

Lehrstuhl für Integrierte Schaltungen
Technische Universität München
(Univ.-Prof. Dr.-Ing. I. Ruge)

Entwurf und Bewertung eines Systems zur Datenübertragung mittels der Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug

Andrea Schiffer

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender

Univ.-Prof. Dr.-Ing. G. Färber

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. I. Ruge
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. K. Dostert,
Universität Fridericana zu Karlsruhe

Die Dissertation wurde am 29. März 2001 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 31. August 2001 angenommen.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit bei der BMW AG in München in einem gemeinsamen Projekt mit dem Lehrstuhl für Integrierte Schaltungen der Technischen Universität München.

Mein erster und besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Ingolf Ruge. Durch seine Betreuung und Unterstützung wurde die Durchführung dieser Arbeit in engem Kontakt mit der BMW AG erst ermöglicht.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Klaus Dostert danke ich für die Übernahme des Zweitreferates und sein damit an dieser Arbeit bekundetes Interesse.

Weiterhin möchte ich mich bei der BMW AG für die finanzielle Unterstützung der Arbeit bedanken. Insbesondere danke ich Herrn Dr.rer.nat. Gernar Triftshäuser für die sehr gute Zusammenarbeit. Außerdem gilt mein Dank allen Mitarbeitern der BMW AG, die mir während meiner Tätigkeit dort eine fachliche und kollegiale Hilfe waren.

Desweiteren danke ich Herrn Yair Maryanka von der Firma YAMAR für die Unterstützung bei Fragen zur Implementierung im Kraftfahrzeug.

Den Mitarbeitern am Lehrstuhl für Integrierte Schaltungen möchte ich für ihre Unterstützung danken. Mein besonderer Dank gilt Herrn Dr.-Ing. Joachim Hammerschmidt für seine Hilfe in organisatorischen Belangen, aber vor allem für seine wiederholte mentale Unterstützung in den vergangenen Jahren. Desweiteren möchte ich mich bei Herrn Dr.-Ing. Christian Drewes und Herrn Dipl.-Ing. Fabian Vogelbruch bedanken, die mir durch ihre Anregungen nach dem Lesen der Arbeit eine wertvolle Hilfe waren. Außerdem danke ich Herrn Dipl.-Ing. Sven Haar und Herrn Dr.-Ing. Andreas Hutter für ihr Interesse an der Thematik und die in diesem Zusammenhang geführten Diskussionen. Darüberhinaus danke ich allen Studenten, die im Rahmen ihrer Diplomarbeiten Beiträge zu dieser Arbeit geleistet haben.

Allen, die am zeitintensiven Korrekturlesen der Arbeit beteiligt waren, gilt ebenfalls mein herzlichster Dank.

Ludger danke ich für sein großes Verständnis, welches er mir während der Anfertigung dieser Arbeit entgegengebracht hat.

Schließlich gilt mein ganz besonderer und herzlicher Dank meinen Eltern, die mir das Studium der Elektrotechnik ermöglicht und mich immer tatkräftig und liebevoll unterstützt haben.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Allgemeiner Überblick über das Thema Powerline Communication	2
1.2	Powerline Communication im Kraftfahrzeug	4
1.2.1	Stand der Technik	6
1.2.2	Die Freiheitsgrade beim Systementwurf	7
1.3	Aufbau der vorliegenden Arbeit	11
2	Kanalmodellierung	15
2.1	Der störungsfreie Übertragungskanal	15
2.2	Die Störungsmodellierung	21
2.2.1	Störungen durch additives Rauschen	21
2.2.2	Störungen durch Impulsstörungen	24
3	Entwurf des Kommunikationssystems	31
3.1	Allgemeine Grundlagen zu Kommunikationssystemen	31
3.2	Auswahl des Modulationsverfahrens	32
3.3	Kanalcodierung	42
3.3.1	Blockcodes und Interleaving	42
4	Entzerrerkonzepte	45
4.1	Allgemeine Grundlagen zur adaptiven Entzerrung	45
4.2	Anforderungen an die Entzerrung bei PLC im Kraftfahrzeug	46
4.3	Entzerreralgorithmen mit Trainingsphase	48
4.3.1	Der Least Mean Square-Algorithmus	48
4.3.2	Der Recursive Least Square-Algorithmus	53
4.4	Blinde Entzerrung	55

