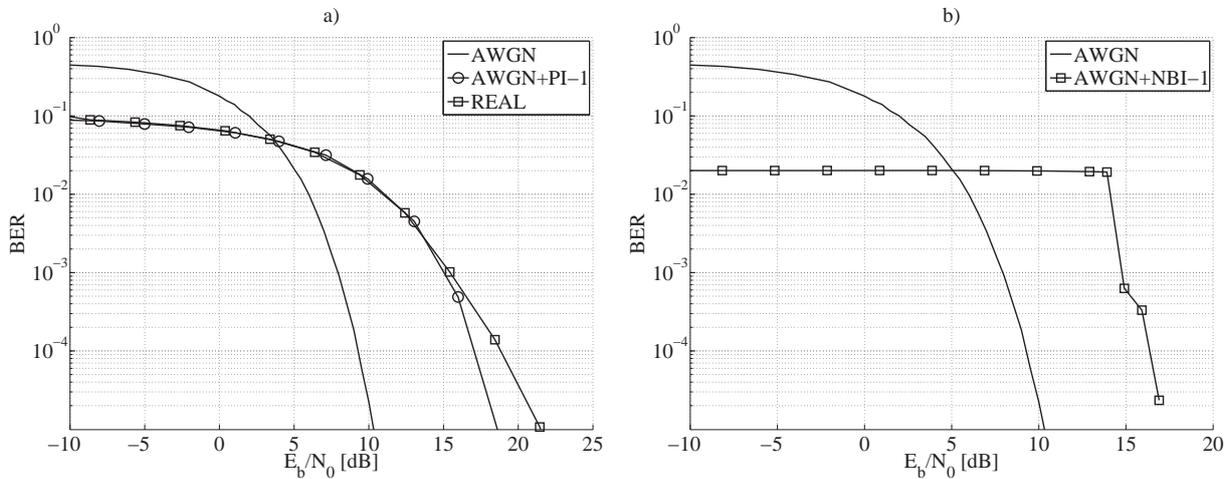


Abbildung 6.11: Bitfehlerrate des uncodierten OFDM-Systems an Referenzkanälen

Abbildung 6.11 b) verdeutlicht die Auswirkungen eines Schmalbandstörers auf das uncodierte OFDM-System. Der Schmalbandstörer beeinträchtigt in diesem Fall vier Unterträger. Aufgrund der Amplitude des Schmalbandstörers ist die Auswirkung des Hintergrundrauschens gering. Bis zu einem E_b/N_0 von etwa 14 dB ergibt sich eine durch den Schmalbandstörer verursachte, näherungsweise konstante Bitfehlerrate. Die abrupte Verbesserung der BER ist darauf zurückzuführen, dass sich die Amplitude der Unterträger durch die Erhöhung des E_b/N_0 in diesem Punkt derart vergrößert hat, dass der Einfluss des Schmalbandstörers nur noch vergleichsweise gering ist.

6.4.2 BCH-codiertes OFDM-System

Zur Untersuchung der Leistungsfähigkeit des BCH-codierten OFDM-Systems wurden die in Tabelle 6.1 aufgeführten Codes untersucht. Die Parameter wurden hierbei derart gewählt, dass die Abhängigkeit der Bitfehlerrate von den Parametern Blocklänge n und Coderate R_C verdeutlicht werden kann. Abbildung 6.12 a) verdeutlicht den Einfluss der Blocklänge n auf BCH-codierte Systeme, während in Abbildung 6.12 b) der Parameter R_C variiert wird.

Tabelle 6.1 Parameter der untersuchten BCH-Codes

Bezeichnung	R_C	n	k	d	t
<i>BCH-1</i>	1/2	31	16	7	3
<i>BCH-2</i>	1/3	31	11	11	5
<i>BCH-3</i>	1/4	63	16	23	11
<i>BCH-4</i>	1/2	127	64	21	10
<i>BCH-5</i>	1/3	127	43	29	14
<i>BCH-6</i>	1/4	127	29	43	21

Beide Diagramme zeigen das typische Verhalten kanalcodierter Systeme, dass erst ab einer gewissen Grenze des E_b/N_0 ein so genannter Codierungsgewinn der codierten gegenüber der uncodierten Übertragung auftritt [Jond01]. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die vorgegebene Energie der Informationsbits durch den Einsatz von Kanalcodierungsverfahren von k Informationsbits auf n Codebits verteilt wird und damit die Fehlerwahrscheinlichkeit zunächst ansteigt und erst bei genügend hohen E_b/N_0 -Werten der erwartete Gewinn auftritt.

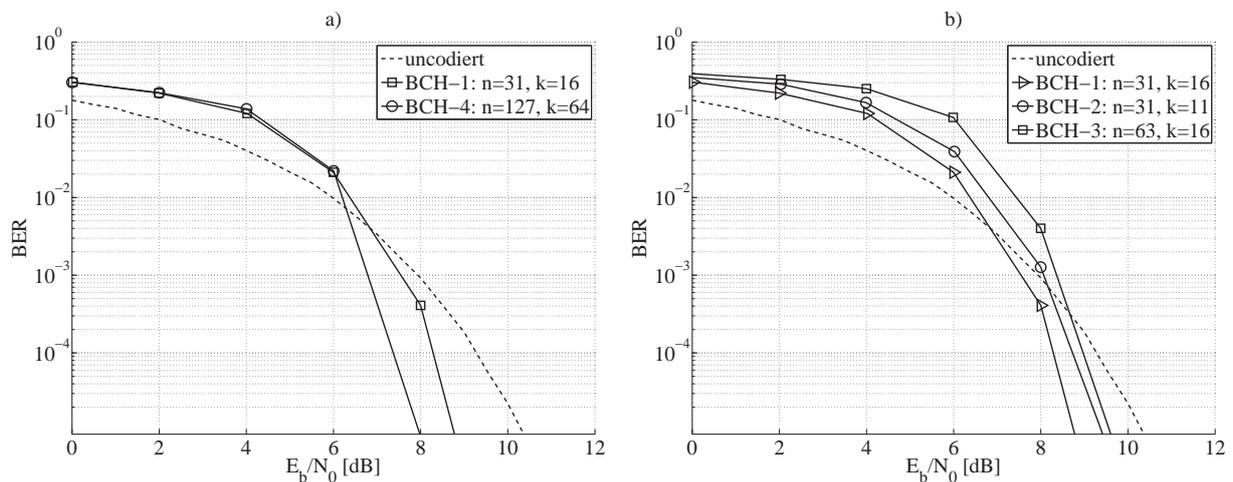


Abbildung 6.12: Bitfehlerraten BCH-codierter Systeme am AWGN-Kanal

Vergleicht man die beiden Codes *BCH-1* und *BCH-4* gemäß Abbildung 6.12 a), so wird ersichtlich, dass bei gleicher Coderate R_C mit steigender Blocklänge n auch der Codierungsgewinn höhere Werte annimmt. Die Variation der Coderate zwischen *BCH-1* und *BCH-2* zeigt, dass mit kleiner werdender Coderate auch der

Codierungsgewinn abnimmt (Abbildung 6.12 b)). Dieses für BCH-Codes typische Verhalten ist auf das Konstruktionsprinzip der Codes zurückzuführen [Frie95]. Gleichzeitig ist anzumerken, dass der Codierungsgewinn jedoch auch mit einer gegenüber $R_C = 1/2$ deutlich steigenden Coderate abnimmt [Skla01]. In der Praxis haben sich Coderaten von etwa $R_C = 1/2$ bewährt.

Abbildung 6.13 zeigt die Simulationsergebnisse von BCH-Codes am repräsentativen PLC-Kanal *AWGN+PI-1*. Diagramm a) verdeutlicht dabei den Einfluss der Blocklänge n , die Bitfehlerkurven in Diagramm b) ergeben sich durch Variation der Coderate. Dargestellt sind hier wie auch in den folgenden Abbildungen jeweils die Bitfehlerkurven der Codes mit der besten Leistungsfähigkeit aller simulierten Codes.

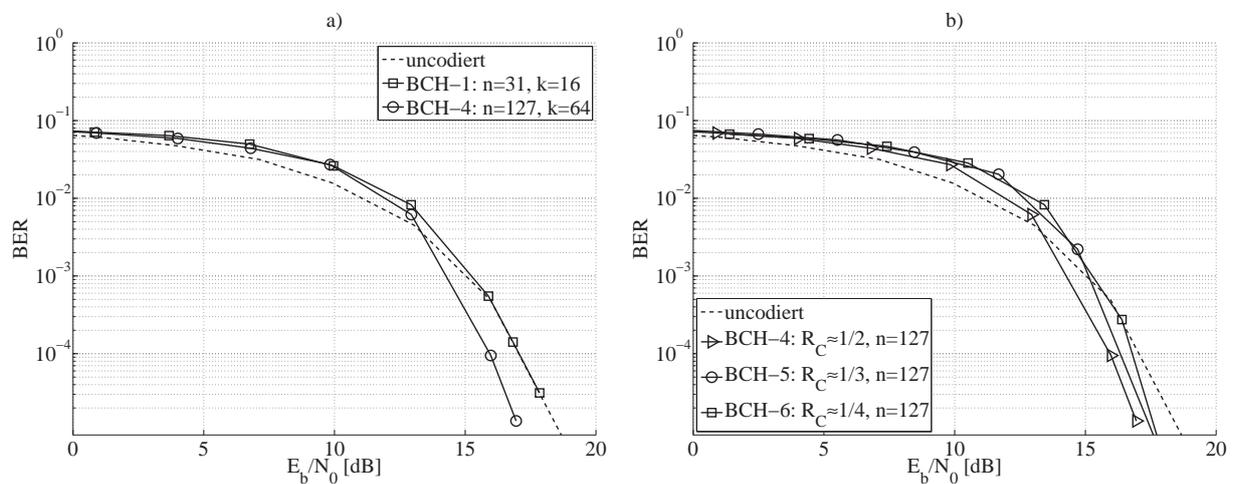


Abbildung 6.13: Bitfehlerkurven BCH-codierter Systeme am Kanal *AWGN+PI-1*

Mit steigender Blocklänge ergibt sich auch am PLC-Kanal ein entsprechend erhöhter Codierungsgewinn gegenüber dem nicht codierten OFDM-System. Der Codierungsgewinn nimmt dabei Größenordnungen ähnlich den Werten am AWGN-Kanal an. Der Code *BCH-4* erzielt bei einer Bitfehlerkurve von 10^{-5} einen Gewinn von etwa 2 dB gegenüber dem uncodierten System. Im Vergleich zu *BCH-1* erzielt *BCH-4* ähnliche Bitfehlerkurven bei einem um ebenfalls etwa 2 dB schlechteren E_b/N_0 . Hinsichtlich der Variation der Coderate ist festzustellen, dass der Codierungsgewinn sich auch im Falle des PLC-Kanals mit verringerter Coderate verschlechtert. Der Codierungsgewinn zwischen *BCH-5* und *BCH-6* gegenüber *BCH-4* fällt mit 1 dB im Vergleich zur Erhöhung der Blocklänge n geringer aus.

Die Ergebnisse der Untersuchungen der BCH-Codes am Referenzkanal *REAL* sind Abbildung 6.14 zu entnehmen. An diesem Referenzkanal ist bei einer Erhöhung der Blocklänge nicht mehr zu beobachten, dass auch der Codierungsgewinn zunimmt. Sowohl *BCH-1*, wie auch *BCH-4* verhalten sich etwa identisch. Mit einer Coderate von $1/2$ erhält man mit *BCH-4* zwar auch an diesem Kanal einen Gewinn gegenüber *BCH-5* und *BCH-6*. Insbesondere muss jedoch der Vergleich der Bitfehlerraten der codierten Systeme zum uncodierten System hervorgehoben werden. Die simulierten Codes erzielen für keinen der E_b/N_0 -Werte einen Codierungsgewinn gegenüber dem uncodierten System.

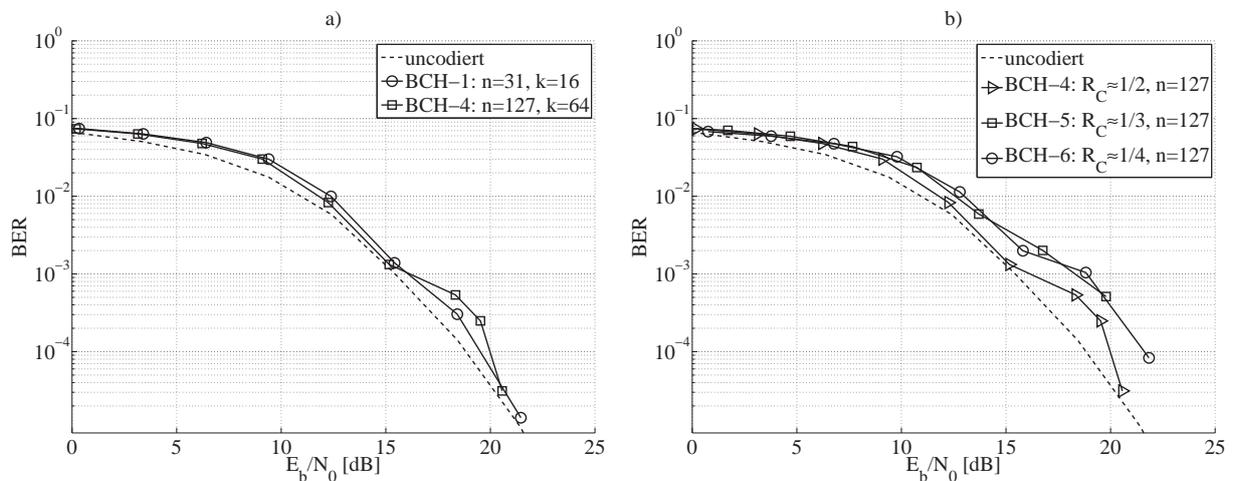


Abbildung 6.14: Bitfehlerraten BCH-codierter Systeme am Kanal *REAL*

6.4.3 Faltungscodiertes OFDM-System

Zur Analyse der Leistungsfähigkeit von Faltungscodes in Kombination mit dem vorgestellten OFDM-System wurden die in Tabelle 6.2 aufgeführten Codes ausgewählt, welche durch die Generatormatrix $\mathbf{G}(D)$, mit D als Inhalt der Schieberegister, und die Einflusslänge L definiert sind. $L = 13$ ist dabei die maximale Größe der Einflusslänge, die bei Faltungscodes mit den derzeit technisch verfügbaren Mitteln und dem Viterbi-Algorithmus noch sinnvoll zu decodieren ist.

Tabelle 6.2 Parameter der untersuchten Faltungscodes

Bezeichnung	R_C	$G(D)$	L
FC-1	1/2	$[7, 5]_{okt}$	3
FC-2	1/2	$[133, 171]_{okt}$	7
FC-3	1/2	$[10533, 17661]_{okt}$	13
FC-4	1/3	$[7, 5, 7]_{okt}$	3
FC-5	1/3	$[133, 145, 175]_{okt}$	7
FC-6	1/3	$[10533, 10675, 17661]_{okt}$	13

Abbildung 6.15 a) verdeutlicht den Einfluss von Faltungscodes mit steigender Einflusslänge L bei konstanter Coderate $R_C = 1/2$ zunächst am AWGN-Kanal. Der Codierungsgewinn steigt mit entsprechend erhöhter Einflusslänge an. Die Untersuchung der Coderate auf die Leistungsfähigkeit der Faltungscodes zeigt in Abbildung 6.15 b), dass mit verringerter Coderate auch die Leistungsfähigkeit der Codes abnimmt, d. h. bei identischem E_b/N_0 erhält man bei kleinerer Coderate eine erhöhte BER.

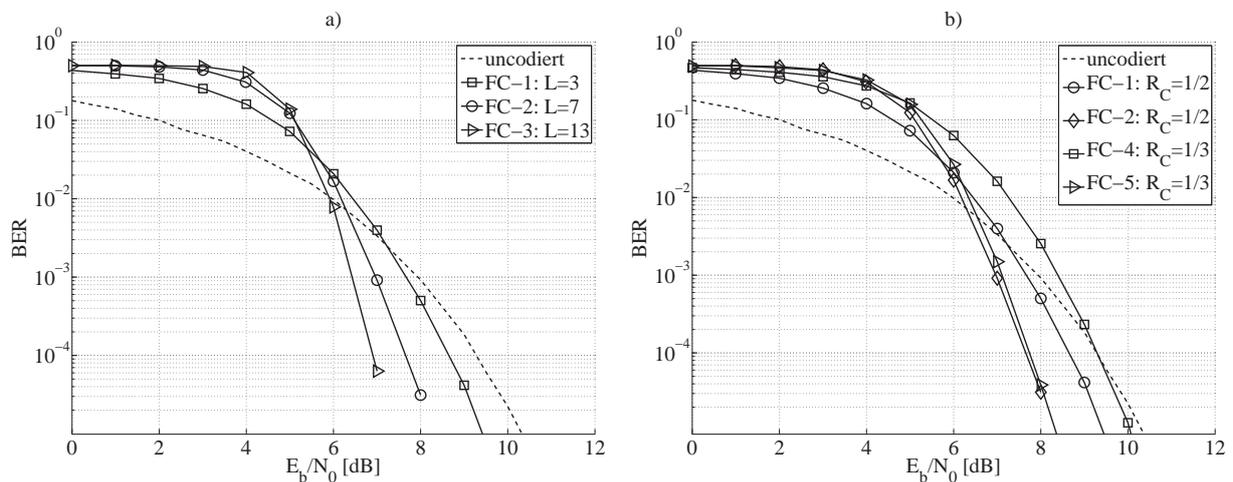


Abbildung 6.15: Bitfehlerraten faltungscodierter Systeme am AWGN-Kanal

Dies ist darauf zurückzuführen, dass sich - wie zuvor bereits erwähnt - mit einem differentiellen Modulationsverfahren eine erhöhte Wahrscheinlichkeit doppelter Bitfehler ergibt. In Abhängigkeit von dem jeweiligen Generatorpolynom ergibt sich unter dem Einfluss dieser doppelten Bitfehler eine erhöhte Leistungsfähigkeit

der Codes trotz vergrößerter Coderate. Bei PSK hingegen erhält man tendenziell eine Verbesserung der BER mit entsprechend verringerten Coderaten, wie durch Simulationen gezeigt werden konnte. Neben dem Einfluss der Coderate und der Einflusslänge der Faltungscodes wurde zusätzlich die Auswirkung einer Soft-Decision-Decodierung simuliert. Die Ergebnisse sind anhand des Faltungscodes *FC-1* in Abbildung 6.16 dargestellt.

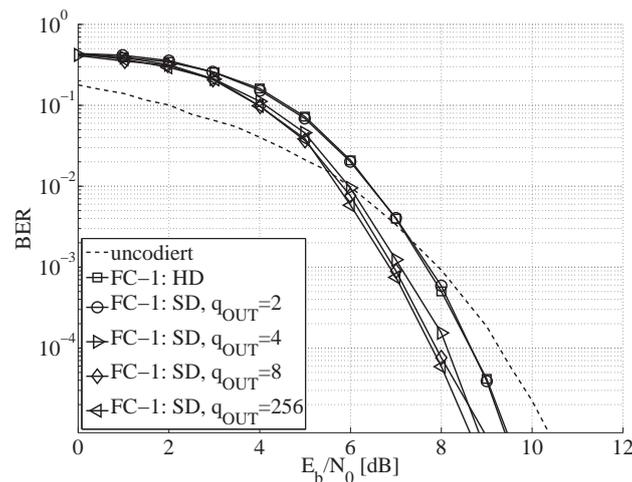


Abbildung 6.16: Vergleich der Decodierung mittels Hard und Soft Decision

Die durch Soft-Decision ermittelte Zuverlässigkeitsinformation ist durch q_{out} Stufen quantisiert. Mit steigender Stufenzahl erhöht sich der Codierungsgewinn. Bei kontinuierlich steigender Stufenzahl ist jedoch eine Grenze erkennbar, ab der kein zusätzlicher Gewinn mit zusätzlichen Stufen erzielbar ist.