4.4.1	Der Godard Algorithmus	56
4.4.2	Der Eigenvektor Algorithmus zur blinden Entzerrung	58
4.5	Entzerrung bei der Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen	62
4.5.1	Systemvorschläge	62
4.5.2	Der Umgang mit Störungen	73
5	Ergebnisse der Untersuchungen des Gesamtsystems	79
5.1	Auswahl der Simulationsparameter	79
5.2	Simulationsergebnisse	81
5.2.1	Übertragung in störungsfreier Umgebung	81
5.2.2	Übertragung in gestörter Umgebung	83
5.2.3	Übertragung bei zeitvariantem Übertragungskanal	87
6	Bewertung des Einsatzes von PLC im Kraftfahrzeug	91
6.1	Realisierung im Fahrzeug	91
6.1.1	Beschreibung des Demonstrationsaufbaus	92
6.1.2	Ergebnis der Untersuchungen im Fahrzeug	95
6.2	Elektromagnetische Verträglichkeit	101
6.3	Bewertung der PLC-Übertragung	105
7	Zusammenfassung und Ausblick	109
A	Anmerkungen zu Kapitel 2	113
B	Anmerkungen zu Kapitel 3	117
B.1	Analytische Signale	117
C	Anmerkungen zu Kapitel 4	119
C.1	Anmerkungen zum LMS-Algorithmus	119
C.1.1	Herleitung des minimalen quadratischen Fehlers	119
C.1.2	Der Gradientenvektor ∇J	121
C.1.3	Herleitung des NLMS-Algorithmus	121
C.2	Anmerkungen zum RLS-Algorithmus	124
C.2.1	Das Lemma zur Matrixinversion	124
C.2.2	Der Verstärkungsvektor $\mathbf{k}(n)$	124
C.3	Anmerkungen zur Blinden Entzerrung	124
C.3.1	Definition des Bussgang-Prozesses	124
C.3.2	Herleitungen zum Eigenvektor-Algorithmus (EVA)	125

D Anmerkungen zu Kapitel 5	127
Abkürzungsverzeichnis	129
Verzeichnis wichtiger Symbole	131
Literaturverzeichnis	134

Kapitel 1

Einleitung

In der Entwicklung moderner Automobile ist heute bereits absehbar, dass der Anteil an elektrischen und elektronischen Komponenten immer weiter ansteigt. Dies wird durch die ständig steigenden kundenrelevanten Anforderungen verursacht. Ein Fahrzeug ist heute nicht mehr nur mit grundlegenden elektrischen Applikationen wie Fensterhebern ausgestattet, sondern es werden zunehmend auch Multimedia-Anwendungen integriert, um den Kunden größtmöglichen Komfort zu bieten. Ein häufig gebrauchtes Schlagwort ist in diesem Zusammenhang der Begriff des *fahrenden Büros*. Außerdem steigen die Sicherheitsanforderungen an die Fahrzeuge immer weiter. Dies führt zu unterschiedlichen Gesetzesanforderungen in verschiedenen Ländern, die von den Automobilherstellern zu berücksichtigen sind. In diesem Zusammenhang werden in Zukunft Fahrerassistenzsysteme und Telematikanwendungen an Bedeutung gewinnen (beispielsweise [8]).

Mittlerweile ist aber nahezu jede funktionale Innovation direkt oder indirekt mit Elektrik beziehungsweise Elektronik verbunden. Das bedeutet, dass immer mehr Systeme auf eine Vernetzung untereinander angewiesen sind. Das Ergebnis dieser Entwicklung ist ein stark verzweigtes elektrisches Netz, bestehend aus den unterschiedlichsten Bus-Systemen beziehungsweise aus verschiedensten Leitungssystemen. Dies kann zu medienspezifischen Problemen führen. Denkt man beispielsweise an die Nutzung optischer Fasern im Fahrzeug zur hochbitratigen Übertragung von Multimedia-Anwendungen, sind bestimmte Installationsvorschriften zu beachten. Diese sind nicht immer leicht in den Produktionsprozess zu integrieren.

Desweiteren steigt durch den Einsatz der Kupferkabel das Gewicht des Fahrzeugs. In einem typischen Personenkraftwagen werden bereits Kabel einer Gesamtlänge von etwa 2 km verbaut. Damit ist der Kabelbaum nach dem Motor und dem Getriebe einer der Hauptgewichtsfaktoren in einem Fahrzeug. Im Gegensatz dazu ist in der Entwicklung moderner Automobile die Reduktion von Gewicht ein wichtiges Kriterium. Gerade in Zeiten, in denen über die Einsparung von Rohstoffen gesprochen wird, ist jegliche Gewichtseinsparung am Kabelbaum als wichtiges Entwicklungsziel zu betrachten und trägt zudem zu reduziertem Kraftstoffverbrauch bei. Neben der Gewichtsproblematik wird durch die steigende Vernetzung aber auch das *Package-Problem* vergrößert. In einem Fahrzeug sind auf engstem Raum immer mehr Komponenten und die zugehörige Infrastruktur unterzubringen.

In der vorliegenden Arbeit wird daher eine Möglichkeit aufgezeigt, wie im Zuge des fortschreitenden Einsatzes von Elektrik- und Elektronikkomponenten ein Einsparpotential im Vernetzungsbereich (dieser Komponenten) besteht. Es wird ein System entwickelt und bewertet, bei dem die bestehenden Energieversorgungsleitungen des Fahrzeugs zur Datenkommunikation genutzt werden.

Da diese Technologie in Anlehnung an Techniken zur Datenübertragung über das öffentliche Energieverteilnetz beziehungsweise über die elektrische Installation im Inhausbereich zu sehen ist, wird in der vorliegenden Arbeit der Begriff der Powerline Communication (PLC), der sich dort mittlerweile etabliert hat, benutzt.