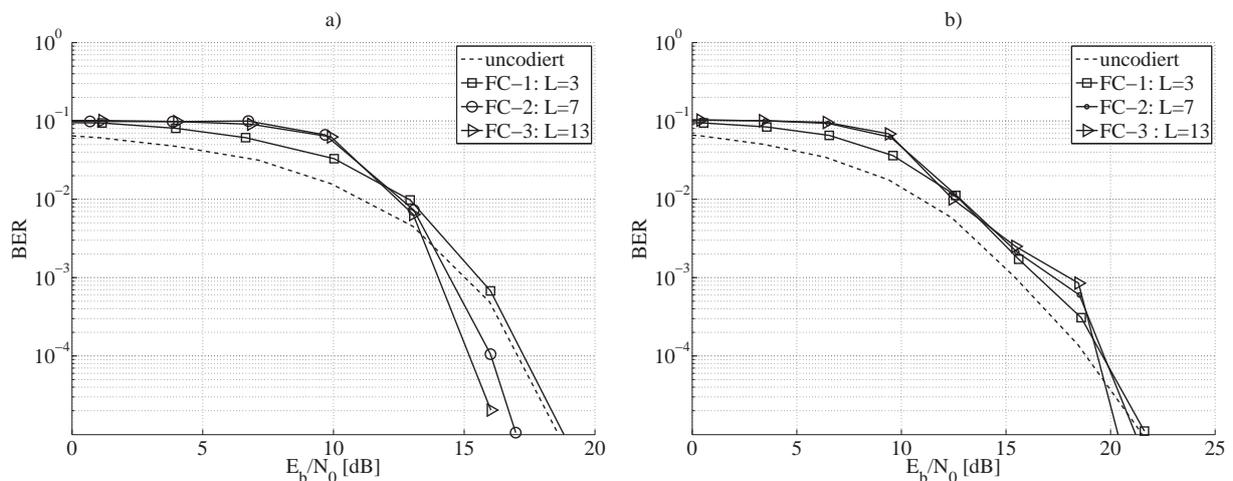


Abbildung 6.17: Bitfehlerraten faltungscodierter Systeme mit *FC-1*, *FC-2* und *FC-3*

Analog zu den Untersuchungen der BCH-Codes wurde die Leistungsfähigkeit von Faltungscodes mit dem entsprechenden OFDM-System an den PLC-Referenzkanälen *AWGN+PI-1* und *REAL* analysiert, wobei die Decodierung, sofern nicht explizit darauf hingewiesen wird, mittels Hard-Decision durchgeführt wird, um einen direkten Vergleich zu BCH-Codes zu ermöglichen. Abbildung 6.17 a) zeigt die resultierende BER für den Kanal *AWGN+PI-1*. Der Codierungsgewinn beträgt etwa 2 dB bei maximaler Einflusslänge $L = 13$ gegenüber dem nicht codierten OFDM-System. Mit dem Referenzkanal *REAL*, Abbildung 6.17 b), verringert sich der Codierungsgewinn auf etwa 1 dB bei maximaler Einflusslänge, während in allen verbleibenden Fällen kein Gewinn erzielt wird.

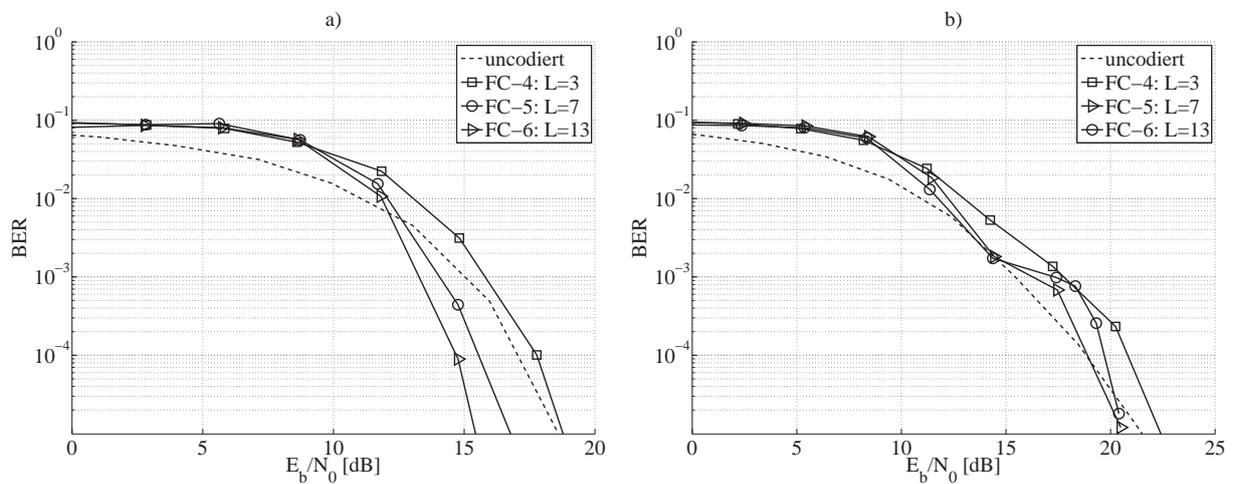


Abbildung 6.18: Bitfehlerraten faltungscodierter Systeme mit *FC-4*, *FC-5* und *FC-6*

Die Analyse der Leistungsfähigkeit bei verringerter Coderate ist in Abbildung 6.18 dargestellt, wobei a) und b) jeweils erneut die Kanäle *AWGN+PI-1* bzw. *REAL* repräsentieren. Der Codierungsgewinn erhöht sich geringfügig um etwa 1 dB gemäß Teilabbildung a). Ein wesentlicher Gewinn gegenüber einer Coderate von $1/2$ kann mit der Coderate von $1/3$ nicht festgestellt werden. Mit dem Einsatz von Soft-Decision kann am Kanal *AWGN+PI-1* ein zusätzlicher Codierungsgewinn von etwa 2 dB bei maximaler Einflusslänge erzielt werden. Mit dem Kanal *REAL* ist jedoch praktisch kein Unterschied zwischen HD- und SD-Decodierung festzustellen.

Mit den Simulationsergebnissen lässt sich zusammenfassen, dass weder mit BCH- noch mit Faltungscodes deutliche Codierungsgewinne gegenüber dem nicht codierten OFDM-System erzielt werden konnten. Die Variation der Parameter der

jeweiligen Codes führt jeweils nur zu geringfügigen Verbesserungen der BER und ist wesentlich abhängig vom Störszenario. Insbesondere Impulsstörer verschlechtern die Leistungsfähigkeit der einzelnen FEC-Verfahren deutlich.

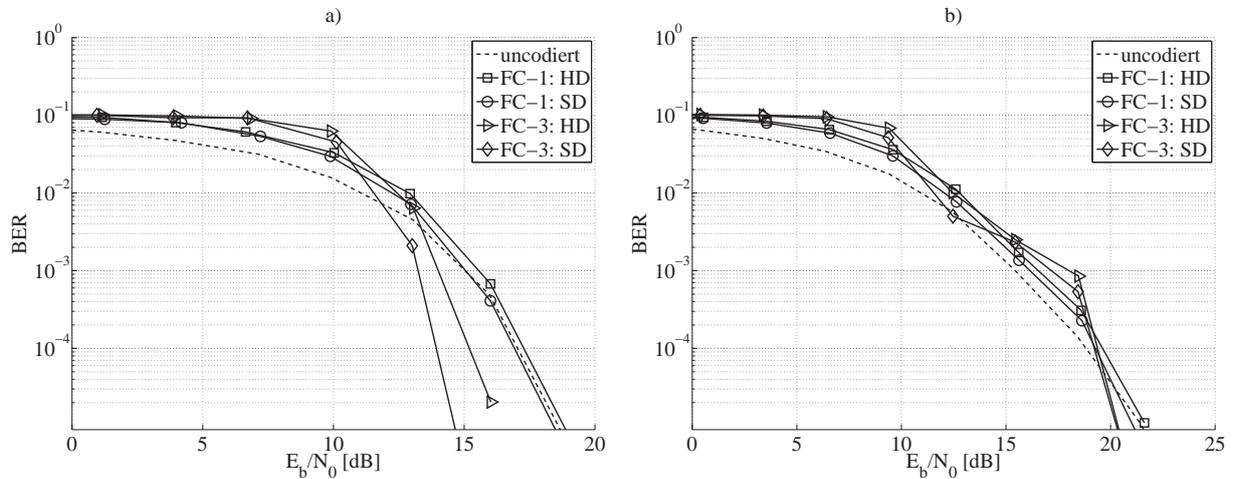


Abbildung 6.19: Einfluss der HD- und SD-Decodierung an PLC-Referenzkanälen

6.4.4 Interleaving-Verfahren

Der Einfluss der Impuls- und Bündelstörungen realer PLC-Kanäle wirkt sich massiv auf die Leistungsfähigkeit fehlerkorrigierender Codes aus. Interleaving-Verfahren können hierbei einen wichtigen Beitrag zur Reduzierung dieser Auswirkungen leisten. Die im Folgenden untersuchten Kombinationen aus BCH- bzw. Faltungscodes mit nachgeschaltetem Interleaving wurden jeweils mit Blockinterleavern durchgeführt und zwar zunächst mit den Parametern Zeilenzahl $M = 10$ und Spaltenzahl $N = 100$. Die jeweiligen Teilabbildungen a) und b) zeigen analog zu den vorangegangenen Darstellungen jeweils die Simulationsergebnisse am Kanal *AWGN+PI-1* und *REAL*.

Mit der Kombination von BCH-Codes und Interleaving ergibt sich für *AWGN+PI-1* und *BCH-6* ein Codierungsgewinn gegenüber dem uncodierten OFDM-System von 10 dB bei einer BER von 10^{-5} , siehe Abbildung 6.20. Gemäß Abbildung 6.14 b) entspricht dies einem zusätzlichen Gewinn von etwa 8 dB gegenüber dem codierten System ohne Interleaver. Im Falle des Kanals *REAL* ergibt sich für $E_b/N_0 < 15$ dB mit *BCH-6* ein Codierungsgewinn. Für

$E_b/N_0 \geq 15$ dB erhält man hingegen keinen Codierungsgewinn gegenüber der uncodierten Nachrichtenübertragung.

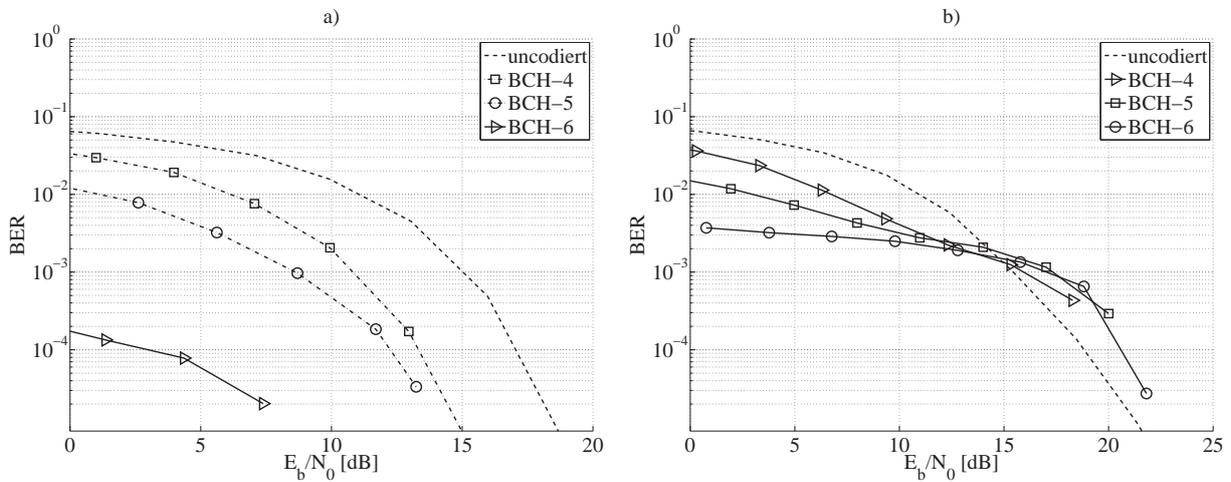


Abbildung 6.20: BER durch Kombination von BCH-Codes und Interleaving

Die Simulationsergebnisse für faltungscodierte Systeme sind in Abbildung 6.21 dargestellt. Die Resultate ähneln den Simulationsergebnissen mit BCH-Codes. Bemerkenswert ist hierbei insbesondere der hohe Codierungsgewinn von etwa 15 dB gegenüber uncodierten Übertragungen bei einer BER von 10^{-5} mit dem Referenzkanal *AWGN+PI-1*. Vergleichbar mit den BCH-Codes sind auch die Ergebnisse des Kanals *REAL*. Gegenüber dem uncodierten, wie auch dem codierten System ohne Interleaver mit *FC-6* kann aber nur ein geringer Gewinn erzielt werden.

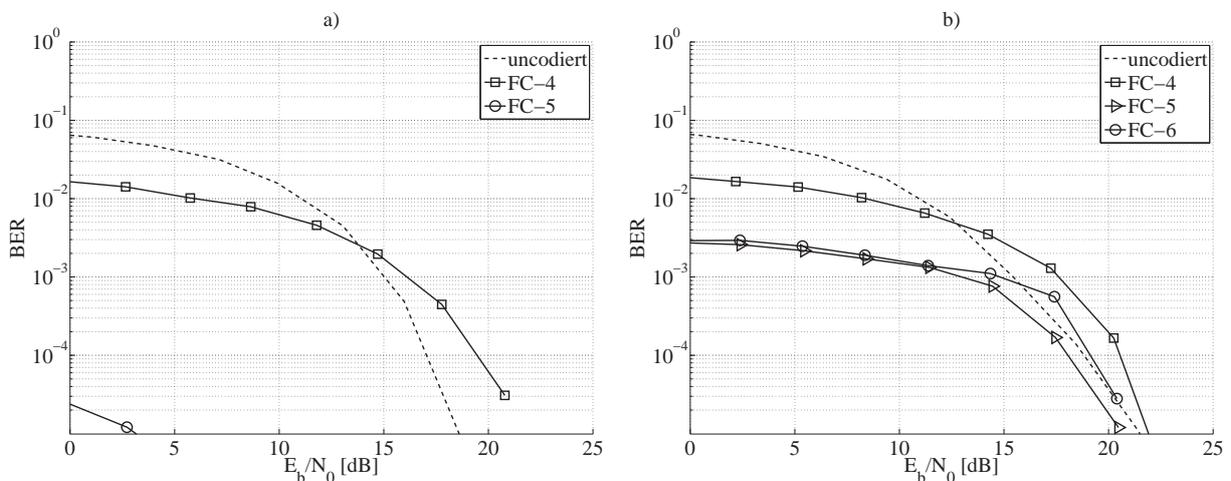


Abbildung 6.21: BER durch Kombination von Faltungscodes und Interleaving

Neben den Auswirkungen von Interleaving-Verfahren wurde zusätzlich der Einfluss der Variation von Zeilenzahl M und Spaltenzahl N von Interleavern auf die Bitfehlerrate analysiert. Den folgenden Ergebnissen liegt dabei der Referenzkanal *REAL* zugrunde. Gleichzeitig beschränken sich die Ergebnisse auf die Simulationen mit Faltungscodes, deren Resultate mit dem Verhalten der BCH-Codes übereinstimmen. Abbildung 6.22 a) zeigt die Resultate bei variabler Zeilenzahl und einer Spaltenzahl von 10, während in Teilabbildung b) beide Parameter bei einer festen Symbolzahl von 1000 variiert werden.

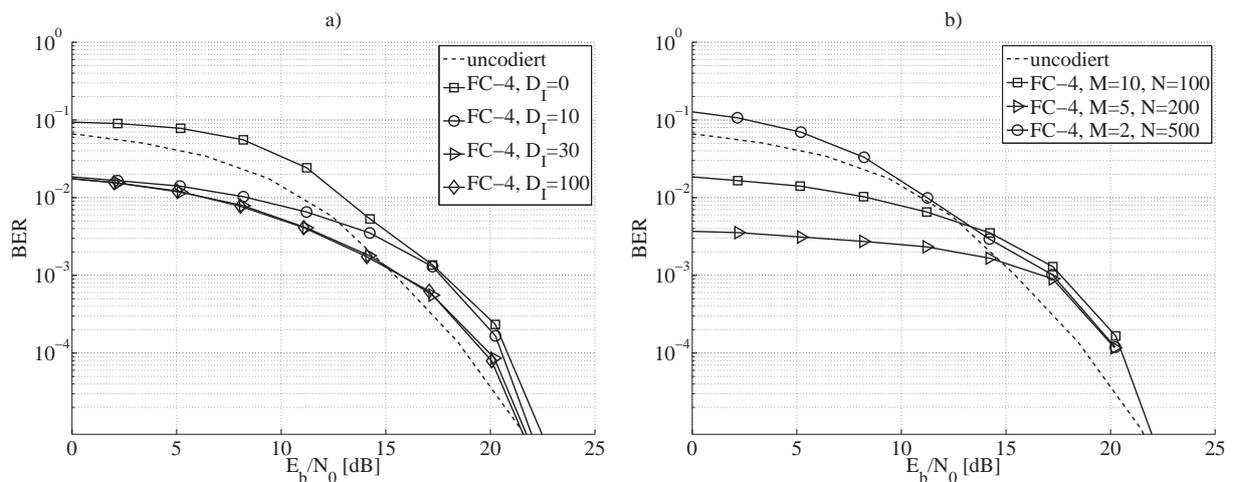


Abbildung 6.22: Analyse der Adaption von Zeilen- und Spaltenzahl des Blockinterleavers

Mit steigender Zeilenzahl respektive Interleavertiefe D_I verbessert sich die Bitfehlerrate deutlich für $E_b/N_0 < 15$ dB, wobei mit $D_I = 30$ eine Grenze erreicht wird. Ein ähnliches Verhalten ist bei variabler Spaltenzahl zu beobachten. Mit $N = 200$ ergibt sich trotz verringerter Zeilenzahl ein zusätzlicher Codierungsgewinn für $E_b/N_0 < 15$ dB. Ursache ist dabei die differentielle Modulation der Sendedaten: Die durch DPSK hervorgerufenen doppelten Bitfehler, erstrecken sich bei $N = 100$ über zwei Zeilen im Deinterleaver, womit sich für die Demodulation vermehrt Bündelfehler der Länge 2 ergeben.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass der Einsatz von Interleaving-Verfahren nur dann sinnvoll ist, wenn die Korrekturfähigkeit des entsprechenden Codes das mittlere Fehleraufkommen übersteigt. Gerade im Zusammenhang mit periodischen Impulsstörungen führt die Anwendung von Interleavern zu einem deutlichen Codierungsgewinn gegenüber Verfahren ohne Interleaving. Die Einflüsse aperiodischer Impulsstörungen an realen PLC-Kanälen, insbesondere die

von Bündelstörern, verringern die Leistungsfähigkeit von Interleavern jedoch deutlich.

6.4.5 OFDM-System und ARQ-Verfahren

Zur Analyse der Leistungsfähigkeit von ARQ-Strategien in Kombination mit CRC-Codes wurde zunächst die Leistungsfähigkeit der CRC-Codes analysiert. Die Generatorpolynome der untersuchten CRC-Codes sind in oktaler Schreibweise in Tabelle 6.3 aufgeführt und wurden [Witz85], [Wick95], [Khal04] sowie [Kowa06] entnommen.