Zunächst wird im Verlauf dieses Kapitels ein allgemeiner Überblick über das Thema Powerline Communication gegeben. Daran schließt sich eine detailliertere Beschreibung über die Ziele und Ausrichtung der Untersuchung an, bevor genauer auf den Aufbau der Arbeit eingegangen wird.

1.1 Allgemeiner Überblick über das Thema Powerline Communication

Eigentlich ist der Gedanke der Datenübertragung über die Energieverteilnetze nicht neu. Bereits vor etwa 75 Jahren wurden im Frequenzbereich zwischen 15 kHz bis 500 kHz Trägerfrequenzsysteme in Betrieb genommen. Die sogenannte „Trägerfrequenztechnik auf Hochspannungsleitungen“ diente den Energieversorgungsunternehmen (EVU) zur Betriebsführung. Dabei waren die benötigten Datenraten sehr gering und es war nur eine unidirektionale Übertragung vom EVU zum Verbraucher notwendig. Um das Jahr 1930 herum wurde die Tonfrequenz-Rundsteuertechnik (TRT) eingeführt. Sie arbeitet mit einer Datenrate von etwa 1 bit/s und war für Anwendungen bestimmt, die sich auf Ein- und Ausschaltkommandos beschränken. Wiederum war nur ein unidirektionaler Einsatz wirtschaftlich möglich [14].

Durch die Liberalisierung des Telekommunikations- und Energiemarktes gewinnt die Idee, Daten über die Energieversorgungsnetze zu verteilen, an Bedeutung. Es besteht für unterschiedlichste Anbieter die Möglichkeit, mittels einer vorhandenen Infrastruktur - dem Energieverteilnetz - neue Wachstumsmärkte zu erschließen. Dazu ist anzumerken, dass das Energieverteilnetz das größte auf der Welt vorhandene Netz ist. Die PLC wird derzeit am stärksten aus dem Bereich des Zugangs der letzten Meile vorangetrieben. Der Hauptantriebsfaktor ist die rasante Entwicklung des Internet. In Europa wächst dieser Markt zur Zeit mit etwa 12 Mio. Anschlüssen jährlich [54]. Das Angebot eines einfachen und leistungsfähigen Internetzuganges erscheint daher wirtschaftlich vielversprechend. In Bild 1.1 ist ein denkbare Szenario für die Anschlussmöglichkeit einer Siedlung dargestellt. In der Ortsnetzstation werden das Telekommunikations- und das Niederspannungsnetz zusammengeführt, so dass die zu übertragenden Daten auf die Energieversorgungsleitungen gekoppelt werden können. Diese werden dann auf den Niederspannungsleitungen zu den Häusern der Kunden geführt. Mittels eines PLC-Haus-Kopplers werden die Daten wieder von der Energieversorgung getrennt.

Aufgrund der wachsenden Bedeutung gibt es zu diesem Thema mittlerweile eine Reihe von Untersuchungen und Veröffentlichungen. Ein Schwerpunkt der Arbeiten liegt dabei

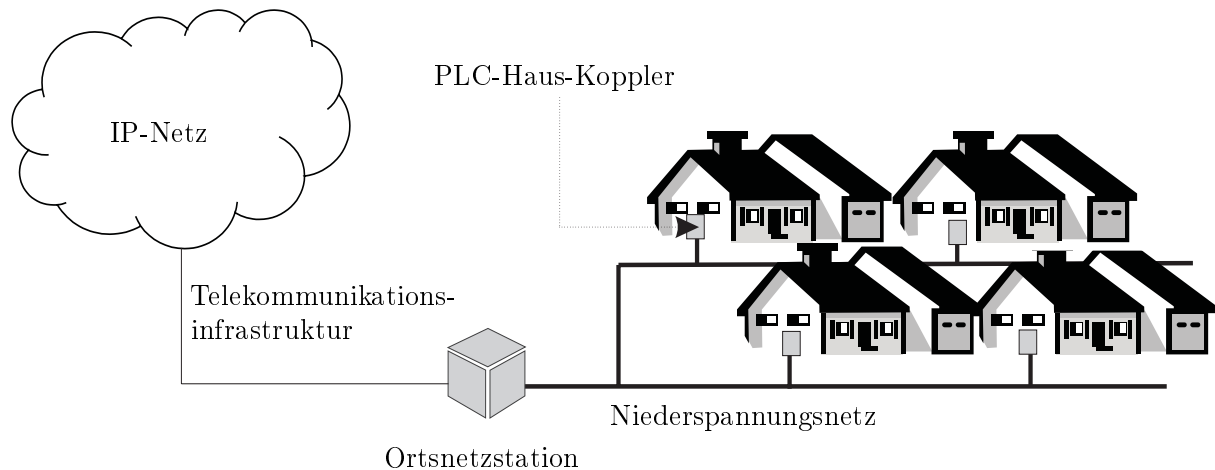


Bild 1.1: Denkbare Anbindung von Gebäuden an das PLC-Netz

auf der Kanalmodellierung der Übertragungsstrecke wie beispielsweise in [1], [15] beschrieben. Die Analyse der Energieversorgungsleitungen beziehungsweise -netze im Hinblick auf eine Datenkommunikation ist ein entscheidender Faktor bei der Entwicklung des Kommunikationssystems. Das Energieversorgungsnetz zeichnet sich dadurch aus, dass es ein weit verzweigtes Netzwerk ist, an dem sich praktisch willkürlich verschiedene Verbraucher hinzuschalten. Dadurch wird die Netzstruktur verändert und es entstehen Störungen.

Es gibt unterschiedliche Modulationsverfahren, die für die Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen in Frage kommen. Mittlerweile werden Verfahren bevorzugt, die gegenüber bestimmten Arten von Störungen nicht anfällig sind. Es zeigt sich, dass beispielsweise Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) und Code Division Multiple Access (CDMA) aufgrund ihrer Eigenschaften gerade in Bezug auf den Umgang mit Störungen vorteilhaft sind [12], [26], [49]. OFDM ist ein Mehrträgerverfahren, welches gegen Impulsstörer unempfindlich ist. CDMA gehört zu den Bandspreizverfahren und ist deshalb unempfindlich gegen schmalbandige Störer. In Kapitel 3 wird auf die Eigenschaften und Funktionsweisen der Verfahren genauer eingegangen.

Allerdings sind bei der Übertragung über die Energieversorgungsleitungen im öffentlichen Netz auch Vorschriften bezüglich der Störabstrahlung zu beachten. Es darf durch den Einsatz neuer Technologien keine Beeinflussung von bestehenden Netzen geben. Bedenkenträger sind in diesem Zusammenhang beispielsweise Amateurfunkverbände, die fürchten, die PLC-Technik könnte die Qualität der Funkübertragung gefährden. Damit die geforderten hohen Datenraten über die Energieversorgungsleitungen übertragen werden können, werden zur Übertragung Frequenzen genutzt, die derzeit noch nicht reguliert sind. Die hochbitratige Übertragung von Daten auf der Stromleitung ist aus regulatorischer Sicht ein neues Themengebiet, welches weder klar als Problem der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) noch unter den Telekommunikations-Gesichtspunkt eingeordnet werden kann. Es hat sich mittlerweile eine Industrievereinigung aus etwa 50 Firmen zusammen gefunden, das sogenannte *PLCforum*, die es sich zum Ziel gesetzt hat, PLC marktreif zu machen [54]. Dass die Bestrebungen im Hinblick auf eine Einführung von PLC sehr stark sind, kann man an den verschiedenen Pilotprojekten sehen, die zur Zeit existieren.

Im Gegensatz dazu hat es bisher kaum Überlegungen gegeben, diese Art der Datenübertragung auch auf den Kraftfahrzeugbereich auszudehnen. Aufgrund der zu Beginn geschil-

dernten Entwicklung erscheint dies allerdings sinnvoll. Im nächsten Abschnitt wird daher auf grundsätzliche diesbezügliche Überlegungen eingegangen.

1.2 Powerline Communication im Kraftfahrzeug

Der Hauptvorteil der PLC besteht ganz offensichtlich in der Einsparung von Kommunikationsleitungen und dem damit verbundenen Verlegungsaufwand. Allerdings gibt es darüberhinaus weitere Argumente, die für die Einführung einer solchen Technologie im Kraftfahrzeug sprechen.

- Die heute aktuellen Bordnetze geben bereits einen Hinweis darauf, welche Vielfalt an Bussystemen in Kraftfahrzeugen zum Einsatz kommen wird. Durch die steigenden Anforderungen, die an ein Fahrzeug gestellt werden, ist es absehbar, dass diese Vielfalt sich in Zukunft noch vergrößern wird. Bedingt durch unterschiedlichste Kommunikationsprotokolle sind Gateways notwendig, die den Datenaustausch zwischen diesen Protokollen ermöglichen. Diese Gateways stellen aufgrund der Protokollumsetzungen Engpässe für eine Kommunikation mit höheren Datenraten dar. Außerdem sind Gateways ein nicht unerheblicher Kostenfaktor in einem Bordnetz. Die PLC bietet nun langfristig gesehen die Möglichkeit, die Bussysteme zu vereinheitlichen und damit eine Lösung für diese Kommunikationsengpässe zu bieten. In diesem Zusammenhang ergibt sich direkt ein weiteres Potential für die PLC, wenn an die Aktualisierung der Steuergeräte-Software gedacht wird. Dieser sogenannte Flash-Prozess kann heute nur mit geringen Datenraten ausgeführt werden. Die Ankopplung des Flashtools erfolgt über eine definierte Diagnoseschnittstelle. Die Daten werden im ungünstigsten Fall über mehrere Gateways gesendet, bis sie den Empfänger erreichen. Damit ist die Datenrate des Flashvorganges begrenzt. Dies kann bei ungünstiger Konstellation dazu führen, dass der Flashvorgang mehrere Stunden dauert. Durch die PLC eröffnet sich die Möglichkeit, das Flash- oder auch das Diagnosetool¹ an die Energieversorgung anzuschliessen und ohne Gateways das gewünschte Steuergerät zu erreichen. Vorteilhaft für die PLC-Kommunikation ist in diesem Zusammenhang, dass sich das Fahrzeug während des Diagnose- oder Flashvorganges in Ruhe befindet. Somit sind die Umgebungsbedingungen unkritisch und es treten nicht so viele Störungen auf, wie im fahrenden Fahrzeug.
- In Zukunft wird durch die Einführung neuer elektrischer/elektronischer Komponenten der Strombedarf in den Fahrzeugen stark ansteigen. Aus diesem Grund werden die bisherigen 14-V-Bordnetze durch sogenannte Zweispannungsbordnetze (beispielsweise 14V/42V) oder aber einheitliche 42-V-Bordnetze ersetzt werden. Die heutigen Bussysteme sind für diese höheren Spannungen allerdings nicht geeignet. Daher löst die PLC-Technik in Bezug auf diese Thematik viele Probleme. Sie ist auch in einem 42V-Bordnetz einsetzbar.
- In Fahrzeugen gibt es für die Leitungsverlegung kritische Bereiche. Dies sind beispielsweise die Zuführungen zu den Steuergeräten, die in den Türen verbaut sind. Diese Leitungen sind mechanisch stark belastet. Da Datenleitungen in der Regel