Tabelle 6.3 Generatorpolynome analysierter CRC-Codes

Bezeichnung	Grad	Generatorpolynom	Bemerkung
<i>CRC-1</i>	8	[503] _{okt}	-
<i>CRC-2</i>	9	[1105] _{okt}	-
<i>CRC-3</i>	10	[2045] _{okt}	-
<i>CRC-4</i>	12	[10205] _{okt}	-
<i>CRC-5</i>	15	[142631] _{okt}	CAN-CRC
<i>CRC-6,</i> <i>CRC-7,</i> <i>CRC-8</i>	16	[210041, 240003, 300005] _{okt}	CRC-CCITT, -, IBM-CRC-16
<i>CRC-9,</i> <i>CRC-10</i>	24	[101000003, 141446373] _{okt}	-, CRC-24
<i>CRC-11,</i> <i>CRC-12</i>	32	[40460216667, 42000000003] _{okt}	CRC-32, -

Zum Vergleich der CRC-Codes wurden zunächst Simulationen mit unterschiedlicher Anzahl B von OFDM-Blöcken durchgeführt. Der Wert B ist dimensionslos und beschreibt dabei, wie viele OFDM-Blöcke zur Übertragung der Datenbits inklusive Redundanzbits des jeweiligen CRC-Codes herangezogen werden. Die Größe der Datenblöcke entspricht dabei den OFDM-Blöcken des PLC-Systems gemäß Kapitel 4. Abbildung 6.23 a) zeigt die Simulationsergebnisse mit einer Blockanzahl von $B = 3$, während b) die Resultate mit einer

Blockanzahl von $B = 9$ verdeutlicht. Zu beachten ist, dass hierbei die Fehlerrate der vom jeweiligen CRC-Code nicht detektierten Bitfehler (engl.: Non-Detected Error Rate, NDER) dargestellt ist. Weiterhin sind lediglich die CRC-Codes aufgeführt, die eine Fehlerrate $NDER > 10^{-6}$ aufweisen. Alle übrigen CRC-Codes erreichten in den Simulationen entweder geringere Fehlerraten oder konnten sogar in allen Fällen alle Bitfehler erkennen.

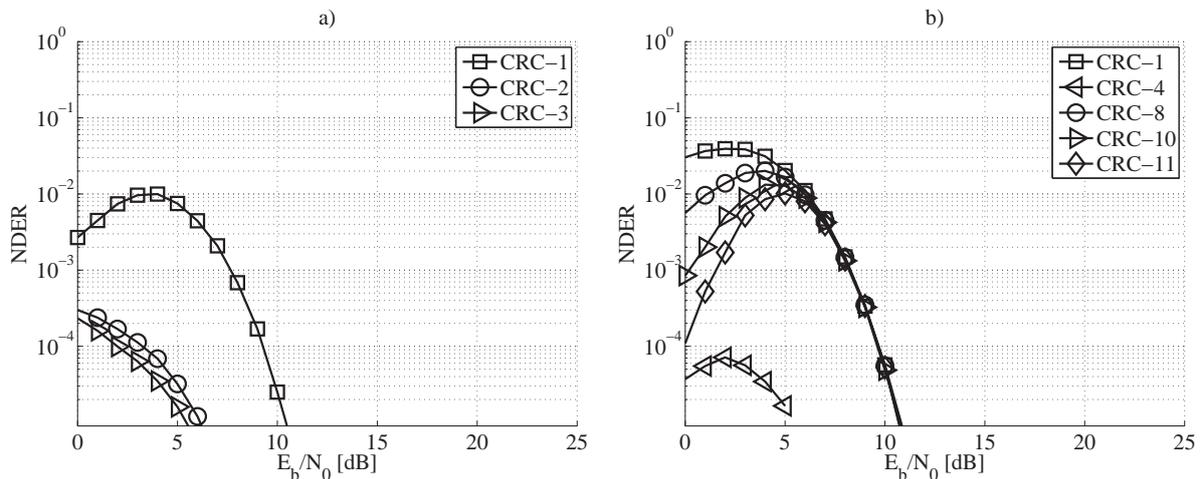


Abbildung 6.23: Leistungsfähigkeit von CRC-Codes bei unterschiedlicher Blocklänge

Für $B = 3$ ergeben sich offensichtlich nur mit CRC-Codes kleineren Grades signifikante Fehlerraten. Der Umkehrschluss, dass Generatorpolynome höheren Grades generell eine geringere Fehlerrate erzielen, trifft gemäß Teilabbildung b) jedoch nicht zu. Offensichtlich liefert das Polynom von *CRC-4* für den Fall $B = 9$ ein besseres Ergebnis, als die höherwertigen Generatorpolynome von *CRC-8*, *CRC-10* und *CRC-11*. Gleichzeitig ist zu erkennen, dass mit steigender Blockanzahl auch die Anzahl der nicht detektierten Bitfehler zunimmt. Ergänzende Simulationen mit höherer Blockanzahl belegen dies und werden daher nicht weiter verfolgt. Auffallend ist daneben, dass bei bestimmten Signal-Rauschverhältnissen ein Maximum der Fehlerrate erreicht wird, während zu besseren, aber auch vor allem zu schlechteren SNR-Werten niedrigere Fehlerraten festzustellen sind. Dies ist auf die durch DBPSK verursachten Bündelfehler der Länge $l = 2$ zurückzuführen, die in Kombination mit den Fehlermustern des PLC-Kanals eine erhöhte Anzahl an Bündelfehlern mit gerader Anzahl verfälschter Bits der Länge $l > 2$ verursachen.

Die im Anschluss zur Analyse der CRC-Codes durchgeführten Simulationen zur Leistungsfähigkeit von ARQ-Verfahren wurden jeweils mit *CRC-6* durchgeführt,

wobei die zuvor beschriebene Stop-and-Wait-ARQ untersucht wurde. Die folgenden Abbildungen stellen dazu jeweils die mittleren Anzahlen m_R dar, die benötigt werden, um eine Nachricht einmalig fehlerfrei zu übertragen. In Abschnitt 6.3 wurde bereits ausführlich diskutiert, dass mit dem dort eingeführten Protokoll eine Abbruchbedingung definiert werden muss, sofern eine entsprechende Übertragungseinrichtung nicht innerhalb einer festgelegten Zeit antwortet. Hinsichtlich der Untersuchung der ARQ-Verfahren wurde diese Grenze auf maximal 100 Übertragungen festgelegt. Hinsichtlich des Störszenarios wurden alle Störtypen mit Ausnahme der Schmalbandstörer in die Untersuchungen einbezogen. Aufgrund der dauerhaften Störung einzelner Unterträger durch Schmalbandstörer würden mit jedem übertragenen Rahmen Bitfehler auftreten, so dass die fehlerhaften Daten solange erneut angefordert würden, bis der Schmalbandstörer verschwindet.

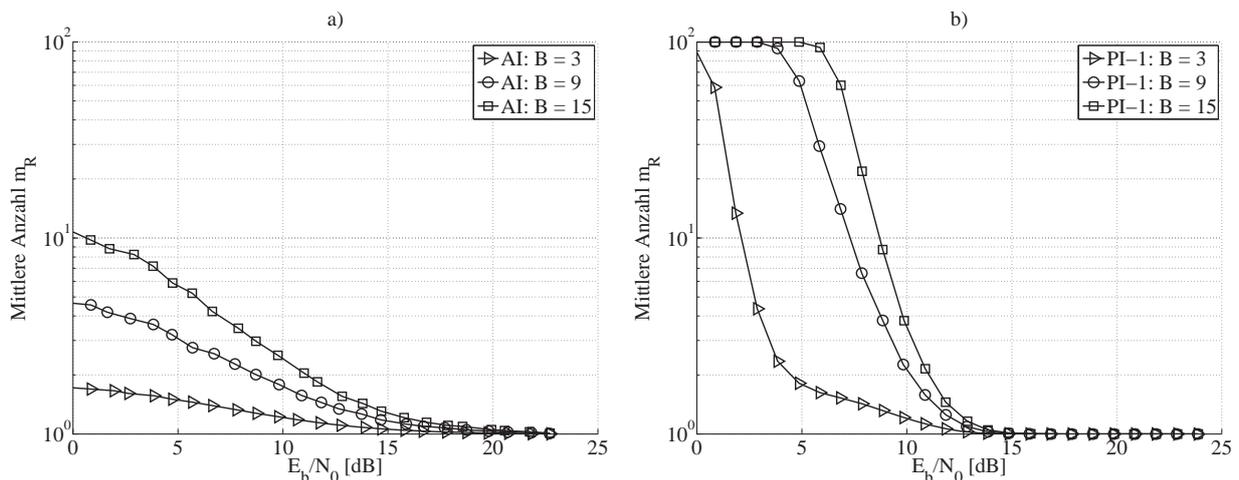


Abbildung 6.24: Einfluss von Impulsstörern bei steigender Blockanzahl

Den Einfluss aperiodischer Impulsstörer *AI* auf die mittlere Übertragungsanzahl zeigt Abbildung 6.24 a). Teilabbildung b) stellt den Einfluss periodischer Impulsstörer *PI-I* dar. Mit schlechterem SNR erhöht sich generell die Anzahl der benötigten Übertragungen. Zusätzlich erhöht wird dieser Wert mit steigender Blockanzahl B . Sowohl bei periodischen wie auch aperiodischen Impulsstörern ist dies darauf zurückzuführen, dass mit höherer Blockanzahl auch die Wahrscheinlichkeit von Impulsen innerhalb des Blocks ansteigt. Auf eine nähere Betrachtung der Simulationsergebnisse mit Hintergrundrauschen wird im Folgenden verzichtet. Die ARQ-Verfahren verhalten sich hierbei ähnlich wie unter dem Einfluss von periodischen Impulsstörern. Die mittlere Anzahl von

Übertragungen unter Einfluss von Hintergrundrauschen *AWGN*, aperiodischen Impulsstörern *AI* und periodischen Impulsstörern *PI-I* ist hingegen in Abbildung 6.25 dargestellt.

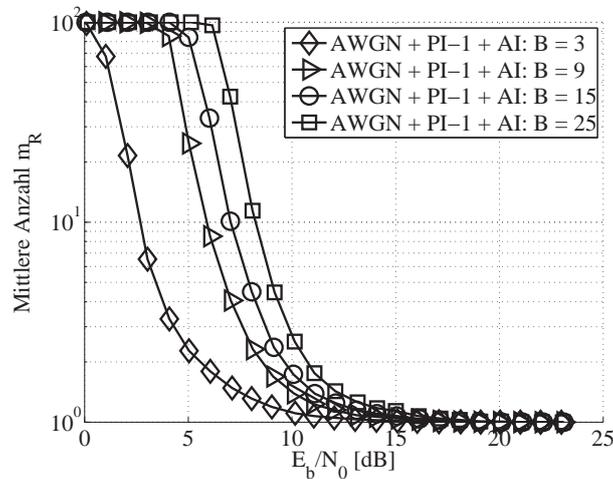


Abbildung 6.25: Einfluss von Hintergrundrauschen und Impulsstörern

Die Ergebnisse mit einer Blockanzahl von $B = 15$ und $B = 25$ verdeutlichen hierbei erneut den Einfluss der aperiodischen und periodischen Impulsstörer auf die mittlere Anzahl der Übertragungen. Im Hinblick auf das OFDM-System und der in Abbildung 4.26 eingeführten Rahmenlänge von 9 OFDM-Symbolen ist jedoch vor allem die Blockanzahl $B = 3$ und $B = 9$ von praktischer Bedeutung. Für $B = 3$ erhält man bei einem SNR von 20 dB $m_R = 1,00008$, was sich von $m_R = 1,00214$ für $B = 9$ bereits deutlich unterscheidet. Mit schlechterem SNR verringert sich die Leistungsfähigkeit des ARQ-Verfahrens bei höherer Blockanzahl deutlich. Bei einem SNR von 5 dB erzielt man mit verkürzter Blockanzahl einen Gewinn von etwa 3 dB gegenüber der erhöhten Blockanzahl. Beachtenswert ist insbesondere, dass die mittlere Übertragungsanzahl für $B = 3$ bis zu einem SNR von 1 dB die Obergrenze von maximal 100 Übertragungen nicht erreicht, während bei einer höheren Blockanzahl diese Grenze bereits bei etwa 3 dB erreicht wird.

6.4.6 Vergleich von FEC- und ARQ-Verfahren

Hinsichtlich des Störszenarios der Energieversorgungsleitungen ist zunächst festzustellen, dass unter Berücksichtigung von Schmalbandstörern lediglich ein geringer Codierungsgewinn mittels fehlerkorrigierenden Verfahren erzielt werden

kann, während ARQ-Verfahren in diesem Fall gänzlich versagen. Aufgrund der generell geringen Auftrittswahrscheinlichkeit von Schmalbandstörern gemäß Kapitel 2 ist der Einsatz von ARQ-Verfahren dennoch nicht grundsätzlich zu vernachlässigen. Mittels Korrelation bzw. Auswertung der FFT kann jeder Übertragungseinrichtung mit geringem Aufwand ein Mechanismus zur Detektion von Schmalbandstörern hinzugefügt werden, so dass die Abfrage betroffener Zähler während der Dauer eines Schmalbandstörers entweder unterbrochen oder durch adaptive Wahl der Trägerfrequenzen des OFDM-Systems dem Störer gezielt ausgewichen wird.

Die Leistungsfähigkeit der FEC-Verfahren, insbesondere bei Faltungscodes zeigt sich vor Allem bei periodischen Impulsstörern. Während ARQ-Verfahren bei periodischen Impulsstörern zwar nicht versagen, erhöht sich die Anzahl der mittleren Übertragungen mit verringertem Signal-Rauschverhältnis deutlich, während Faltungscodes hohe Codierungsgewinne gegenüber uncodierten Systemen erreichen. Im Gegensatz dazu erzielen fehlerkorrigierende Verfahren lediglich geringe Codierungsgewinne unter Einbeziehung von aperiodischen Impulsstörern, wobei sich insbesondere Bursts negativ auf die Fehlerkorrektur auswirken. In Abhängigkeit von der Blockanzahl B steigt zwar auch bei automatischen Wiederholungsanforderungen die mittlere Übertragungsanzahl bei schlechterem SNR und aperiodischen Impulsstörern. Aufgrund der geringen Auftrittswahrscheinlichkeit dieser Impulsstörer sind ARQ-Verfahren in diesem Zusammenhang jedoch deutlich leistungsfähiger gegenüber FEC-Verfahren. Hinsichtlich des Hintergrundrauschens ist festzustellen, dass sich sowohl FEC- wie auch ARQ-Strategien ähneln, so dass kein eindeutiger Vorteil eines der Verfahren festgestellt werden kann.

Im Hinblick auf die Umsetzung entsprechender Verfahren zur Verbesserung der Übertragungsqualität sind vor dem Hintergrund einer kostengünstigen Lösung ARQ-Verfahren zu bevorzugen. Hinsichtlich der periodischen Impulsstörer kann jedoch die Leistungsfähigkeit von FEC-Verfahren mit in eine Implementierung einbezogen werden, um in Kombination mit automatischen Wiederholungsanforderungen die mittlere Anzahl von Übertragungen zu vermindern.

6.5 Zusammenfassung

Die Untersuchung der kanalbedingten Fehlermuster bildete die Grundlage dieses Kapitels. Hierzu wurden zunächst die theoretischen Fehlermuster bestimmt. Die

Eigenschaften eines OFDM-Systems wurden näher analysiert, um die Auswirkungen des OFDM-Verfahrens auf die Fehlermuster nicht zu vernachlässigen. Anhand von Beispielen wurden die am PLC-Kanal auftretenden Fehlermuster diskutiert. Vor dem Hintergrund dieser Fehlermuster erfolgte die Auswahl zu analysierender Kanalcodierungsverfahren.

Nach der grundlegenden Differenzierung zwischen fehlererkennenden und fehlerkorrigierenden Kanalcodierungsverfahren wurden die wichtigsten Begriffe im Zusammenhang mit FEC-Verfahren eingeführt, sowie die Eigenschaften von Block- und Faltungscodes diskutiert. Die theoretische Betrachtung und Auswahl eines für die Zählerfernabfrage im Halbduplex-Betrieb geeigneten ARQ-Verfahrens wurde durch die Vorstellung eines einfachen Übertragungsprotokolls ergänzt. Auf der Basis der in Kapitel 2 vorgestellten PLC-Referenzkanäle wurden die Simulationsergebnisse von Block- und Faltungscodes, wie auch ARQ-Verfahren diskutiert. Der Vergleich der beiden unterschiedlichen Übertragungsstrategien zeigte schließlich, dass ARQ-Verfahren den FEC-Verfahren generell vorzuziehen sind. Fehlerkorrigierende Verfahren können jedoch im Rahmen weiterer Optimierungen in Kombination mit ARQ-Verfahren gewinnbringend herangezogen werden.

7 Analyse der Prototypen des PLC-Systems

Die Untersuchungen der vorangegangenen Kapitel hinsichtlich der Eigenschaften von PLC-Kanälen, dem Entwurf eines Mehrträgersystems mit ausfallsicherer Synchronisation, sowie die Analyse von Verfahren zur Verbesserung der Übertragungsqualität bildeten im Rahmen dieser Arbeit die Grundlage für die Implementierung von Prototypen des PLC-Systems. Für die im Folgenden diskutierten Ergebnisse wurden umfangreiche Messreihen mit den Prototypen unter verschiedensten Übertragungsbedingungen durchgeführt. Um die Resultate der Untersuchungen bewerten zu können, wird zunächst der Gesamtaufbau der Übertragungseinrichtungen vorgestellt. Basierend auf der in Kapitel 2 diskutierten Definition der Referenzkanäle, werden die für die Analyse der Prototypen herangezogenen Übertragungskanäle des Kanalemulators erläutert. Die Bewertung der Leistungsfähigkeit des Übertragungssystems erfolgt dabei durch die Bestimmung der Bitfehlerrate in Abhängigkeit des normierten Signal-Rauschverhältnisses gemäß der Definition in Kapitel 6. Im Anschluss an die Diskussion der Referenzkanäle und der Bestimmung des normierten SNR werden exemplarisch Ergebnisse der Messreihen der Bitfehlerraten des PLC-Systems bezüglich Kanaldämpfung und Resistenz gegenüber PLC-Störszenarien präsentiert. Im Rahmen der Untersuchungen wird dabei zwischen Übertragungen ohne und mit optimierenden Verfahren wie AGC, FEC und ARQ unterschieden. Diese Differenzierung erlaubt somit im Hinblick auf die Erweiterung und

Optimierung der Prototypen abschließend eine Aussage über die Leistungsfähigkeit der Einzelkomponenten des PLC-Modems.

7.1 Implementierung der Prototypen

Die grundlegende Plattform zum Aufbau der Prototypen des PLC-Systems bildet die in Kapitel 4 bereits vorgestellte, FPGA-basierte Hardwareplattform gemäß Abbildung 4.11. Alle digitalen Komponenten des Übertragungssystems wurden mittels VHDL auf dieser Hardware implementiert. Zu beachten ist dabei, dass hierbei lediglich die Komponenten der Bitübertragungsschicht umgesetzt wurden, während z.B. Verfahren bezüglich der Protokollebene für die im Folgenden diskutierten Untersuchungen offline mit einem Standard-PC berechnet wurden.



Abbildung 7.1: Prototyp des analogen Frontends

Zur Transformation der digital erzeugten Sendedaten in ein analoges Sendesignal wurde weiterhin ein analoges Frontend implementiert, das in Abbildung 7.1 zu sehen ist. Im Sendepfad kommt hierbei ein D/A-Wandler vom Typ AD5445 [ADev05] zum Einsatz, während im Empfangspfad ein A/D-Wandler vom Typ AD9235 [ADev04] angewendet wird. Beide Wandler verfügen über eine Breite von 12 bit. Zur senderseitigen Strom-Spannungs-Wandlung des D/A-gewandelten Signals, sowie für die empfängerseitige programmierbare Verstärkerschaltung wurden Operationsverstärker vom Typ AD8032 [ADev06] verwendet.

Ein Prototyp der Sendeendstufe ist in Abbildung 7.2 dargestellt. Als Senderverstärker wurde ein Audioverstärker vom Typ LM4700 [NatS04] angewendet. Zur empfangsseitigen Tiefpassfilterung des Eingangssignals wurden Bauelemente vom Typ LTC1563-2 [LinT05] verwendet. Die Verstärkung des

Eingangssignals kann mittels eines digitalen Potentiometers der Baureihe AD5231 [ADev07] variiert werden. Daneben wurde die in Kapitel 4 vorgestellte Schaltung zur nulldurchgangsdetektion auf der Platine zur Netzankepfung integriert.