¹Für die Diagnose über die Busleitungen gelten ähnliche Überlegungen wie für den Flashvorgang.

sehr geringe Leitungsdurchmesser aufweisen, sind sie besonders anfällig gegenüber dieser Beanspruchung. Die PLC ermöglicht es nun, gerade diese Leitungen einzusparen und die Kommunikation über die Energieversorgungsleitung zu erlauben. Bei einer Beschädigung der Energieversorgungsleitung ist das Steuergerät ohnehin nicht mehr einsatzbereit, womit die Kommunikation überflüssig wird.

- Darüberhinaus können mit der Einführung der PLC im Kraftfahrzeug Nachrüstungs-wünsche des Kunden ohne zusätzlichen Verkabelungsaufwand berücksichtigt werden. Dies gilt beispielsweise für Nachrüstungen von Steuergeräten oder Sensoren. Diese benötigen dann nur noch eine Energieversorgungsleitung und sind dennoch an den Kommunikationsverbund des übrigen Fahrzeugnetzwerkes angeschlossen. Damit können solche Komponenten auch nachträglich voll integriert werden, ohne den Aufwand für die Verlegung von neuen Leitungen zu haben oder gar Leitungen vorrüsten zu müssen.
- Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Anbindung von externen, portablen Geräten wie beispielsweise *Personal Digital Assistants* (PDA) über eine *Powerline-Schnittstelle* zu ermöglichen. Bei der Realisierung dieser Anbindung wird bisher daran gedacht, Funkschnittstellen wie *Bluetooth* zu nutzen. Allerdings könnte über eine Powerline-Schnittstelle gleichzeitig das entsprechende Gerät mit Energie versorgt werden. Diese Anbindung braucht man im Falle einer Funkschnittstelle zusätzlich. Eine solche Anwendung der PLC setzt natürlich voraus, dass Geräte mit entsprechender *PLC-Schnittstelle* von der Zulieferindustrie beziehungsweise von den Geräteherstellern angeboten werden.
- Ein ganz großes Potential der Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen eröffnet sich, wenn man an die Absicherung sicherheitsrelevanter Systeme denkt. Hierunter versteht man beispielsweise komplexe Systeme mit verteilten Funktionen, die ohne mechanische Rückfallebene ausschließlich auf Elektronik basieren. Die Kommunikation der einzelnen Systemkomponenten erfolgt mittels eines Busses, der bestimmte Sicherheitsaspekte berücksichtigt. Aus Gründen der Systemsicherheit muss in solchen Systemen der Bus „zweikanalig“ ausgelegt werden. Das bedeutet, dass zwei komplette Bus-Systeme parallel zueinander verlegt werden müssen. Im Falle einer Störung des einen Buszweiges kann dann der parallele Zweig die Kommunikation übernehmen. Diese Art der Implementierung ist mit zusätzlichem Aufwand und mit zusätzlichen Kosten verbunden. Daher liegt der Gedanke nahe, die redundante Kommunikation über die Powerline abzuwickeln. Dabei sind verschiedene Ansätze möglich.
 1. Anstelle eines zweiten parallelen Bussystems wird diese Aufgabe von einer Powerline Übertragungsstrecke übernommen. Fällt nun die Busleitung aus, kann die Kommunikation weiterhin - wie bei der Parallelverlegung der separaten Bussysteme auch - ungestört über die Energieversorgungsleitung abgewickelt werden. Es ist noch anzumerken, dass bei einem Ausfall der Energieversorgung ohnehin keine Kommunikation mehr möglich ist (auch für den Fall separater Bus-Systeme).
 2. Eine andere Alternative besteht darin, das System in Bezug auf die Datenkommunikation redundant mit zwei separaten Busleitungen auszulegen (wie

eigentlich üblich). Die Kommunikation über die Energieversorgungsleitung wird zusätzlich realisiert, so dass eine dritte Sicherheitsebene besteht.

3. Die Kommunikation über die Energieversorgungsleitungen kann zu Diagnosezwecken eingesetzt werden. Die Empfangsdaten der beiden parallelen Busleitungen können über den Abgleich mit der PLC-Leitung verglichen werden. Dadurch wird eine korrekte Kommunikation gewährleistet.
4. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die PLC ebenfalls mehrkanalig zu gestalten. Damit wären dann sogar zwei oder mehr Rückfallebenen vorhanden, wobei diese Absicherung sich nur auf die Kommunikation über die Energieversorgung beziehen würde.
5. Es ist möglich, die Systembereitschaft über die Powerline Communication permanent zu überprüfen.

Man kann diesen Überlegungen entnehmen, dass die Einführung der Datenübertragung über Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug ein hohes Innovationspotential besitzt und zudem auch kundenwerte Vorteile mit sich bringt. Die Beschäftigung mit diesem Thema eröffnet also eine Vielzahl an neuen technischen Möglichkeiten.

1.2.1 Stand der Technik

Wie zuvor schon erwähnt, wird die PLC-Übertragung im Hausbereich bereits vorangetrieben. Die Untersuchungen im Kraftfahrzeug sind allerdings noch im Anfangsstadium. Es finden sich bisher in der Literatur keine Untersuchungen zu diesem Themenkomplex. Es gibt zwar erste Produktideen für den Kraftfahrzeugbereich, die aber technisch noch nicht ausgereift und zudem nur für geringe Datenraten ausgelegt sind. Zur Datenübertragung werden unterschiedliche Verfahren angewendet.

Ein Ansatz wurde durch die Forderung des amerikanischen Gesetzgebers initiiert. Ab dem Jahr 2001 muss für alle Lastkraftwagen in den Vereinigten Staaten der ABS²-Status des Anhängers in der Fahrerkabine verfügbar sein. Es gab bei der Realisierung dieser Forderung das Problem, dass die bisher benutzte Standardschnittstelle an der Anhängerkuppelung keinen freien Pin mehr zur Verfügung hatte. Es ist bezeichnend für die bisherigen Betrachtungen bei PLC im Kraftfahrzeug, dass ausgehend von einer neu zu erfüllenden Forderung und der Feststellung, dass die Umsetzung im Rahmen der bestehenden Standards nicht möglich ist, eine spezielle PLC-Lösung für das aktuelle Problem entwickelt wird. Im gerade beschriebenen Fall beruht das PLC-Übertragungsverfahren auf einer Bandspreiztechnik. Dabei wird ein sogenannter *Chirp*-Impuls als Träger genutzt. Dieser *Chirp* deckt einen Frequenzbereich von 100 kHz bis 400 kHz ab. Die *Chirps* haben immer das gleiche Muster und können von allen Knoten des Netzwerkes detektiert werden. In Bild 1.2 ist der bei dieser Technik genutzte Impuls dargestellt. Zunächst wird eine Frequenz von 200 kHz bis 400 kHz und anschließend von 100 kHz bis 200 kHz durchgesweept. Ein solcher *Chirp* repräsentiert bei der Übertragung mit seiner Dauer von 100 μ s jeweils ein Bit. Die Datenrate der Übertragung beträgt daher 10 kbit/s [29].

²Anti-Blockier-System

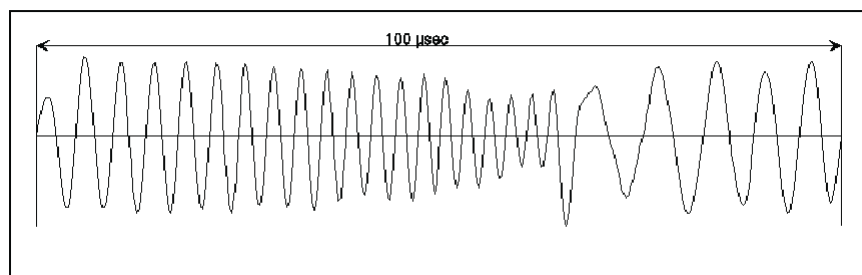


Bild 1.2: Chirp [29]

Die geschätzten Kosten von zwei bis drei Dollar pro Knoten bei einem Aufkommen von mehreren Millionen Knoten [30] machen diese Technik allerdings für einen Einsatz in einem herkömmlichen Personenkraftwagen zu teuer.

Im Gegensatz dazu arbeitet das Verfahren der Firma YAMAR mit schmalbandigen Übertragungsverfahren. Die niederratigen Systeme mit 10 kbit/s basieren hierbei auf einem Amplitudensprungverfahren (ASK). Im Verlaufe dieser Arbeit entstanden bei YAMAR aufgrund der Forderung, das CAN-Protokoll zu realisieren, Demonstrationsboards auf CAN-Basis, die - wie auch hier vorgeschlagen - ein Differentielles Quadratur Phasensprungverfahren (DQPSK) zur Modulation benutzen. Bei der Nutzung eines Einzelträgerverfahrens ist es allerdings extrem wichtig, die richtige Trägerfrequenz beziehungsweise den geeigneten Frequenzbereich für die Datenübertragung zu wählen. Bei einer ungünstigen Wahl dieses Bereiches kommt es ansonsten zu Problemen bei der Datenübertragung, da sowohl die Kanaleigenschaften als auch die Störungen, im für die Übertragung relevanten Frequenzbereich, möglicherweise ungünstige Bedingungen verursachen.