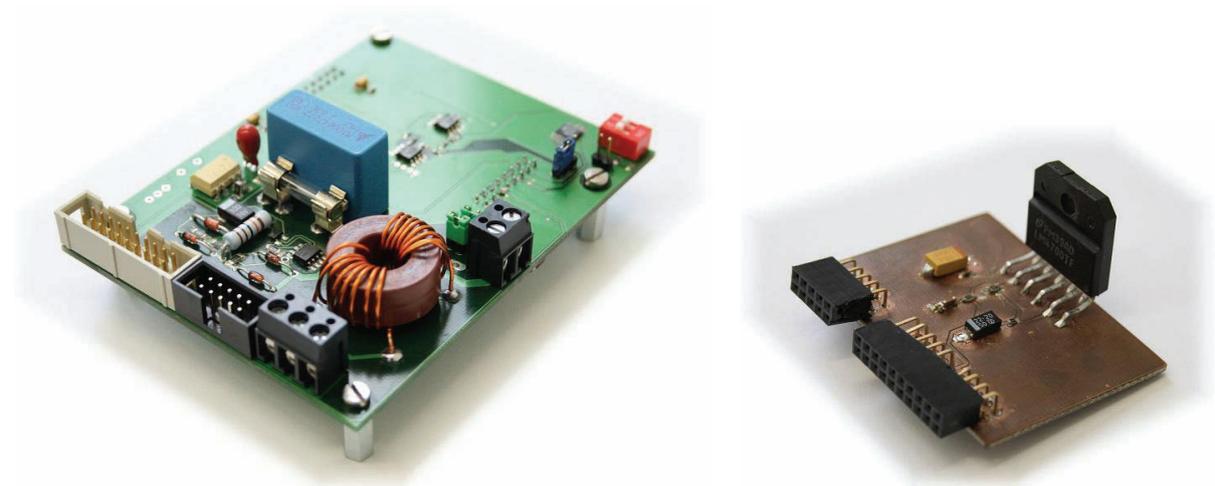


Abbildung 7.2: Prototyp der Netzankepfung und des Sendeendverstärkers

Mit der digitalen Basisplattform, dem analogen Frontend und der Netzankepfung ergibt sich demzufolge das in Abbildung 7.3 dargestellte Blockschaltbild der Prototypen des PLC-Systems. Eine bidirektionale Schnittstelle zwischen dem Übertragungssystem und Peripheriegeräten wird durch eine UART zur Verfügung gestellt. Im Sendemodus werden die Daten durch diese Schnittstelle dem Modulator übergeben. Der Beginn der Nachrichtenübermittlung ist dabei abhängig vom nulldurchgang der Netzwechselspannung, der mittels der Detektionsschaltung bestimmt wird. Nach der D/A-Wandlung wird das analoge Sendesignal durch die Sendeendstufe verstärkt und mit Hilfe des Kopplers in das Energieversorgungsnetz eingekoppelt. Im Empfangsmodus wird der Sendepfad stumm geschaltet. Das über den Koppler vom Stromnetz ausgekoppelte Signal wird zunächst gefiltert und der programmierbaren Verstärkung zugeführt. Im Anschluss an die A/D-Wandlung wird das erste Symbol eines OFDM-Rahmens der Signaldetektion sowie der digitalen Verstärkungsregelung übergeben. Die Komponente Signaldetektion signalisiert der AGC ob ein Nutzsinal oder lediglich ein Rauschsignal am Eingang des PLC-Modems anliegt.

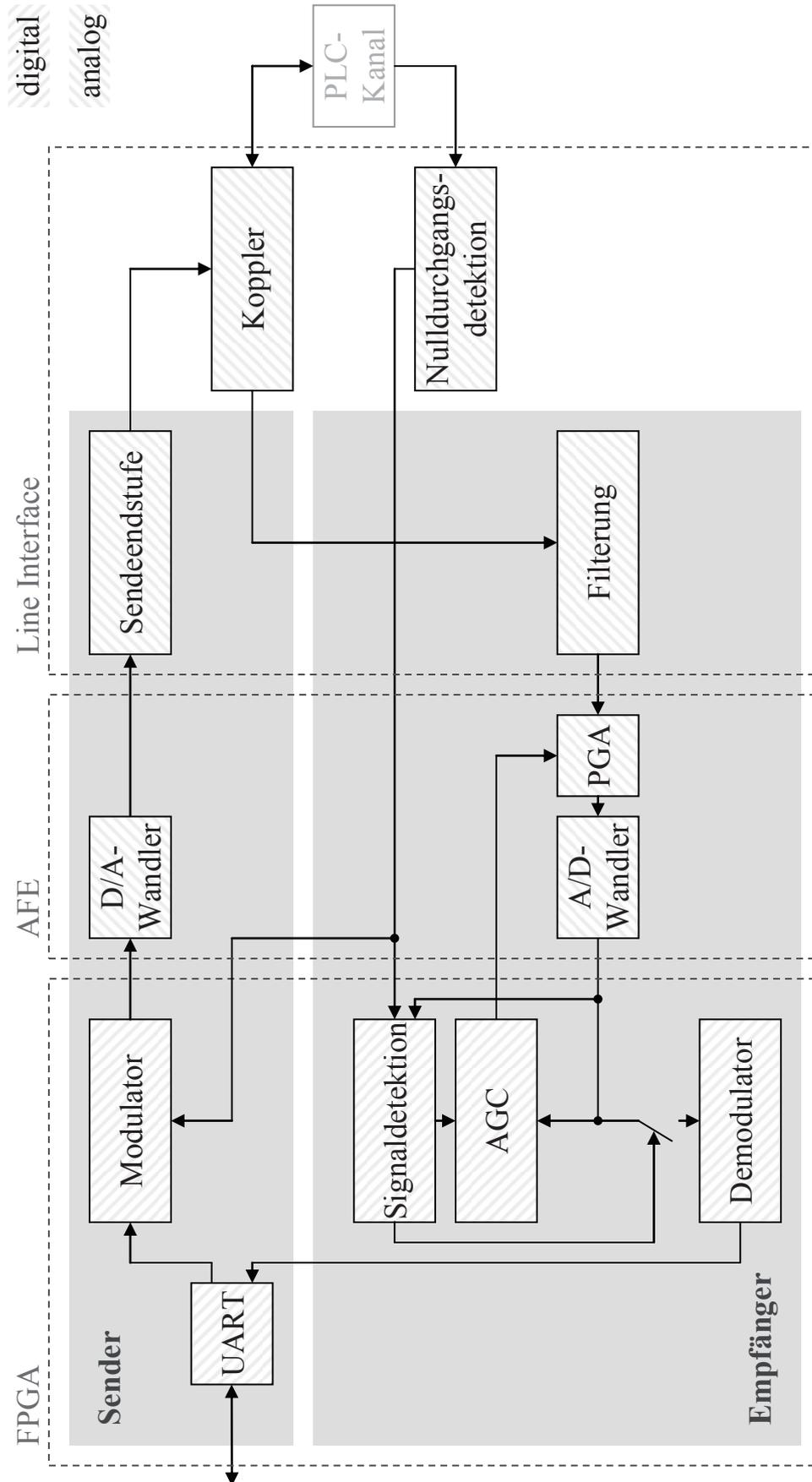


Abbildung 7.3: Blockschaltbild des Prototypen

Im Falle eines Nutzsignals wird das A/D-gewandelte Signal dem Demodulator zur Rekonstruktion der übermittelten Daten zugeführt. Im anderen Fall wird die Verstärkung des Eingangssignals durch die PGA auf den minimal zulässigen Wert verringert. Die rekonstruierten Daten werden über die serielle Schnittstelle an die Peripherie übergeben.

7.2 Parameter des Testsystems und Referenzkanäle

Aufbau der Testumgebung

Im Hinblick auf die Analyse der Leistungsfähigkeit des Übertragungssystems ist die Konfiguration des Testsystems ein entscheidender Aspekt zur Bewertung der Ergebnisse. Die Prototypen des OFDM-Systems arbeiten gemäß der Spezifikation in Kapitel 4 im Halbduplex-Betrieb. Die Datenübertragung zwischen den beiden Prototypen erfolgte über den in Kapitel 2 vorgestellten PLC-Kanalemulator, um reproduzierbare und damit vergleichbare Ergebnisse der Bitfehlerraten zu erhalten. Abbildung 7.4 verdeutlicht den Testaufbau.

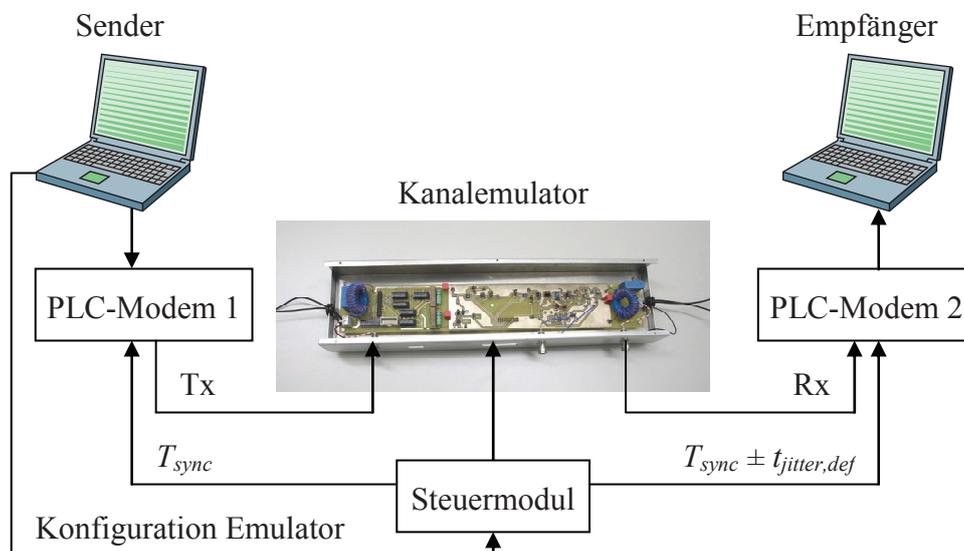


Abbildung 7.4: Blockschaltbild des Testaufbaus

Der Test der Modemprototypen erfolgte zunächst unter Verwendung der Basisplatine und des AFE zur Bestimmung der Bitfehlerrate in Abhängigkeit des normierten Signal-Rauschverhältnisses E_b/N_0 . Die binären Sendedaten werden mittels eines Standard-PCs an PLC-Modem 1 übergeben, in das entsprechende

analoge Sendesignal transformiert und über den emulierten PLC-Kanal übertragen. Das PLC-Modem 2 rekonstruiert die gesendeten Daten und übermittelt sie an den empfängerseitigen PC. Die Auswertung der Bitfehlerraten erfolgt offline durch Vergleich von Sende- und Empfangsdaten. Neben der Bereitstellung der zu übertragenden Daten wird der senderseitige PC zur Konfiguration des Emulators über eine graphische Oberfläche genutzt. Die Parameter des PLC-Kanals werden damit an das Steuermodul des Emulators übermittelt, das die physikalische Konfiguration des Emulators durchführt. Neben der Steuerung des Emulators wird das Steuermodul zusätzlich zur Synthetisierung eines Signals mit der Frequenz der Netzwechselfspannung herangezogen. Das Modul stellt hierbei dem senderseitigen Modem den Synchronisationszeitpunkt T_{Sym} zur Verfügung, während dem empfängerseitigen Modem ein um die Zeit $\pm t_{jitter,def}$ variiertes Synchronisationszeitpunkt übergeben wird. Die Zeit $\pm t_{jitter,def}$ ist dabei im Rahmen der Messergebnisse aus Kapitel 4 innerhalb des Intervalls $\pm 60 \mu s$ definiert und reproduzierbar.

Analyse der FEC- und ARQ-Verfahren

Wie in Abbildung 7.4 bereits ersichtlich wird, wurde zur Analyse der Bitfehlerraten des Nachrichtensystems je ein Prototyp als Sender und Empfänger konfiguriert. Dies ist zulässig, da nach den Betrachtungen in Kapitel 2 ein in beide Übertragungsrichtungen symmetrischer Kanal angenommen werden kann und eine Umschaltung zwischen Sende- und Empfangsmodus demnach entfallen kann. Bezüglich der Untersuchung der Leistungsfähigkeit von ARQ-Verfahren ist dabei jedoch zu beachten, dass die empfangenen Daten in Abhängigkeit der Blockanzahl B abwechselnd als Daten des Masters bzw. als Antwort des Slaves betrachtet werden müssen, siehe Abbildung 7.5.

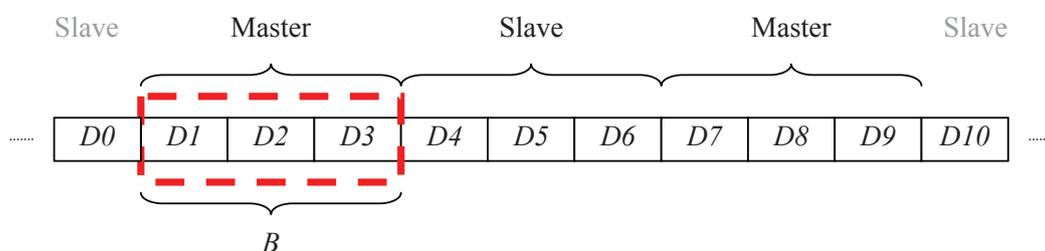


Abbildung 7.5: Verfahren zur Analyse von ARQ-Strategien

Bei einer Blockanzahl von beispielsweise $B = 3$ werden entsprechend die OFDM-Symbole $D1-D3$ als Nachricht vom Master interpretiert, während die folgenden OFDM-Symbole $D4-D6$ die Antwort des Slaves darstellen.

Definition der Referenzkanäle

Die Referenzkanäle des Emulators orientieren sich grundsätzlich an den in Kapitel 2 und Anhang B diskutierten und zur Simulation der FEC- und ARQ-Verfahren herangezogenen Referenzkanälen. Zur Untersuchung der fehlerkorrigierenden und fehlererkennenden Verfahren wurden in der Simulation insbesondere die Referenzkanäle *AWGN+PI-1* und *REAL* näher betrachtet. Die Simulation der automatischen Wiederholungsanforderung beschränkte sich auf die Referenzkanäle *AWGN*, *AI*, *PI-1*, *PI-2* und deren Kombination. Neben den dort untersuchten Kombinationen der Störszenarien wurden die Referenzkanäle für die Versuchsreihe mit den Modemprototypen um weitere Szenarien erweitert. Die Definition dieser zusätzlichen Referenzkanäle basiert im Wesentlichen auf Erfahrungswerten, die im Rahmen der Messkampagne hinsichtlich typischer Störszenarien gewonnen werden konnten (siehe Kapitel 2). Insbesondere die Häufigkeit, mit der einzelne Störerklassen beobachtet werden konnten, war hierbei ausschlaggebend für die in Tabelle 7.1 aufgeführten Referenzkanäle.

Tabelle 7.1 Referenzkanäle der Versuchsreihe mit Prototypen des PLC-Systems

<i>AWGN</i>	<i>AI</i>	<i>PI-1</i>	<i>PI-2</i>	<i>NB</i>
aktiv	aktiv	-	-/-	-/-/-
		1	-/-	-/-/-
			-/-	-/-/-
		1	1/50 kHz	-/-/-
			1/100 kHz	-/-/-
			-/-	1/90 kHz/99 kHz

Alle Störszenarien beinhalten das Hintergrundrauschen *AWGN*. Zur Untersuchung der Prototypen umfasst ein Referenzkanal weiterhin ausschließlich den *AWGN*-Kanal, um den Vergleich der theoretisch erreichbaren Bitfehlerraten mit den tatsächlich erzielten Werten des PLC-Systems vergleichen zu können.

Alle übrigen Störszenarien umfassen zusätzlich aperiodische Impulsstörer *AI* gemäß den Parametern aus Anhang B. Daneben umfassen relevante PLC-Kanäle im Allgemeinen periodische, netzsynchrone Impulsstörer *PI-1*, deren Anzahl innerhalb der Referenzkanäle der Tabelle entnommen werden kann. Periodische, netzasynchrone Impulsstörer *PI-2* treten im Allgemeinen vergleichsweise selten auf. Im Rahmen der Messreihe wurden Impulsstörer *PI-2* mit den Wiederholfrequenzen 50 und 100 kHz emuliert. Weiterhin wurde ein Referenzkanal mit einem Schmalbandstörer definiert. Die Frequenz des Schmalbandstörers wird hierbei in einem Intervall von 90-99 kHz während einer Dauer von 600 μ s linear frequenzmoduliert. Diese Eigenschaft der Frequenzmodulation ist auf Messergebnisse an realen PLC-Kanälen zurückzuführen, die ein entsprechendes Verhalten außerhalb des relevanten Übertragungsbandes A der CENELEC-Bänder gezeigt haben.

Anforderungen an das Übertragungssystem

Ein zentraler Aspekt des Neuentwurfs ist die Zuverlässigkeit des Übertragungssystems hinsichtlich der Synchronisation. Hierbei ist von besonderer Bedeutung, dass unter allen Umständen eine Synchronisation der Nachrichteneinrichtung ermöglicht wird, da im Falle des Synchronisationsverlustes generell eine Übertragung ausgeschlossen ist und die entsprechenden Kommunikationseinrichtung eine „Hidden Node“ bildet.

Neben der Störfestigkeit des Synchronisationsverfahrens ist im Folgenden vor allem die Datenrate im Zusammenhang mit der Bitfehlerrate bei uncodierter wie auch codierter Nachrichtenübertragung zu beachten. Die von den EVU angestrebten Datenraten von 3-4 kbit/s bilden dabei die minimal geforderte Grenze der PLC-Modems, die es bei der Bewertung der Robustheit des Gesamtssystems im Zusammenhang mit FEC- und ARQ-Verfahren einzuschätzen gilt.

7.3 Ergebnisse der Messreihen

Die Analyse der Leistungsfähigkeit der PLC-Modems erfolgte am Kanalemulator, um die Ergebnisse in weiterführenden Messreihen reproduzieren und mit derzeit verfügbaren PLC-Systemen vergleichen zu können. Daneben wurden die Prototypen am Energieversorgungsnetz erfolgreich in Betrieb genommen. Da die im Rahmen dieser Messungen aufgetretenen Kanaleigenschaften nicht

reproduziert werden können, wird im Folgenden auf eine detaillierte Diskussion der Messergebnisse am Energieversorgungsnetz verzichtet. Die Untersuchung der Leistungsfähigkeit der Prototypen des PLC-Systems wird hingegen viel mehr mit den am Kanalemulator ermittelten Messergebnissen durchgeführt. Hierbei wurden die zuvor definierten Referenzkanäle und die in den Kapiteln 5 und 6 ermittelten Simulationsergebnisse berücksichtigt. Erste Messreihen befassten sich mit der durch den Einsatz der automatischen Verstärkungsregelung erzielbaren Verbesserung der Übertragungsqualität der Prototypen. Für diese Messreihen wurden keine FEC- und ARQ-Verfahren eingesetzt. Die automatische Verstärkungsregelung erzielte dabei hinsichtlich des normierten Signal-Rauschverhältnisses E_b/N_0 im Mittel einen Gewinn von etwa 2 dB. Der Prototyp der AGC erreicht damit in guter Näherung die in Kapitel 5 diskutierten Simulationsergebnisse. Lediglich unter dem Einfluss einer höheren Anzahl von Impulsstörern kann ein zusätzlicher Gewinn durch die AGC erzielt werden. Abbildung 7.6 zeigt die am Kanalemulator bestimmten Bitfehlerraten der Prototypen des PLC-Systems ohne und mit automatischer Verstärkungsregelung am Referenzkanal $AWGN + AI + PI-1$ in Teilabbildung a). Unter dem Einfluss eines weiteren Impulsstörers $PI-1$ erhöht sich die Bitfehlerrate geringfügig, siehe Teilabbildung b). Der Gewinn bei einer Datenübermittlung mit AGC gegenüber der Übertragung ohne AGC bleibt jedoch nahezu unverändert. Insbesondere auf stark impulsstörerbelasteten Übertragungsstrecken kann die AGC demnach einen Beitrag zur Verbesserung der Übertragungsqualität des PLC-Systems leisten.