Bisher gibt es keine detaillierten Untersuchungen zum Übertragungskanal bei Nutzung der Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug. Diese werden erstmals in dieser Arbeit vorgestellt. Zunächst werden allerdings die Freiheitsgrade erläutert, die beim Entwurf des Systems zu berücksichtigen sind.

1.2.2 Die Freiheitsgrade beim Systementwurf

Bei der Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug gelten ähnliche Überlegungen wie beim Entwurf der Kommunikationssysteme über die öffentlichen Energieverteilnetze.

In Bild 1.3 ist der Kabelbaum eines aktuellen Fahrzeugs dargestellt. Wie man sieht, handelt es sich um ein stark verzweigtes Netzwerk mit unterschiedlichsten Leitungen. Durch den Einsatz der Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen besteht - wie bereits erwähnt - die Möglichkeit, diese Leitungsvielfalt einzuschränken.

Zunächst ist das bestehende Bordnetz zur Spannungsversorgung im Hinblick auf seine Eigenschaften für eine Datenkommunikation zu untersuchen. Die Analyse des aktuellen Fahrzeugnetzes ist eine wichtige Grundlage beim Entwurf des Kommunikationssystems. Da in Bezug auf die Datenkommunikation über die Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug bisher noch keine Untersuchungen existieren, ist die Kanalmodellierung grundsätzlich und unverzichtbar. Der Übertragungskanal hat einen entscheidenden Einfluss auf

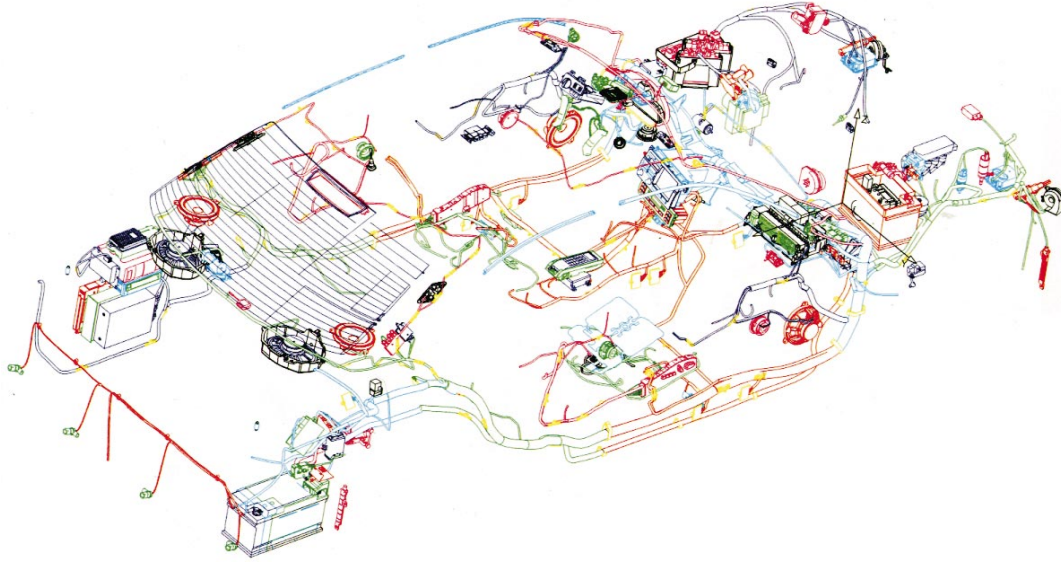


Bild 1.3: Kabelbaum [20]

die Auswahl des Kommunikationssystems. Insbesondere die Untersuchung der auftretenden Störungen ist von Bedeutung, weil das Übertragungsverfahren mit den Störungen entweder zurecht kommen muss oder aber so entworfen werden sollte, dass die Störungen die sichere Übertragung nicht gefährden.

Es gibt verschiedene Strategien, wie an den Entwurf dieses neuartigen Kommunikationsnetzes herangegangen werden kann. Es stellt sich zunächst die grundsätzliche Frage, ob ein System für das heute bestehende Netz entworfen werden soll oder ob Modifikationen am aktuellen Bordnetz zugelassen werden.

Um die Auswirkungen, die diese Entscheidung nach sich zieht, besser bewerten zu können, sind die Konsequenzen, die sich daraus ergeben, gegeneinander abzuwägen.