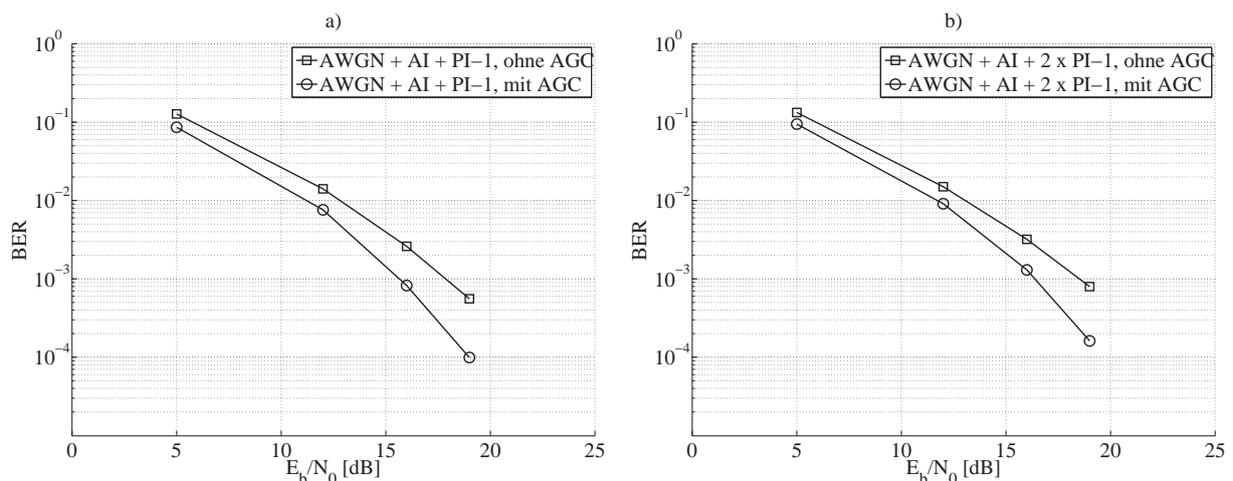


Abbildung 7.6: Leistungsfähigkeit der Prototypen ohne und mit AGC

Neben der Untersuchung der AGC, wurden umfangreiche Messreihen zur Analyse der Leistungsfähigkeit von FEC-Verfahren mit den Prototypen des PLC-Systems durchgeführt. Hierbei wurden insbesondere FEC-Verfahren in die Messreihen einbezogen, die bereits bei den in Kapitel 6 diskutierten Simulationsergebnissen die höchsten Codierungsgewinne gezeigt haben.

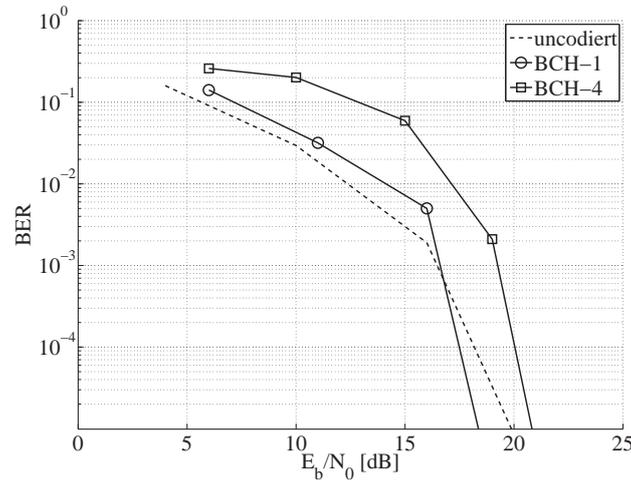


Abbildung 7.7: Messergebnisse der BER der Prototypen mit BCH-Codes

Die zu übertragenden codierten Daten wurden für alle Messungen offline an einem Standard-PC codiert und decodiert. Die Simulationsergebnisse wurden in allen Fällen in guter Näherung erreicht und bestätigt. Abbildung 7.7 zeigt die gemessenen Bitfehlerraten von BCH-Codes gegenüber der uncodierten Nachrichtenübermittlung am Referenzkanal $AWGN + AI + PI-1 + PI-2$.

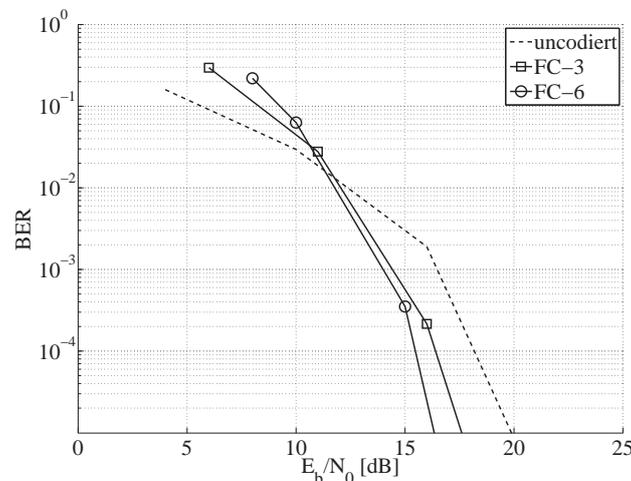


Abbildung 7.8: Messergebnisse der BER der Prototypen mit Faltungscodes

Einige Messergebnisse der Bitfehlerraten mit Faltungscodes sind in Abbildung 7.8 exemplarisch dargestellt, ebenfalls für den Referenzkanal $AWGN + AI + PI-1 + PI-2$. Auch im Falle der Faltungscodes stimmen die gemessenen Bitfehlerraten gut mit den Ergebnissen der Simulationen überein. Für die Untersuchung der Leistungsfähigkeit der Prototypen mit ARQ-Verfahren wurde der in Kapitel 6 diskutierte Code $CRC-6$ zur Fehlererkennung genutzt. Neben der Leistungsfähigkeit dieses CRC-Codes konnte im Zusammenhang mit der automatischen Wiederholungsanforderung in Kapitel 6 bereits festgestellt werden, dass mit steigender Blocklänge B auch die mittlere Anzahl m_R an Übertragungen zur einmaligen, fehlerfreien Übermittlung eines Datenrahmens ansteigt. Daher wurde die Untersuchung der ARQ-Verfahren am Kanalemulator auf Blocklängen von $B=3$ und $B=9$ beschränkt. Die Ergebnisse dieser Messreihen am Referenzkanal $AWGN + AI + PI-1 + PI-2$ sind in Tabelle 7.2 zusammengefasst. Die Nettodatenrate ergibt sich dabei nach Abzug der Anzahl der für die Fehlererkennung mittels CRC-Code übertragenen Redundanzbits.

Tabelle 7.2 Ergebnisse der Untersuchung von ARQ-Verfahren

E_b/N_0	$m_R, B=3$	Nettodatenrate	$m_R, B=9$	Nettodatenrate
19	1,0102	7,302 kbit/s	1,0194	7,254 kbit/s
15	1,4411	5,131 kbit/s	3,8104	1,941 kbit/s
10	2,9364	2,518 kbit/s	8,6188	0,858 kbit/s
6	20,4584	0,361 kbit/s	57,2835	0,129 kbit/s

Den Simulationsergebnissen entsprechend ergibt sich für eine kürzere Blocklänge B mit sinkendem E_b/N_0 eine geringere mittlere Anzahl an Übertragungen eines Datenrahmens gegenüber einer erhöhten Blocklänge. Die Erhöhung von m_R gegenüber den Simulationsergebnissen aus Kapitel 6 ist auf den zusätzlichen periodischen Impulsstörer $PI-2$ zurückzuführen.

Ein wesentlicher Aspekt zur Bewertung der Leistungsfähigkeit des PLC-Systems ist die resultierende Datenrate unter dem Einfluss der FEC- und ARQ-Verfahren. Anhand der untersuchten FEC-Verfahren ergeben sich im Falle der Faltungscodierung Nettodatenraten von 3,84 kbit/s für $R_C = 1/2$ bzw. 2,56 kbit/s für $R_C = 1/3$. Unter Verwendung von BCH-Codes resultieren Coderaten, die identische Größenordnungen annehmen. Für die ARQ-Verfahren wird anhand der

beispielhaften Messergebnisse aus Tabelle 7.2 deutlich, dass bei einer Blocklänge von $B = 3$ und einem $E_b/N_0 = 10$ dB nur noch eine Datenrate von 2,518 kbit/s zur Verfügung steht. Für eine Coderate von $R_C = 1/2$ unter Verwendung von FEC-Verfahren wird für $E_b/N_0 \geq 6$ dB die von den EVU geforderte Untergrenze der Datenrate von Systemen zur Zählerfernabfrage erreicht, während beim Einsatz von ARQ-Verfahren ein höheres Signal-Rauschverhältnis erforderlich ist. Eine weitere Verschlechterung des normierten Signal-Rauschverhältnisses führt bei ARQ-Verfahren unweigerlich zu einem weiteren deutlichen Anstieg von m_R und damit zu einer lediglich geringen verbleibenden Nettodatenrate. Vergleicht man die unter derartigen Umständen erzielbaren Nettodatenraten mit den erzielbaren Datenraten derzeit verfügbarer, in Kapitel 1 aufgeführten PLC-Modems, so scheint sich das neuartige OFDM-basierte PLC-System auf den ersten Blick nur in geringem Maße von diesen Modems zu unterscheiden. Der entscheidende Vorteil der neuartigen PLC-Modems ist hierbei jedoch das robuste Synchronisationsverfahren. Während derzeit verfügbare PLC-Modems massiv dem Einfluss der PLC-Störumgebung unterliegen und häufig aufgrund mangelnder Synchronisation durch starke Impulsstörer dem „Hidden Node Problem“ unterliegen, gewährleistet die Synchronisation mittels Nulldurchgangssynchronisation eine ständige Verfügbarkeit der neuartigen PLC-Systeme, auch unter extremen Störbedingungen.

Da bei Verwendung von FEC-Verfahren für den Fall einer fehlerbehafteten, nicht zu korrigierenden Übertragung zusätzliche Mechanismen zur erneuten Anforderung eines Datenrahmens zur Verfügung gestellt werden müssen, ist der Einsatz von ARQ-Verfahren - wie bereits in Kapitel 6 diskutiert wurde - unumgänglich. Der Einsatz von fehlerkorrigierenden Verfahren ist zwar im Rahmen weiterer Untersuchungen zur Verbesserung der Übertragungsqualität in Kombination mit ARQ-Verfahren denkbar, vor dem Hintergrund einer kostengünstigen Lösung jedoch nicht zwingend erforderlich.

7.4 Zusammenfassung

Im Rahmen des vorangegangenen Kapitels wurde die Leistungsfähigkeit der Prototypen diskutiert. Ausgehend von der grundlegenden FPGA-basierten Hardwareplattform wurde die Implementierung des analogen Frontends und der Netzankopplung diskutiert. Der daraus resultierende Aufbau des Gesamtsystems

und die Konfiguration des Modems wurden jeweils im Sende- und Empfangsmodus diskutiert.

Bezüglich der Messkampagne wurde im Folgenden der Testaufbau mit den Prototypen und dem Kanalemulator erläutert. Aufgrund der symmetrischen Kanalbedingungen konnten die Modems im Versuchsaufbau jeweils fest als Sender und Empfänger konfiguriert werden. Zur Untersuchung der Leistungsfähigkeit der ARQ-Verfahren musste dabei berücksichtigt werden, dass die aus dem Gesamtdatenstrom resultierenden Blöcke jeweils abwechselnd als Nachricht des Masters und des Slaves zu interpretieren waren. Für die Analyse der Bitfehlerraten uncodierter wie auch codierter Übertragungen wurden im Anschluss Referenzkanäle definiert. Ausgehend von den Anforderungen an das Übertragungssystem wurden die Bitfehlerraten der Messreihen am Kanalemulator sowie am Energieversorgungsnetz präsentiert und beurteilt.

Zur Verifikation des PLC-Systems wurde als Übertragungskanal zunächst ein Störszenario mit weißem gaußschem Rauschen herangezogen. Hierbei konnte gezeigt werden, dass die Leistungsfähigkeit der Prototypen gut mit den in der Simulation bestimmten Resultaten übereinstimmt. Die Analyse der Leistungsfähigkeit der AGC unter Einfluss unterschiedlicher Störszenarien zeigte, dass mit der AGC eine Verbesserung des normierten Signal-Rauschverhältnisses von maximal 5 dB, im Mittel etwa um 2 dB, erzielt werden kann.

Die weiterführenden Untersuchungen hinsichtlich der BER des PLC-Systems mit FEC-Verfahren bestätigten in guter Näherung die Simulationsergebnisse. Auch die Analyse der ARQ-Verfahren unterstützte die simulativ ermittelten Ergebnisse dieser Übertragungsstrategie. Der Vergleich FEC-codierter Übertragungen mit CRC-basierten ARQ-Verfahren zeigte, dass Nachrichtenübermittlungen mit Vorwärtsfehlerkorrektur an Power Line Kanälen lediglich einen geringen Gewinn hinsichtlich der Bitfehlerrate erzielen können. Vor diesem Hintergrund konnte festgestellt werden, dass ARQ-Verfahren für eine Übertragung im CENELEC-Band A zu favorisieren sind, während FEC-Verfahren im Allgemeinen lediglich vernachlässigbar geringe Codierungsgewinne an realen Power Line Kanälen zur Verfügung stellen. Die Nettodatenrate verringert sich bei Einsatz von automatischen Wiederholungsanforderungen zwar deutlich, aber dennoch ist die Anwendung von ARQ-Verfahren unerlässlich, da eine fehlerfreie Übertragung mit einem kostengünstigen FEC-Verfahren nicht erreicht werden kann.

8 Zusammenfassung

Der in den vergangenen Jahren sich deutlich abzeichnende Klimawandel und der Rückgang zur Verfügung stehender natürlicher Energieressourcen sind Ursache für bevorstehende weltweite und umfassende Einsparmaßnahmen in vielen Bereichen des alltäglichen Lebens. Ein zentraler Aspekt im Hinblick auf die Einsparung von Primärenergie ist dabei die Reduzierung des Verbrauchs elektrischer Energie. Um das Verhalten der Endverbraucher zu beeinflussen, müssen die Energieversorger ihren Kunden ermöglichen, ihren jeweiligen Energiebedarf zeitnah zu überwachen. Die Fernabfrage von Energiezählern und die Bereitstellung von Energiemehrwertdiensten für die Endkunden stellen hierbei einen zentralen Ansatz dar. Während der Aufbau spezieller Kommunikationsinfrastrukturen mittels üblicher drahtgebundener oder auch drahtloser Übertragungsverfahren hohe Kosten mit sich bringt, verursacht die Nutzung der bereits vorhandenen Energieversorgungsleitungen keinerlei zusätzliche Kosten in Bezug auf das Übertragungsmedium. Es liegt daher sehr nahe, die Power Line Kommunikation für die Aufgabe der Zählerfernabfrage heranzuziehen. Im Rahmen dieser Arbeit wurde für eine auf den Versorgungsleitungen integrierte Datenkommunikation eine Bitübertragungsschicht entwickelt, welche den derzeitigen wie auch zukünftigen Anforderungen an die Zählerfernabfrage gerecht wird.

Kanaleigenschaften des Energieversorgungsnetzes

Ein wesentlicher limitierender Faktor eines jeden Kommunikationssystems ist generell der verfügbare Übertragungskanal. Dessen Eigenschaften beeinflussen

die Qualität einer Nachrichtenübermittlung entscheidend. Im Falle der Power Line Kommunikation existiert bereits eine Vielzahl von Untersuchungen der Kanaleigenschaften. Für die normgerechte Datenübertragung auf der Grundlage der CENELEC-Norm EN 50065 gab es jedoch bislang lediglich wenige, zum Teil bereits über 10 Jahre alte Untersuchungen, deren Ergebnisse im Rahmen der vorliegenden Arbeit erneut verifiziert und überprüft werden mussten. Während die Zugangsimpedanz wesentlichen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit von Sendeendstufen hat, begrenzt das komplexe Störszenario von Power Line Kanälen die Leistungsfähigkeit digitaler Übertragungssysteme stark. Vor diesem Hintergrund wurde auf der Basis umfangreicher Messreihen der Zugangsimpedanz und des Störszenarios ein Modell zur Simulation der Kanaleigenschaften und Verifikation von Systemkonzepten erstellt. Zusätzlich fanden die Ergebnisse Anwendung im Aufbau eines weiterentwickelten Kanalemulators. Im Hinblick auf die Kanaleigenschaften erfolgte eine Analyse der Zweckmäßigkeit der derzeitigen Normung gemäß EN 50065. Hierbei wurde festgestellt, dass die Annahmen bezüglich der Zugangsimpedanz von Power Line Kanälen innerhalb dieser Norm deutlich von den Bedingungen realer PLC-Kanälen abweichen und demnach keine für einen Systementwurf geeigneten Werte zur Verfügung stellen. Gleichzeitig wurde gezeigt, dass aufgrund der aktuellen Vorschriften zwar eine Begrenzung der maximalen Sendeamplitude stattfindet, jedoch keine Begrenzung der maximalen Sendeleistung vorgegeben ist. Vor dem Hintergrund der niedrigen Zugangsimpedanzen in den Frequenzbändern A-D und der steigenden Impedanzen zu höheren Frequenzen hin, erscheint eine Überarbeitung der derzeitigen Norm und eine Öffnung des Frequenzbereichs bis 500 kHz ratsam.

Entwurf des Kommunikationssystems

Auf der Grundlage der Eigenschaften von PLC-Kanälen und unter Berücksichtigung der Normierung erfolgte daraufhin der Entwurf eines neuartigen Kommunikationssystems. Die Analyse klassischer Übertragungsverfahren der Power Line Kommunikation zeigte, dass Einträgerverfahren aufgrund der widrigen Kanaleigenschaften nur in unbedeutendem Umfang für die Datenübertragung auf Stromnetzen geeignet sind. Bandspreizende Verfahren erhöhen zwar generell die Robustheit gegenüber einzelnen Störerklassen, verringern jedoch die ohnehin schlechte Bandbreiteneffizienz von Einträgerverfahren weiter. Das Mehrträgerverfahren OFDM stellt in dieser Hinsicht eine deutlich bessere Bandbreiteneffizienz zur Verfügung. Die Struktur eines entsprechenden OFDM-Systems wurde daraufhin vorgestellt und eine Analyse

der Symboldauer zur Steigerung der Robustheit des Verfahrens gegenüber Impulsstörern durch Erhöhung der Symboldauer durchgeführt. Zur Modulation der einzelnen Unterträger wurde das DBPSK-Verfahren ausgewählt. Hinsichtlich der Synchronisation des PLC-Systems wurden daraufhin zunächst herkömmliche Synchronisationsverfahren untersucht. Diese Analyse zeigte, dass herkömmliche Synchronisationsstrategien für die Power Line Kommunikation aufgrund des hohen Aufwandes sowie der geringen Störresistenz bei hohen Kanaldämpfungen im Hinblick auf kostengünstige Kommunikationseinrichtungen keine befriedigende Lösung bieten können. Die Detektion der Nulldurchgänge der Netzwechselspannung lässt sich dahingegen mit einfachen, kostengünstigen Schaltungen realisieren. Die in diesem Zusammenhang auftretenden Jitter der Synchronisationszeitpunkte wurden im Rahmen umfangreicher Messkampagnen analysiert. Hierbei konnte festgestellt werden, dass die Abweichungen sich im Rahmen gewisser, quasi konstanter Grenzen bewegen. Zur Eliminierung der Synchronisationsfehler durch die Nulldurchgangsdetektoren wurden Schutzintervalle verwendet. Auf der Grundlage des OFDM-Verfahrens und der störresistenten Synchronisation mittels Netzspannungsnulldurchgang wurde zunächst das Konzept eines neuen PLC-Modems für die Datenübertragung im CENELEC-Band A vorgestellt. Vor dem Hintergrund der digitalen FPGA-basierten Implementierung wurden die Systemparameter festgelegt. Die analoge Schnittstelle, die Sende- und Empfangsendstufe und die Koppelkomponenten wurden in diesem Zusammenhang vorgestellt.

Verfahren zur Optimierung der Datenübertragung

Neben dem Entwurf und der Implementierung einer neuartigen Modemgeneration wurden im Rahmen dieser Arbeit Verfahren zur Verbesserung der Übertragungsqualität entwickelt und untersucht. Aufgrund der teilweise hohen Kanaldämpfung an Energieversorgungsnetzen stellt die automatische Verstärkungsregelung einen wichtigen Bestandteil eines PLC-Modems dar, um den Empfänger möglichst in seinem optimalen Bereich auszusteuern. Unter Berücksichtigung des Störszenarios typischer PLC-Kanäle wurde ein neuartiges Konzept einer automatischen Verstärkungsregelung auf der Basis von RMS-Detektoren präsentiert. Die Stabilität des Regelkreises wurde bewiesen. Die Funktionalität der AGC wurde mittels Simulationen und ergänzenden Messreihen gezeigt.

Die wichtigsten, im Rahmen von PLC-Anwendungen häufig diskutierten und allgemein als optimal dargestellten Verfahren zur Kanalcodierung wurden in einem weiteren Schritt analysiert. In diesem Zusammenhang hat sich gezeigt, dass

einfache, kostengünstige Codierungsverfahren lediglich in Ausnahmefällen Codierungsgewinne ermöglichen, an realen PLC-Kanälen im Allgemeinen aber keine merkliche Leistungssteigerung bewirken. Die weiterhin untersuchten ARQ-Verfahren verringern zwar die resultierende Nettodatenrate von PLC-Systemen in Abhängigkeit vom Signal-Rauschverhältnis deutlich, im Hinblick auf eine kostengünstige Implementierung von Modems zur Zählerfernabfrage stellen sie jedoch in Kombination mit CRC-Codes eine sinnvolle Variante gegenüber FEC-Verfahren dar. Die Simulationsergebnisse bezüglich FEC- und ARQ-Verfahren konnten mittels der Prototypen der neuartigen Modems am Kanalemulator bestätigt werden.

Fazit und Ausblick

Auf der Grundlage von OFDM und der Anwendung einer störresistenten Synchronisation mittels Nulldurchgangsdetektion steht mit dem in dieser Arbeit vorgestellten Modem eine Plattform zur robusten Datenübertragung für die Zählerfernabfrage zur Verfügung. Kostengünstige FEC-Verfahren können nur geringfügig zur Verbesserung der Übertragungsqualität beitragen. Die vorgeschlagene automatische Verstärkungsregelung sowie die Anwendung von ARQ-Verfahren bieten hingegen eine effektive Verbesserung der Übertragungsqualität, sowie der Verfügbarkeit der Kommunikationsverbindungen. Unter Berücksichtigung der Kanaleigenschaften ist eine Änderung und Anpassung der derzeitigen Normierung bezüglich der Nutzung von Frequenzen bis 500 kHz empfehlens- und erstrebenswert. Eine erweiterte, eingehende Analyse der Kanaleigenschaften in diesem Frequenzbereich kann hierbei die Grundlage für robuste und gleichzeitig kostengünstige PLC-Systeme bei deutlich verminderter Leistungsaufnahme gegenüber derzeitigen Systemen bilden. Demnach sind im nächsten Schritt Energieversorger wie auch Systementwickler gefordert, entsprechende Anregungen in den Normierungsgremien einzubringen. Eine Anpassung bzw. Neufassung der derzeitigen Norm wird sich demnach als elementare Grundlage zur weiteren Verbesserung und erfolgreichen Nutzung der Power Line Kommunikation für die Zählerfernabfrage und für kommende Energiemehrwertdienste erweisen.

9 Literaturverzeichnis

- [AdaN05] Adaptive Networks; *Adaptive Networks Powerline Products – AN48*; <http://www.adaptivenetworks.com>; Needham; USA; 2005.
- [AdEU06] Amtsblatt der Europäischen Union; *Richtlinie 2006/32/EG des Europäischen Parlaments und des Rates über Endenergieeffizienz und Endenergieleistungen und zur Aufhebung der Richtlinie 93/76/EWG des Rates*; L114/64; Brüssel; 2006.
- [ADev04] Analog Devices; *AD9235 – 12-Bit, 20/40/65 MSPS 3V A/D Converter*; http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD9235.pdf; Norwood; USA; 2004.
- [ADev05] Analog Devices; *AD5445 – 8-/10-/12-Bit, High Bandwidth Multiplying DAC with Parallel Interface*; http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD5424_5433_5445.pdf; Norwood; USA; 2005.
- [ADev06] Analog Devices; *AD8032 – 2.7 V, 800 μ A, 80 MHz Rail-to-Rail I/O Amplifier*; http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD8031_8032.pdf; Norwood; USA; 2006.
- [ADev07] Analog Devices; *AD5231 – Nonvolatile Memory, 1024-Position Digital Potentiometer*; http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD5231.pdf; Norwood; USA; 2007.
- [AfkH05] Afkhamie, K. H.; Katar, S.; Yonge, L.; Newman, R.; *An overview on the upcoming HomePlug AV standard*; Vancouver; Kanada; Proceedings of the 9th International Symposium on Power Line Communications and its Applications; 2005.

- [Alte05] Altera Corporation; *Cyclone II Device Handbook, Volume 1*; http://www.altera.com/literature/hb/cyc2/cyc2_cii5v1.pdf San Jose; USA; 2005.
- [AMIS05] AMIS Semiconductor; *AMIS-30585 S-FSK PLC Modem Data Sheet*; http://www.amis.com/pdf/amis30585_ds.pdf; Pocatello; USA; 2005.
- [ARIB02] Association of Radio Industries and Business; *ARIB STD-T84, Power Line Communication Equipment (10kHz-450kHz)*; Japan, 2002.
- [Aret00] Aretz, K.; Gröting, W.; Kern, R.; Troks, E.; *Das vernetzte Haus*; Funkschau 26/2000.
- [Arzb98] Arzberger, M.; *Datenkommunikation auf elektrischen Verteilnetzen für erweiterte Energiedienstleistungen*; Berlin; Logos Verlag; 1998.
- [Babi07] Babic, M.; *Analyse und Optimierung codierter OFDM-Systeme für schnelle Powerlinekommunikation*; Duisburg, Köln; Wiku-Verlag Dr. Stein; 2007.
- [Baha04] Bahai, A. R. S.; Saltzberg, B. R.; Ergen, M.; *Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM*; New York; USA; Springer Science+Business Media, Inc.; 2004.
- [Baus05] Bausch, J.; *Elektrische Installationsnetze als Datenübertragungsmedium zur Gebäudeautomatisierung*; Berlin; Mensch & Buch Verlag; 2005.
- [Bloo02] Bloomingdale, C.; Hendrickson, G.; *AN-586 Application Note: LVDS Data Outputs for High-Speed Analog-to-Digital Converters*; Norwood; USA; Analog Devices; 2002.
- [Boss99] Bossert, M.; *Channel Coding for Telecommunications*; Chichester; USA; John Wiley & Sons, Ltd.; 1999.
- [Brig95] Brigham, E. O.; *FFT: Schnelle Fourier-Transformation*; München; R. Oldenbourg Verlag GmbH; 1995.
- [Bron99] Bronstein, I. N.; Semendjajew, K. A.; *Taschenbuch der Mathematik*; Frank am Main; Verlag Harri Deutsch; 1999.
- [Busc04] Busch-Jaeger; *Busch-Powernet EIB – Zukunftsweisende Elektroinstallation*; <http://www.busch-jaeger.de/de/gebaeudesystemtechnik/powernet.htm>; Lüdenscheid; 2004.
- [CENE02] CENELEC EN 50065; *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*; Brüssel; 1991-2002.

- [CISP93] CISPR 16-1:1993; *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods*; Genf; CISPR Publications, 1993.
- [Chan03] Chanyagorn, P.; Kopriva, I.; Szu, H. H.; Landa, J. S.; *Communication through Narrowband Powerline Channel using Underdetermined Blind Signal Separation*; Kyoto; Japan; Proceedings of the 7th International Symposium on Power Line Communications and its Applications; 2003.
- [Chen05] Chen, C.-Y.; Sun, T.-P.; *Automatic Gain Control Circuit for Power Line Communication Application*; Herndon; USA; Proceedings of the IEEE International SOC Conference; 2005.
- [Choi07] Choi, W.-H.; Park, C.-Y.; *A simple line coupler with adaptive impedance matching for Power Line Communication*; Pisa; Italien; IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications; 2007.
- [Cohe95] Cohen, L.; *Time-Frequency Analysis*; Englewood Cliffs; NJ; Prentice Hall Signal Processing Series; Prentice Hall; 1995.
- [Cool65] Cooley, J. W.; Tuckey, J. W.; *An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series*; Providence; USA; American Mathematical Society; 1965.
- [Dega02] Degardin, V.; Lienard, M; Zeddami, A.; Gauthier, F.; Degauque, P.; *Classification and Characterization of Impulsive Noise on Indoor Power Line used for Data Communications*; IEEE Transactions on Consumer Electronics; Vol. 48; No. 4; 2002; pp. 913-918.
- [DeKI00] Deutsches Kupfer-Institut ; *Kupfer in der Elektrotechnik – Kabel und Leitungen*; Düsseldorf; Breuerdruck; 2000.
- [DINE00] DIN EN 50160; *Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen*; Berlin; DIN Deutsches Institut für Normung e.V.; 2000.
- [Dost00] Dostert, K.; *Power Line Kommunikation*; Poing; Franzis Verlag GmbH; 2000.
- [Eche05] Echelon Corp.; *PL3120 and PL3150 Power Line Smart Transceivers Data Sheet*; <http://www.echelon.com/support/documentation/datashts/153x0.pdf>; San Jose; USA; 2005.
- [EnBW07] EnBW Energie Baden-Württemberg AG; *Vom Kellerkind zum hauseigenen Energiemanager: Der „intelligente“ Stromzähler*; Pressemitteilung; Stuttgart; EnBW Unternehmenskommunikation; 2007.

- [Fabi04] Fabig, A.; *Konzept eines digitalen Empfängers für die Funknavigation mit optimierten Algorithmen zur Signaldemodulation*; Berlin; Technische Universität; Dissertationsschrift; 1995.
- [Fant03] Fant, R. L.; Vaccaro, J. J.; *Evaluation and Reduction of Multipath-Induced Bias on GPS Time-of-Arrival*; IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems; Vol. 39; No. 3; July 2003.
- [FCCM04] Federal Communication Commission; *FCC 04-245, ET Docket No. 04-37, 03-104*; http://hraunfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-04-245A1.doc; Washington; 2004.
- [Föll00] Föllinger, O.; *Laplace-, Fourier- und z-Transformation*; Heidelberg; Hüthig Verlag; 2000.
- [Frie95] Friedrichs, B.; *Kanalcodierung: Grundlagen und Anwendungen in modernen Kommunikationssystemen*; Berlin; Springer Verlag; 1995.
- [Gibs97] Gibson, J. D.; *The Communications Handbook*; Boca Raton, USA; CRC Press, Inc.; 1997.
- [Götz04] Götz, M.; *Mikroelektronische, echtzeitfähige Emulation von Powerline-Kommunikationskanälen*; Berlin; Mensch & Buch Verlag; 2004.
- [Hark04] Harke, W.; *SmartHome – Vernetzung von Haustechnik und Kommunikationssystemen im Wohnungsbau*; Heidelberg; Hüthig Verlag; 2004.
- [Hooi98] Hooijen, O.; *Aspects of Residential Power Line Communications*; Aachen; Shaker Verlag; 1998.
- [Iber07] Iberdrola S.A.; *White Paper: OPERA Technology*; http://www.ist-opera.org/drupal2/files/OP2_D51_White_Paper_Opera_Technology_v1.pdf; OPERA; IST Integrated Project No 026920; Funded by EC; 2007.
- [Jond01] Jondral, F.; *Nachrichtensysteme – Grundlagen, Verfahren, Anwendungen*; Weil der Stadt; J. Schlembach Fachverlag; 2001.
- [JonW00] Jondral, F.; Wiesler, A.; *Wahrscheinlichkeitsrechnung und stochastische Prozesse: Grundlagen für Ingenieure und Naturwissenschaftler*; Stuttgart; Teubner Studienbücher; 2000.
- [KamK01] Kammeyer, K.-D.; Kühn, V.; *MATLAB in der Nachrichtentechnik*; Weil der Stadt; J. Schlembach Fachverlag; 2001.
- [Kamm04] Kammeyer, K.-D.; *Nachrichtenübertragung*; Stuttgart; B. G. Teubner; 2004.

- [KdEG00] Kommission der Europäischen Gemeinschaft; *Aktionsplan für Energieeffizienz: Das Potenzial ausschöpfen*; Mitteilung der Kommission; COM(2006)545 endgültig; Brüssel; 2006.
- [Khal04] Khalifa, O. O.; Islam, M.-D. R.; Khan, S.; *Cyclic Redundancy Encoder for Error Detection in Communication Channels*; Subang; Malaysia; IEEE RF and Microwave Conference; 2004.
- [Kien97] Kiencke, U.; *Ereignisdiskrete Systeme*; München; Oldenbourg Wissenschafts Verlag; 1997.
- [Kien05] Kiencke, U.; Jäkel, H.; *Signale und Systeme*; München; Oldenbourg Wissenschafts Verlag; 2005.
- [Kitc86] Kitchin, C.; Counts, L.; *RMS to DC Conversion Application Guide*; Norwood; USA; Analog Devices; 1986.
- [Kowa06] Kowalk, W.; *CRC Cyclic Redundancy Check Codes - Analyseverfahren mit Bitfiltern*; Oldenburg; Universität Oldenburg; Fachbereich Informatik; 2006.
- [Kros04] Kroschel, K.; *Statistische Informationstechnik. Signal- und Mustererkennung, Parameter- und Signalschätzung*; Berlin; Springer Verlag; 2004.
- [Kweo05] Kweon, D.-J.; Chin, S.-B.; Kwak, H.-R.; Kim, J.-C.; Song, K.-B.; *The Analysis of Ultrasonic Signals by Partial Discharge and Noise From the Transformer*; IEEE Transactions on Power Delivery; Vol. 20; No. 3; July 2005.
- [Lang02] Langfeld, P.; *OFDM für die schnelle Powerline Communication*; Berlin; Mensch & Buch Verlag; 2002.
- [Lasc07] Lasciandre, A.; Garotta, S.; Veroni, F.; Sacconi, E.; Guerrieri, L.; Arrigo, D.; *Experimental field trials of a utility AMR power line communication systems analyzing channel effects and error correction methods*; Pisa; Italien; IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications; 2007.
- [LinL03] Lin, Y.; Latchman, H. A.; Newman, R. E.; Katar, S.; *A Comparative Performance Study of Wireless and Power Line Networks*; IEEE Communications Magazine; Vol. 41; No. 4; 2003; pp. 54-63.
- [LinT05] Linear Technology Corporation; *LTC1563-2/LTC1563-3 – Active RC, 4th Order Lowpass Filter Family*; Milpitas, USA; Linear Technology Corporation; 2005.
- [LiuF99] Liu, D.; Flint, E.; Gaucher, B.; Kwark, Y.; *Wide Band AC Power Line Characterisation*; IEEE Transactions on Consumer Electronics; Vol. 45; No. 4; 1999; pp. 1087-1097.

- [USCG94] United States Coast Guard; *LORAN-C User Handbook*; Commandant Publication COMDTPUB P16562.6; Office of Navigation Safety and Waterway Services; Washington; USA; 1994.
- [Mäus02] Mäusl, R.; Göbel, J.; *Analoge und digitale Modulationsverfahren. Basisband und Trägermodulation*; Heidelberg; Hüthig Verlag; 2002.
- [Mein92] Meinke, H. H., Gundlach, F.-W.; *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*; Berlin; Springer Verlag; 1992.
- [Meyr98] Meyr, H. ; Moeneclaey, M.; Fechtel, S. A.; *Digital Communication Receivers*; New York; USA; John Wiley & Son, Inc.; 1998.
- [NatS04] National Semiconductor; *LM4700 Overture™ Audio Power Amplifier Series*; Santa Clara; USA; National Semiconductor; 2004.
- [Navi06] Navidpour, S. M.; Amirshahi, P.; Kavehrad, M.; *Performance Analysis of Coded MC-CDMA in Powerline Communication Channel with Impulsive Noise*; Orlando; USA; IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications; 2006.
- [Neal86] O'Neal, J. B.; *Substation Noise at Distribution Line Communication Frequencies*; IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility; Vol. 30; No.1; February 1988; pp. 71-77.
- [Osbo80] Osborne, H. C.; *Stability Analysis of an Nth Power Digital Phase-Locked Loop – Part I: First-Order DPLL*; IEEE Transactions on Communications; Volume COM-28; No. 8; August 1980; pp. 1343-1354.
- [Phil02] Philipps, H.; *Hausinterne Stromversorgungsnetze als Übertragungswege für hochratige digitale Signale*; Aachen; Shaker Verlag; 2002.
- [Proa00] Proakis, J. G.; *Digital Communications*; New York; McGraw-Hill; 2000.
- [Pies04] Piester, D.; Hetzel, P.; Bauch, A.; *Zeit- und Normalfrequenzverbreitung mit DCF77*; Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB); PTB-Mitteilungen 114; Heft 4; S. 345-368; Braunschweig; 2004.
- [Roma05] Romano, B.; *Broadband Over Power Lines in the U.S. – FCC Update*; Vancouver; Kanada; Proceedings of the 9th International Symposium on Power Line Communications and its Applications; 2005.
- [Sanz01] Sanz, A.; Garcia Nicolas, J. I.; Urriza, I.; Valdovinos, A.; *A complete node for the Power Line medium of European Home Systems specifications*; Malmö; Schweden; Proceedings of the 5th

- International Symposium on Power Line Communications and its Applications; 2001.
- [Schn98] Schneider-Obermann, H.; *Kanalcodierung - Theorie und Praxis fehlerkorrigierender Codes*; Braunschweig; Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH; 1998.
- [Scho03] Schober, H.; *Breitbandige OFDM Funkübertragung bei hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten*; Institut für Nachrichtentechnik; Universität Karlsruhe (TH); Karlsruhe; 2003.
- [Skla01] Sklar, B.; *Digital Communications: Fundamentals and Applications*; Englewood Cliffs; NJ; Prentice Hall; 2001.
- [STMi06a] ST Microelectronics; *ST7538Q – FSK Power Line Transceiver Data Sheet*; <http://www.st.com/stonline/products/literature/ds/12529/st7538q.pdf>; Genf; Schweiz; 2006.
- [STMi06b] ST Microelectronics; *ST7538Q – FSK Power Line Transceiver Data Sheet*; <http://www.st.com/stonline/products/literature/ds/12176/st7540.pdf>; Genf; Schweiz; 2006.
- [Tava90] Tavares, G.; Piedade, M. S.; *High Performance Algorithms for Digital Signal Processing AGC*; New Orleans; USA; IEEE International Symposium on Circuits and Systems; 1990.
- [TexI05] Texas Instruments Incorporated; *TMS320C2000 Digital Signal Controller Power Line Communication*; <http://focus.ti.com/lit/ug/spru714/spru714.pdf>; Dallas; USA; 2005.
- [TieS02] Tietze, U.; Schenk, C.; *Halbleiter-Schaltungstechnik*; Berlin; Springer Verlag; 2002.
- [Tosh07] Toshiba Corporation Semiconductor Company; *Toshiba Photocoupler GaAlAs Ired & Photo IC 6N138, 6N139*; http://www.semicon.toshiba.co.jp/docs/datasheet/en/Opto/6N138_6N139_en_datasheet_071001.pdf; Tokyo; Japan; 2007.
- [VDNE06] Verband der Netzbetreiber; *Wie kommt der Strom ins Haus?*; http://www.vdn-berlin.de/wie_kommt_der_strom_ins_haus.asp; 2006.
- [Vine85] Vines, R. M.; Trussel, H. J.; Shuey, K. C.; O’Neal, J. B.; *Impedance of the Residential Power-Distribution Circuit*; IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility; Vol. EMC-27; No. 1; February 1985; pp. 6-12.
- [Vite67] Viterbi, A. J.; *Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm*; IEEE Transactions on Information Theory; Vol. 13; No. 2; April 1967; pp. 260-269.

- [Wald00] Waldeck, T.; *Einzel- und Mehrträgerverfahren für die störresistente Kommunikation auf Energieverteilnetzen*; Berlin; Logos Verlag; 2000.
- [Wick95] Wicker, S. B.; *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*; Englewood Cliffs; NJ; Prentice Hall; 1995.
- [Witz85] Witzke, K. A.; Leung, C.; *A Comparison of Some Error Detecting CRC Code Standards*; IEEE Transactions on Communication; Vol. COM-33; No. 9; September 1985; pp. 996-998.
- [Yitr05] Yitran Communications; *IT800D Power Line Communication Modem Data Sheet IT800-DS-017-R14*; [http://www.itrancomm.com/media/017_IT800D%20Data%20Sheet%20\(IT800-DS-017-R1.4\).pdf](http://www.itrancomm.com/media/017_IT800D%20Data%20Sheet%20(IT800-DS-017-R1.4).pdf); Beer Sheva; Israel; 2005.
- [Zaba07] Zaballos, A.; Ravera, G. J.; Vallejo, À. V.; Selga, J. M.; *Simulation and modeling of the coexistence of polling and contention in PLC based AMR systems*; Pisa; Italien; IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications; 2007.
- [Zimm00] Zimmermann, M.; *Energieverteilnetze als Zugangsmedium für Telekommunikationsdienste*; Aachen, Shaker Verlag; 2000.
- [Zink90] Zinke, O.; Brunswig, H.; *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*; Berlin; Springer Verlag; 1990.

Eigene Veröffentlichungen und Patentanmeldung

- [Babi05] Babic, M.; Kistner, T.; Bausch, J.; Kawohl, A.; *Development of a Power Line Channel Simulator*; Aachen; Shaker Verlag; Reports on Industrial Information Technology Vol. 8; 2005.
- [Babi06a] Babic, M.; Kistner, T.; Bausch, J.; Dostert, K.; *Performance Analysis of Coded OFDM Systems at Statistically Representative PLC Channels*; Orlando; USA; IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications; 2006.
- [Babi06b] Babic, M.; Bausch, J.; Kistner, T.; *Performance of PLC Systems at Realistic Channels and Noise Scenarios*; Aachen; Shaker Verlag; Reports on Industrial Information Technology Vol. 9; 2006.

- [Babi07a] Babic, M.; Kistner, T.; *Turbo Coding for Power Line Communications*; Aachen; Shaker Verlag; Reports on Industrial Information Technology Vol. 10; 2007.
- [Baus05a] Bausch, J.; Kistner, T.; Moreau, A.; Sauvage, S.; Milanini, S.; *Advanced Orphelec Test Equipment and Novel Test Procedure for the CENELEC Band*; Vancouver; Kanada; Proceedings of the 9th International Symposium on Power Line Communications and its Applications; 2005.
- [Baus05b] Bausch, J.; Kistner, T.; Babic, M.; Konoukhov, V.; *Impedance Measurements of Power Line Networks in Nowadays Households*; Aachen; Shaker Verlag; Reports on Industrial Information Technology Vol. 8; 2005.
- [Baus05c] Bausch, J.; Kistner, T.; Kaiser, A.; *Automatic Gain Control for Noise Environment in Power Line Networks*; Aachen; Shaker Verlag; Reports on Industrial Information Technology Vol. 8; 2005.
- [Baus05d] Bausch, J.; Kistner, T.; Dostert, K.; *Verfahren und Einrichtung zur störsicheren Synchronisation für Übertragungsverfahren auf Basis eines Referenzsignals durch zyklische Erweiterung der Symboldauer DE 10 2005 014 336 A1*; Patentanmeldung; 2005.
- [Baus06a] Bausch, J.; Kistner, T.; Babic, M.; Dostert, K.; *Characteristics of Indoor Power Line Channels in the Frequency Range 50-500 kHz*; Orlando; USA; IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications; 2006.
- [Baus06b] Bausch, J.; Kistner, T.; Babic, M.; *Properties of In-House Powerline Networks as Communication Channels in the Frequency Range 50-500 kHz*; Aachen; Shaker Verlag; Reports on Industrial Information Technology Vol. 9; 2006.
- [Kist05a] Kistner, T.; Dostert, K.; *EMC Aspects of Power Line Communications*; Neu Delhi; Indien; Proceedings of the XXVIIIth URSI General Assembly; 2005.
- [Kist05b] Kistner, T.; Bausch, J.; Babic, M.; *Synchronisation Method for PLC Systems Based on Zero Crossing*; Aachen; Shaker Verlag; Reports on Industrial Information Technology Vol. 8; 2005.
- [Kist06a] Kistner, T.; Bausch, J.; Babic, M.; Dostert, K.; *Advanced Automatic Gain Control with Noise Recognition for Power Line Applications*; Orlando; USA; IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications; 2006.
- [Kist06b] Kistner, T.; Bausch, J.; Babic, M.; *Modelling of Access Impedances in Power Line Networks for the Frequency Range up to 500 kHz*;

Aachen; Shaker Verlag; Reports on Industrial Information Technology Vol. 9; 2006.

- [Kist07] Kistner, T.; Babic, M.; *Simulation of Error Correcting Codes for Power Line Communications in the CENELEC Bands*; Aachen; Shaker Verlag; Reports on Industrial Information Technology Vol. 10; 2007.

Betreute Diplom- und Studienarbeiten

- [Balt07] Balthasar, T.; *Entwurf eines OFDM-Systems zur Datenübertragung in der Bergwerksautomatisierung*; Diplomarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2007.
- [Böer06] Böer, A.; *Entwurf einer Spannungsversorgung für Powerline Modems*; Studienarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2006.
- [DJes06] D'Jesús, G.; *Analysis of Channel Coding for Power Line Communications in the CENELEC Band*; Masterarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2006.
- [Fath08] Fath, T.; *PLC-Modem-Integration für die Bergwerksautomatisierung*; Masterarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2008.
- [Haug05] Hauger, J.; *Integration und Optimierung einer automatischen Verstärkungsregelung für Powerline Anwendungen*; Studienarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2005.
- [Hetz08] Hetzer, A.; *Synchronisationsverfahren für OFDM-basierte PLC-Systeme*; Studienarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); Februar 2008.
- [Hofh07] Hofherr, M.; *Konzeption eines analogen Frontends und einer AGC für PLC-Anwendungen im CENELEC-Band*; Studienarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2007.
- [Konu06] Konoukhov, V.; *FPGA-basiertes Multicarrier-System zur Datenübertragung in der Bergwerksautomatisierung*; Masterarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2006.

- [LiuW06] Liu, W.; *Error Location on Damaged Power Lines in PLC Linked Mining Environments*; Studienarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2006.
- [MülM08] Müller, M.; *Analyse von Verfahren zur Fehlererkennung und Fehlerkorrektur für PLC im CENELEC-Band*; Studienarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2008.
- [Paul08] Pauly, S.; *Entwurf der digitalen und analogen Hardwarekomponenten eines Power Line Systems*; Studienarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2008.
- [Prau07] Prause, D.; *Analyse von COFDM-Systemen für die Powerline-Kommunikation im Frequenzbereich gemäß EN 50065*; Masterarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2007.
- [Resv08] Resvoll, E.; *Integration und Optimierung eines Kanalemulators für Power Line Anwendungen gemäß EN 50065*; Studienarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2008.
- [Witt07] Wittmer, M.; *Entwurf eines FPGA-basierten OFDM-Systems für PLC im CENELEC-Band*; Studienarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2007.
- [Witt08] Wittmer, M.; *Implementierung und Verifikation eines COFDM-Systems für die Zählerfernabfrage im CENELEC-Band A*; Diplomarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2008.
- [Zama06] Zamalloa, M. G.; *Kanalcodierung für ein OFDM-System zur Powerline Kommunikation im CENELEC-Band*; Diplomarbeit; Institut für Industrielle Informationstechnik; Universität Karlsruhe (TH); 2006.

Anhang A: Messung und Untersuchung der Netzzugangsimpedanz

Im Rahmen der Untersuchung der Zugangsimpedanzen wurden die charakteristischen Impedanzverläufe innerhalb von Trafostationen und an Hausanschlüssen untersucht. Tabelle A.1 gibt einen Überblick über die untersuchten Objekte mit der Bezeichnung der jeweiligen Station, der Art des untersuchten Anschlusses, des Ortes, der jeweiligen Umgebung, sowie die Daten der untersuchten Stränge und Phasen.

Tabelle A.1: Daten der untersuchten Objekte

Nr.	Station	Art	Ort	Umgebung	Strang	Phase
1.	N325	Trafostation	Waldstr.	Innenstadt	9	1
2.	N325	Trafostation	Waldstr.	Innenstadt	9	2
3.	N325	Hausanschluss	Waldstr.	Innenstadt	-	1
4.	N325	Hausanschluss	Waldstr.	Innenstadt	-	2
5.	N386	Trafostation	Leipziger Allee	Vorort	5	1
6.	N386	Trafostation	Leipziger Allee	Vorort	5	2
7.	N386	Trafostation	Leipziger Allee	Vorort	5	3
8.	N386	Trafostation	Leipziger Allee	Vorort	Sammelschiene	1
9.	N476	Trafostation	Koesliner Str.	Vorort	10	1
10.	N476	Trafostation	Koesliner Str.	Vorort	10	2
11.	N614	Trafostation	Wikingerstr.	Industriegebiet	7	1
12.	N614	Trafostation	Wikingerstr.	Industriegebiet	Sammelschiene	1
13.	N722	Hausanschluss	Kaiserstr.	Innenstadt	-	1
14.	N722	Hausanschluss	Kaiserstr.	Innenstadt	-	2
15.	N722	Hausanschluss	Kaiserstr.	Innenstadt	-	2

Die Bezeichnung *Station* bezieht sich dabei entweder direkt auf die untersuchte Trafostation und ihre entsprechende Bezeichnung oder auf den jeweils mit dieser Station verbundenen Hausanschluss. Die mit *Umgebung* bezeichnete Spalte bezieht sich auf die baulichen Gegebenheiten in der Umgebung des untersuchten Messobjektes mit einem Radius von etwa 500 m. Die Bezeichnung des untersuchten, von der Trafostation ausgehenden Hauptstrangs und die entsprechende Phase sind ebenfalls der jeweiligen Spalte zu entnehmen.

Tabelle A.2: Ergebnisse der einzelnen Messungen in Ohm

Nr.	Frequenz in kHz									
	50	55	60	65	70	75	80	85	90	95
1.	2,14	2,36	2,54	2,80	3,14	3,59	3,48	3,03	3,92	4,18
2.	2,05	2,27	2,46	2,70	3,05	3,36	3,43	2,93	3,84	4,08
3.	2,21	2,44	2,59	2,86	3,20	3,52	3,32	3,06	4,11	4,21
4.	2,15	2,37	2,57	2,82	3,13	3,56	3,61	3,11	3,95	4,12
5.	1,29	1,31	1,51	1,69	1,87	2,05	2,55	2,87	3,38	3,94
6.	1,22	1,30	1,47	1,22	1,43	1,65	1,92	2,33	2,74	3,40
7.	1,14	1,35	1,47	1,69	1,87	2,14	2,40	2,92	3,57	4,26
8.	1,87	2,07	2,31	2,51	2,71	2,97	3,38	3,68	4,21	4,55
9.	1,53	1,62	1,85	1,97	2,13	2,18	2,37	2,46	2,63	2,63
10.	1,33	1,47	1,58	1,66	1,74	1,79	2,01	2,07	2,19	2,35
11.	2,71	2,83	3,17	3,45	3,63	3,85	4,23	4,59	4,88	5,16
12.	2,81	2,90	3,23	3,52	3,73	3,95	4,33	4,66	5,02	5,24
13.	2,23	2,49	2,63	2,98	3,44	4,00	4,11	3,22	4,21	4,39
14.	2,27	2,48	2,66	2,96	3,40	3,88	4,13	3,47	4,03	4,21
15.	2,19	2,42	2,58	2,88	3,34	3,80	4,02	3,29	3,96	4,09

Die Ergebnisse aller Messungen sind in Tabelle A.2 dargestellt. Die jeweilige Nummer der Messung korrespondiert mit der entsprechenden Nummer gemäß

Tabelle A.1. Zu jeder Messfrequenz kann der entsprechende Wert der Zugangsimpedanz in Ohm der Tabelle entnommen werden. Die in Kapitel 2 präsentierten Messergebnisse gemäß den Abbildungen 2.6 und 2.7 entsprechen den Messungen mit der Nummer 7 und 15.

Anhang B: Parameter der Störklassen

B.1 Hintergrundrauschen

Die Modellierung des Hintergrundrauschens erfolgt durch additives weißes Gaußsches Rauschen. Die Rauschleistungsdichte wurde innerhalb der Simulationsumgebung zu $-60 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ gesetzt.

B.2 Schmalbandstörer

Für die Störklasse der Schmalbandstörer wurden zwei Referenzszenarien definiert. Das Szenario *NB-1* umfasst einen Störer, während das Szenario *NB-2* zwei Schmalbandstörer modelliert. Die Parameter der beiden Modelle können Tabelle B.1 entnommen werden.

Tabelle B.1: Parameter der Referenzszenarien der Klasse „Schmalbandstörer“

Bezeichnung	Anzahl Störer	Mittenfrequenz f	Bandbreite B_{NB}	Leistungsdichte $S_{NB}(f)$
<i>NB-1</i>	1	95,5 kHz	3 kHz	$-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$
<i>NB-2</i>	2	75,5 kHz	3 kHz	$-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$
		125,5 kHz	3 kHz	$-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$

B.3 Periodische Impulsstörer

Aufgrund der zahlreichen Varianten periodischer Impulsstörer ist die Definition von Referenzmodellen mit einer gewissen Willkür behaftet. Die Parameter der entsprechenden Referenzmodelle wurden dementsprechend derart gewählt, dass die charakteristischen Eigenschaften und das tendenzielle Störverhalten repräsentiert werden. Die Parameter der beiden Referenzszenarien können Tabelle B.2 entnommen werden. Das Szenario *PI-1* definiert einen netzsynchronen Impulsstörer, während das Szenario *PI-2* einen nicht netzsynchronen Impulsstörer modelliert.

Zu beachten ist hierbei, dass innerhalb des Szenarios *PI-1* der Parameter T_0 mindestens mit der Dauer T_{GI} gleichgesetzt werden muss, um zu verhindern, dass

der entsprechende Impulsstörer sich nur auf das Schutzintervall und nicht auf das eigentliche OFDM-Symbol auswirkt.

Tabelle B.2: Parameter der Referenzszenarien der Klasse „Periodische Impulsstörer“

Bezeichnung	Anzahl Störer	T_0	T_P	T_D	Amplitudenfaktor A_{PI}
<i>PI-1</i>	1	T_{GI}	10 ms	200 μ s	$\sqrt{0,0025}$
<i>PI-2</i>	1	0 ms	20 μ s	12 μ s	$\sqrt{0,0025}$

Weiterhin wird der Amplitudenfaktor A_{PI} so festgelegt, dass die einseitige Leistungsdichte $S_{PI}(k)$ des periodischen Impulsstörers während der Dauer eines OFDM-Symbols -30 dBV²/Hz beträgt. Die dafür benötigte Leistung P_{PI} wird über das Parsevalsche Theorem mit Hilfe der N_{Sym} -Punkte DFT ermittelt. Hierbei wird von der Annahme ausgegangen, dass die Störimpulse näherungsweise Dirac-Impulsen entsprechen, so dass eine konstante Leistungsdichte N_{PI} vorliegt. Es gilt:

$$P_{PI} = \frac{1}{N_{Sym}} \cdot \sum_{k=0}^{N_{Sym}-1} \frac{S_{PI}(k)}{2} = \frac{1}{N_{Sym}} \cdot \sum_{k=0}^{N_{Sym}-1} \frac{N_{PI}}{2} = \frac{N_{PI}}{2}. \quad (\text{B.1})$$

Für die Leistung des Störers während der Dauer eines OFDM-Symbols gilt weiterhin

$$P_{PI} = \frac{1}{N_{Sym}} \cdot \sum_{n=0}^{N_{Sym}-1} |n_{PI}(n)|^2 \approx A_{PI}^2 \cdot \sigma^2 \cdot \tau_{PI,Sym}. \quad (\text{B.2})$$

$\tau_{PI,Sym} = N_{D,ges} / N_{Sym}$ ist hierbei die relative Stördauer des periodischen Impulsstörers bezogen auf die Dauer eines Symbols. Treten innerhalb der Symboldauer N_{Sym} mehrere Störimpulse der Dauer N_D auf, so müssen diese zur Berechnung der relativen Stördauer zu $N_{D,ges}$ aufaddiert werden. Für den Amplitudenfaktor folgt dann

$$A_{PI} = \sqrt{\frac{N_{PI} \cdot N_{Sym}}{2 \cdot \sigma^2 \cdot N_{D,ges}}}. \quad (\text{B.3})$$

B.4 Aperiodische Impulsstörer

Die Modellierung aperiodischer Impulsstörer basiert auf einem in [Navi06] präsentierten Referenzszenario. Die mittlere Dauer des ungestörten Zustandes $E\{T_U\}$ beträgt hierbei 1 s, die des gestörten Zustandes $E\{T_G\}$ beträgt 5 ms. Für den zweiten Markov-Prozess wird eine mittlere Störimpulsdauer $E\{T_I\}$ von 50 μs und eine relative Stördauer $E\{\tau'_{AI}\}$ von 0,5 angenommen. Tabelle B.3 fasst die Parameter zusammen.

Tabelle B.3: Parameter des Referenzszenarios der Klasse „Aperiodische Impulsstörer“

Bezeichnung	mittlere Dauer, ungestört, $E\{T_U\}$	mittlere Dauer, gestört, $E\{T_G\}$	mittl. Störimpuls- dauer, $E\{T_I\}$	relative Stördauer
<i>AI</i>	1 s	5 ms	50 μs	0,5

Ausgehend von diesen Daten können nach [Götz04] die Übergangswahrscheinlichkeitsmatrizen der Markov-Prozesse berechnet werden. Die Anfangsverteilungen werden willkürlich auf die Zustände „ungestört“ und „Kein Störimpuls“ festgelegt.

B.5 Realer PLC-Referenzkanal

Zur Bewertung der Leistung von Systemkonzepten für die Power Line Kommunikation dient der Referenzkanal *REAL*. Die einzelnen Störszenarien *AWGN*, *NB-1*, *PI-1* und *AI* werden dabei kombiniert um die charakteristischen Eigenschaften realer PLC-Kanäle zu modellieren. Die Parameter der jeweiligen Störklasse sind den zuvor diskutierten Referenzszenarien zu entnehmen.

Anhang C: CORDIC-Algorithmus

C.1 Herleitung des CORDIC-Algorithmus

Der CORDIC-Algorithmus ist ein leistungsfähiges Verfahren, um mit geringem Rechenaufwand die Phasenlage eines Vektors in der Ebene mit digitalen Systemen zu bestimmen. Mittels festgelegter Winkelinkremente β_i kann die Phase sukzessive berechnet werden.

Ein Punkt z_i in der komplexen Ebene, der durch seinen Realteil x_i und den Imaginärteil y_i repräsentiert wird, kann mit einer Matrixmultiplikation um einen beliebigen Winkel φ auf den Punkt

$$z_{i+1} = \begin{bmatrix} x_{i+1} \\ y_{i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_i \\ y_i \end{bmatrix} = \underline{A} \cdot \begin{bmatrix} x_i \\ y_i \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

gedreht werden. Die Matrix \underline{A} wird Rotationsmatrix genannt und ermöglicht die Rotation des Punktes in der Ebene. Nach C.1 erhält man

$$x_{i+1} = \operatorname{Re}\{z_{i+1}\} = x_i \cdot \cos(\varphi) + y_i \cdot \sin(\varphi), \text{ sowie} \quad (\text{C.2})$$

$$y_{i+1} = \operatorname{Im}\{z_{i+1}\} = y_i \cdot \cos(\varphi) - x_i \cdot \sin(\varphi). \quad (\text{C.3})$$

Der Winkel φ wird daraufhin als Produkt seines Vorzeichens Δ und seines Betrages β dargestellt, so dass sich

$$\varphi = \Delta \cdot \beta \text{ mit } \Delta = \operatorname{sgn}(\varphi) \text{ und } \beta = |\varphi| \quad (\text{C.4})$$

ergibt. Mit

$$\tan(\varphi) = \frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)} \quad (\text{C.5})$$

erhält man durch Einsetzen in (C.2) und (C.3)

$$x_{i+1} = \operatorname{Re}\{z_{i+1}\} = \cos(\beta) \cdot (x_i - \Delta \cdot y_i \cdot \tan(\beta)) \text{ und} \quad (\text{C.6})$$

$$y_{i+1} = \operatorname{Im}\{z_{i+1}\} = \cos(\beta) \cdot (y_i + \Delta \cdot x_i \cdot \tan(\beta)). \quad (\text{C.7})$$

Für die Implementierung der Phasenberechnung mittels CORDIC-Algorithmus innerhalb digitaler Systeme werden nun die Winkelinkremente β_i so festgelegt, dass sie der Bedingung

$$\beta_i = \arctan(2^{-i}) \quad (\text{C.8})$$

genügen. Setzt man (C.8) in (C.6) und (C.7) ein, so ergibt sich in Kombination mit $\cos(\beta)$ zwar zunächst ein sehr komplexer Ausdruck. Dieser Vorfaktor stellt den Betrag des Signalvektors im Signalraumdiagramm dar. Da zur Rekonstruktion der Sendedaten am Empfänger des PLC-Modems jedoch lediglich die Phase des entsprechenden Unterträgers und nicht die Amplitude bestimmt werden muss, kann dieser Faktor vernachlässigt werden. Der Vorfaktor sei im Folgenden immer Eins. Zur Bestimmung der Phase mittels des CORDIC-Algorithmus erhält man demnach

$$x_{i+1} = \operatorname{Re}\{z_{i+1}\} = (x_i - \Delta \cdot y_i \cdot 2^{-i}) \text{ sowie} \quad (\text{C.9})$$

$$y_{i+1} = \operatorname{Im}\{z_{i+1}\} = (y_i + \Delta \cdot x_i \cdot 2^{-i}). \quad (\text{C.10})$$

Trotz der Rotation des Punktes im Signalraum müssen demnach mit dem CORDIC-Algorithmus keine trigonometrischen Funktionen berechnet werden, was die digitale Berechnung der Phase deutlich vereinfacht. Die Multiplikation mit dem Faktor 2^{-i} entspricht aus digitaltechnischer Sicht gerade einer Schiebeoperation um i Stellen nach rechts und ist daher ebenfalls mit entsprechend einfachen Mitteln zu implementieren. Gleichzeitig ist damit eine Drehung des Signalvektors im Signalraum jeweils nur um ein diskretes Winkelinkrement β_i möglich. Die nach (C.8) resultierenden Winkelinkremente β_i mit $i = 0 \dots 5$ können Tabelle C.1 entnommen werden. Mit steigendem Index i verringert sich gleichzeitig der Wert der entsprechenden Winkelinkremente. Vor dem Hintergrund der differentiellen, binären Phasenumtastung wurde auf eine Implementierung zusätzlicher kleinerer Winkelinkremente aufgrund der für

DBPSK ausreichenden Genauigkeit mit $i=5$ verzichtet. Bei entsprechend höherwertigen DPSK-Verfahren kann die Genauigkeit der Winkelinkremente gegebenenfalls erhöht werden.

Tabelle C.1: Winkelinkremente des CORDIC-Algorithmus für den PLC-Prototypen

i	β_i	$\arctan(\beta_i)$
0	2^{-0}	45°
1	2^{-1}	$26,5651^\circ$
2	2^{-2}	$14,0362^\circ$
3	2^{-3}	$7,125^\circ$
4	2^{-4}	$3,5763^\circ$
5	2^{-5}	$1,7899^\circ$

C.2 Anwendung des CORDIC-Algorithmus

Abbildung C.1 verdeutlicht den Ablauf zur Berechnung des Phasenwinkels mittels CORDIC-Algorithmus. Gegeben ist ein Signalvektor mit einer Phase von -80° , der Betrag des Vektors sei beliebig. Im ersten Schritt (1.) wird der Vektor mathematisch positiv in Richtung der reellen Achse gedreht und das resultierende Vorzeichen überprüft.

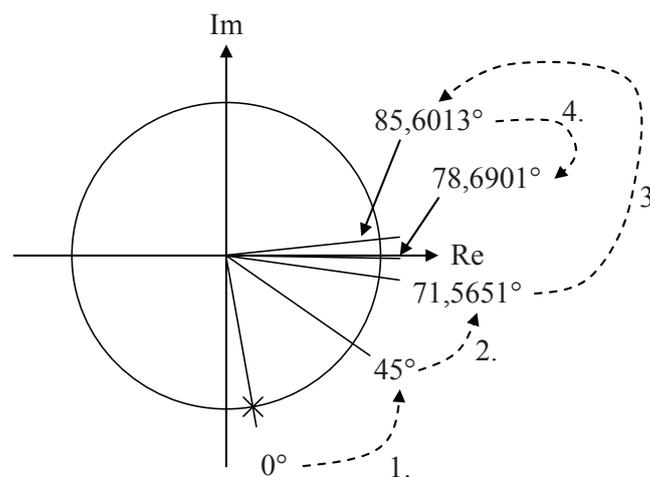


Abbildung C.1: Verfahren des CORDIC-Algorithmus im Signalraumdiagramm

Solange kein Vorzeichenwechsel auftritt, wird der Vektor mit dem nächst kleinerem Winkelinkrement Richtung reelle Achse gedreht. Tritt ein Vorzeichenwechsel (VZW) auf, so wird die Phasendrehung verworfen und erneut mit dem nächst kleinerem Winkelinkrement fortgeföhren. Im Beispiel in Abbildung C.1 tritt während der ersten beiden Inkrementierungsschritte (1.) und (2.) kein VZW auf. Die Überschreitung der reellen Achse und der resultierende VZW im dritten Schritt (3.) werden erkannt und verworfen. Im letzten Schritt (4.) wird der Winkel gegenüber der reellen Achse zusätzlich verringert. Der Übersichtlichkeit halber wurden die beiden verbleibenden Winkelinkremente gemäß Tabelle C.1 in Abbildung C.1 vernachlässigt. Nach der Untersuchung der resultierenden Winkel und Korrektur etwaiger Vorzeichenwechsel kann die resultierende Phase im Signalraumdiagramm bestimmt und zur Rekonstruktion der Sendedaten herangezogen werden.

Anhang D:

Verzeichnis der Formelzeichen

Allgemeine Konventionen

\hat{x}	Schätzwert von x
\mathbf{x}	Vektor (Kleinbuchstaben in Fettdruck)
\mathbf{X}	Matrix (Großbuchstaben in Fettdruck)
$x(t)$	Signal im Zeitbereich (Kleinbuchstaben in Kursivdruck)
$X(f)$	Signal im Frequenzbereich (Großbuchstaben in Kursivdruck)
$x(k)$	diskrete Signalfolge im Zeitbereich
$X(k)$	diskrete Signalfolge im Frequenzbereich
$\underline{x}, \underline{X}$	komplexe Größen (unterstrichen)
$E\{x\}$	Erwartungswert einer Größe x
$\text{Im}\{x\}$	Imaginärteil einer Größe x
$P\{A B\}$	bedingte Wahrscheinlichkeit für A unter der Voraussetzung B
$\text{Re}\{x\}$	Realteil einer Größe x

Kapitelübergreifende Formelzeichen

A	Amplitude
f	Frequenz
f_A	Abtastfrequenz
$h(t), h(t, \tau)$	Kanalimpulsantwort
$ \underline{H}(f) $	Amplitudengang im Frequenzbereich
$\underline{H}(f)$	Übertragungsfunktion des Kanals im Frequenzbereich
K	Anzahl der Unterträger eines OFDM-Systems
M	Mächtigkeit des Senderalphabets
$n(t), n(t, \tau)$	additives Störzenario auf dem Übertragungskanal
$r(t)$	Signal am Eingang des Empfängers
r_b	Datenrate
σ^2	Varianz
$s(n)$	zeitdiskretes Signal am Ausgang des Senders
$s(t)$	Signal am Ausgang des Senders
τ	zeitliche Varianz des jeweiligen Systems

t	Zeit
T_A	Abtastintervall
T_b	Dauer einer Datenübertragung
T_P	Periodendauer zwischen zwei Störimpulsen

Kapitel 2

α	Dämpfung
α_G	dielektrische Verluste
α_R	Dämpfung durch Skineneffekt
a	Matrix der Amplitudenwerte aperiodischer Impulsstörer
A_{AI}	Amplitude eines aperiodischen Impulsstöres
A_k	Amplitudengang
A_l	Amplitude eines Schmalbandstörers
$A_{pi,l}$	Amplitude eines periodischen Impulsstörers
B_{OFDM}	Gesamtbandbreite des OFDM-Systems
B_k	Bandbreite eines Unterträgers des OFDM-Systems
Δf	Schrittweite der Frequenz
Δf_{sim}	diskretes Frequenzintervall der Simulation
f_l	Frequenz eines Schmalbandstörers
k	Anzahl der Subträger des OFDM-Systems
K_{NB}	Gruppe von Schmalbandstörern
λ	Wellenlänge
l	Leitungslänge, Bezifferung eines Schmalbandstörers
L	Anzahl Schmalbandstörer, Impulsstörer
$n_{AI}(t)$	aperiodische Impulsstörer
$n_{BGN}(n)$	Musterfunktion eines zeitdiskreten weißen Rauschprozesses
$n_{BG}(t)$	Hintergrundrauschen
$n_{NB}(t)$	Schmalbandstörer
$n_{PI}(t)$	periodische Impulsstörer
$n_{PLC}(t)$	Gesamtstörscenario des Übertragungskanal
n_{WGN}	Musterfunktion eines weißen Gaußschen Rauschprozesses
$N_{A,const}$	Anzahl der Abtastwerte konstanter Amplitude aperiodischer Impulsstörer
N_0	konstante Rauschleistungsdichte
N_0, N_D, N_P	normierte Parameter periodischer Impulsstörer
$N_{BGN}(n)$	zeitdiskreter weißer Rauschprozess
Ω	normierte Kreisfrequenz

π	stationäre Aufenthaltswahrscheinlichkeit
$\varphi(f)$	Phasengang im Frequenzbereich
φ_l	Phase eines Schmalbandstörers
φ_{NBGN}	AKF eines zeitdiskreten weißen Rauschprozesses
Φ	Phase der Zugangsimpedanz
\mathbf{p}	Matrix der Wahrscheinlichkeiten der Amplituden aperiodischer Impulsstörer
p_{ij}	Übergangswahrscheinlichkeit von Zustand i in den Zustand j
$rect$	Rechteckfolge
$S_{N,BG}(f)$	Leistungsdichtespektrum des farbigen Hintergrundrauschens
S_{NBGN}	Leistungsdichtespektrum eines weißen Rauschprozesses
T_0	zeitliche Verschiebung
$T_{A,const}$	Intervall konstanter Amplitude aperiodischer Impulsstörer
T_D	Dauer eines Störimpulses
T_{res}	Zeitauflösung einer Markov-Kette
$X(t)$	Markov-Kette
$\underline{Z}_{HA}(f)$	frequenzabhängige Impedanz eines Hausanschlusses
Z_{LT}	Wellenwiderstand des Hauptstranges

Kapitel 3

Δf	Abstand der Unterträger eines OFDM-Systems
$I_{T,n}$	Strom eines Unterträgers
n	Anzahl der Unterträger eines OFDM-Systems
S_{Ges}	Gesamtscheinleistung
S_{pha}	Gesamtscheinleistung einer Phase im Drehstromnetz
$S_{T,n}$	Scheinleistung eines Unterträgers
T	Bezeichnung des Unterträgers

Kapitel 4

b	Anzahl Bit pro Symbol
B_{OFDM}	Bandbreite des OFDM-Systems
c	Anzahl zur Synchronisation benötigter Korrelatoren
C_L	konstanter Vorfaktor der Log-Likelihood-Funktion
δ	infinitesimal kleiner Zeitschritt
$\delta(\cdot)$	Dirac-Impuls
\underline{d}_k	komplexer Signalvektor
$\Delta\varphi_{sync,max}$	maximal zulässige Phasenabweichung durch Synchronisationsfehler

Δt_{dem}	empfangsseitige Verzögerung der Demodulation
Δt_{jitter}	Jitter der Nulldurchgangsdetektion
$\Delta t_{mess,max}$	maximal gemessene Differenz des Jitters zweier Nulldurchgangsdetektionsschaltungen
$\Delta t_{sync,max}$	maximal zulässige Abweichung des Synchronisationszeitpunktes
$\Delta t_{sync,max,E}$	maximale Abweichung des Synchronisationszeitpunktes, empfangsseitig
$\Delta t_{sync,max,S}$	maximale Abweichung des Synchronisationszeitpunktes, senderseitig
$\Delta t_{sync,q}$	zeitliche Abweichung durch Oszillatorabweichung
E_S	Symbolenergie
f_c	Trägerfrequenz
$f_{eff,e}$	effektive empfangsseitige Oszillatorfrequenz
$f_{eff,s}$	effektive senderseitige Oszillatorfrequenz
f_g	höchste Trägerfrequenz
f_k	Unterträger k
f_{nenn}	Nennfrequenz des Oszillators
f_{max}	maximale Trägerfrequenz des Ausgangsspektrums
f_{min}	minimale Trägerfrequenz des Ausgangsspektrums
f_T	Mischfrequenz
γ_{GI}^2	Verlust im Signal-Rauschverhältnis
$g(t)$	Impulsform des Sendesignals
η_B	spektrale Effizienz
Λ_L	Log-Likelihood-Funktion
k	Index der Unterträger
k_{min}	Offset zum Index der Unterträger
m	Index der OFDM-Symbole
N_{DFT}	Länge der DFT
$\varphi(i)$	Phase eines Unterträgers i
$p_{k,j}$	kumulierte Auftretenswahrscheinlichkeit eines Nulldurchgangsjitters
R_k	Koeffizienten im Spektrum
σ_{jitter}	Standardabweichung des Nulldurchgangsjitters
$s(t, \tau)$	Referenz eines Synchronisationssignals
$\underline{s}^*(t)$	Sendesignal im komplexen Basisband
$\underline{s}^*(n)$	Sendefolge im komplexen Basisband
$\hat{\tau}$	zeitkontinuierlicher ML-Schätzwert
$\theta(t)$	Phase eines Sendesignals

$\tau_{max,n}$	maximale negative zeitliche Verzögerung durch ISI
$\tau_{max,p}$	maximale positive zeitliche Verzögerung durch ISI
t_{lr}	relative Ausbreitungsgeschwindigkeit
t_{sync}	Dauer eines Synchronisationssymbols
T_{GI}	Dauer des Schutzintervalls
$T_{GI,Sync}$	zur Synchronisation benötigtes Schutzintervall
$T_{GI,Sync,S}$	zur Synchronisation benötigtes Schutzintervall, senderseitig
T_{OFDM}	Gesamtdauer eines OFDM-Symbols
T_{Sym}	Kernsymboldauer
μ_{jitter}	Erwartungswert des Nulldurchgangsjitters
x_k	resultierendes Sendesymbol
y_k	resultierendes Empfangssymbol

Kapitel 5

α	Faktor zur Bestimmung der Grenzfrequenz des IIR-Filters
β	Gewichtungsfaktor
$C(k)$	zeitdiskreter Verstärkungsfaktor des Hauptzweiges
$C_a(k)$	zeitdiskreter Verstärkungsfaktor des Alternativzweiges
$C_{Ges}(k)$	zeitdiskreter Verstärkungsfaktor der AGC
f_g	Grenzfrequenz des IIR-Filters
λ_j	Eigenwerte des Index j
Max	maximaler Verstärkungsfaktor
ρ	spektraler Radius
$x_{aus}(k)$	zeitdiskretes Ausgangssignal
$x_{aus,a}(k)$	zeitdiskretes Ausgangssignal im Alternativzweig
$x_{ein}(k)$	zeitdiskretes Eingangssignal
x_{ref}^2	Referenzwert

Kapitel 6

a	Codewort
b	Codewort
B	Anzahl übertragener OFDM-Blöcke
c	Codewort
$\Delta t_{intrlv,ges}$	Verzögerung durch Interleaver, Deinterleaver
d_H	Hammingdistanz
d_{min}	minimale Hammingdistanz
D_I	Interleaver-, Deinterleavertiefe

\mathbf{e}	Fehlervektor
E_b	Bitenergie
$\mathbb{F}_p[D]$	Menge aller Polynome beliebigen Grades
g	Generatorpolynom Blockcodes
G	Generatorpolynom CRC-Codes
\mathbf{G}	Generatormatrix Faltungscodes
J	Verzögerung von einem Taktschritt
k	Länge des Infoworts
l	Länge der Bündelfehler
Γ	Blockcode
L	Einflusslänge
m	Gedächtnislänge
m_R	mittlere Anzahl an Wiederholungen
M	Anzahl der Interleaverzeilen
n	Länge des codierten Infoworts
N	Anzahl der Elemente eines Vektors
N_0	Rauschleistungsdichte
φ_{EE}	Autokorrelationsfunktion
r	Anzahl der Wiederholungen
R_C	Coderate
t	Anzahl korrigierbarer Bitfehler
t'	Anzahl erkennbarer Bitfehler
T_S	Dauer zum Speichern eines Symbols
u_r	Schieberegister mit Index r
w_H	Hamminggewicht
\mathbf{y}	Empfangsvektor
\mathbf{x}	Sendevektor

Anhang E: Abkürzungsverzeichnis

A/D	Analog/Digital
AGC	Automatic Gain Control
AKF	Autokorrelationsfunktion
AMN	Artificial Mains Network
ARQ	Automatic Repeat Request
ASK	Amplitude Shift Keying
BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CENELEC	Comité Européen de Normalisation Electrotechnique
CISPR	Comité International Spécial des Perturbation Radioélectrique
CORDIC	Coordinate Rotation Digital Computer
CRC	Cyclic Redundancy Check
D/A	Digital/Analog
DAB	Digital Audio Broadcasting
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DCSK	Differential Code Shift Keying
DFT	Discrete Fourier Transform
DPSK	Differential Phase Shift Keying
DSL	Digital Subscriber Line
DSO	Digitales Speicheroszilloskop
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DVB	Digital Video Broadcasting
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EU	Europäische Union
EVU	Energieversorgungsunternehmen
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FH	Frequency Hopping
FPGA	Field Programmable Gate Array
FSK	Frequency Shift Keying
GI	Guard Interval
HD	Hard Decision
ICI	Inter Channel Interference

IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IIR	Infinite Impulse Response
ISI	Inter Symbol Interference, Intersymbolinterferenz
LORAN	Long Range Navigation
MAD	Mean Absolute Deviation
MAP	Maximum-a-posteriori
MCM	Multi Carrier Modulation
ML	Maximum-Likelihood
NDER	Non-Detected Error Rate
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OP	Operationsverstärker
OSI	Open Systems Interconnection
PGA	Programmable Gain Amplifier
PHY	Physical Layer
PLC	Power Line Communications
PLL	Phase-Locked-Loop
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadraturamplitudenmodulation
RMS	Root Mean Square
RS	Reed-Solomon
SD	Soft Decision
SNR	Signal-to-Noise-Ratio
STFT	Short-Time-Fourier-Transform
TFH	Trägerfrequenztechnik auf Hochspannungsleitungen
TRT	Tonfrequenzrundsteuertechnik
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language
VZW	Vorzeichenwechsel
WAN	Wide Area Network
WGN	White Gaussian Noise

ISBN: 978-3-86644-224-5

www.uvka.de