Sind Modifikationen zulässig, ist es beispielsweise möglich, ganz neue Bordnetzstrukturen zu entwerfen. Damit ist es denkbar, die Struktur des Energieverteilnetze für die Datenkommunikation zu optimieren. Allerdings ist bei einem solchen Vorgehen zu bedenken, dass mit einem Einsatz eines solchen Systems erst in mehreren Jahren zu rechnen ist. Es wird zudem auf Antrieb das komplette bestehende Bordnetz in Frage gestellt und möglicherweise gänzlich umstrukturiert. Für die Fahrzeughersteller und die Zulieferindustrie bedeutet dies unter Umständen eine totale Veränderung des Bordnetzes und damit verbunden auch der Entwicklungswerkzeuge. Dennoch sind diese Ansätze langfristig betrachtet sicherlich interessant und eröffnen neue Möglichkeiten der Bordnetzgestaltung. Die Untersuchungen auf diesem Gebiet befinden sich zur Zeit noch in der Anfangsphase [58].

Der zweite Ansatz geht davon aus, ein PLC-System zu entwerfen, welches in bestehenden Bordnetzen eingesetzt werden kann, ohne Modifikationen vorzunehmen. Eine Untermenge dieses Ansatzes besteht im Einsatz eines PLC-Systems für *Untersysteme*. Mit diesem Begriff seien Systeme bezeichnet, die eine abgeschlossene Funktionalität darstellen und möglicherweise auch räumlich begrenzt sind (z.B. Türmodul). Somit können solche Systeme relativ einfach aus dem herkömmlichen Systemverbund gelöst und durch ein PLC-System vernetzt werden.

In dieser Arbeit wird der zweite Ansatz verfolgt. Das PLC-System soll in bestehenden Bordnetzen eingesetzt werden, ohne an diesen Modifikationen durchführen zu müssen. Damit ist eine relativ schnelle Überführung eines solchen Systems in die Serienentwicklung möglich (zumindest für die Datenraten bis zu einigen hundert kbit/s), da im Idealfall nur die physikalische Ebene der Übertragung verändert wird und der Entwickler gar nichts von dieser Änderung bemerkt.

Durch die Wahl des zweiten Ansatzes sind beim Entwurf des Systems allerdings ganz besondere Randbedingungen zu beachten. Betrachtet man eine herkömmliche Kupferstrecke (eine Leitung), so ist eine Übertragung in den unteren Frequenzbereichen zu empfehlen, da dort die Dämpfung der Übertragungsstrecke geringer ist als in den höheren Frequenzbändern. Das Hintergrundrauschen muss hierbei nicht berücksichtigt werden.

Im betrachteten speziellen Fall der Übertragung über die Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug gibt es allerdings besondere Parameter, die beim Entwurf zu beachten sind und die diesen „Normalfall“ verändern. Das bestehende Bordnetz ist bekanntlich nicht für eine Datenkommunikation über die Energieversorgungsleitungen optimiert. Es besteht aus einem verzweigten Netzwerk mit nicht angepassten Leitungsanschlüssen. Das führt bedingt durch Reflexionen an diesen Anschlüssen zu Phasensprüngen und damit möglicherweise zu Auslöschungen in der Übertragungsfunktion. Desweiteren gibt es eine Vielzahl an Impulsstörungen, die auf die Qualität der Übertragung einen entscheidenden Einfluss haben, da sie bestimmte Bereiche des Frequenzbandes sehr stark beeinflussen. Es wird deutlich, dass es beim Entwurf des Systems unterschiedliche Freiheitsgrade gibt, die in die Betrachtungen einzubeziehen sind. Zur Bewertung der Übertragungsqualität sind diese Freiheitsgrade:

- Dämpfung $\mathcal{D}(f)$ auf einer Kupferleitung definierter Länge
- Impulsstörungen $\mathcal{I}(f)$
- Auslöschungen $\mathcal{A}(f)$ aufgrund von Laufzeitunterschieden

Neben diesen technischen Parametern sind die Implementierungskosten $\mathcal{K}(f)$ ein Freiheitsgrad, der beim Entwurf zu berücksichtigen ist, um sicherzustellen, dass das System auch in wirtschaftlicher Hinsicht den Anforderungen genügt.

Anschaulich ist die Vielfalt der technischen Entwurfsparameter in Bild 1.4 dargestellt. In der Abbildung werden die Freiheitsgrade $\mathcal{D}(f)$ und $\mathcal{A}(f)$ als voneinander unabhängige Parameter behandelt. Dies ist in der Realität so nicht möglich. Der störungsfreie Übertragungskanal wird durch eine Funktion, die abhängig von beiden Parametern $\mathcal{D}(f)$ und $\mathcal{A}(f)$ ist, beschrieben. Man kann bei der Bestimmung der Funktion zur Übertragungsqualität $\mathcal{B}_{\ddot{u}}(f)$ zusätzlich noch Gewichtungsfaktoren für die einzelnen Summanden einführen. Damit ist eine Bewertung der Bedeutung der Einzelparameter für das Gesamtsystem möglich. Es ergibt sich also folgende Beschreibung:

$$\mathcal{B}_{\ddot{u}}(f) = c_D \cdot \mathcal{D}(f) + c_I \cdot \mathcal{I}(f) + c_A \cdot \mathcal{A}(f).$$

Die Bedingung für die optimale Qualität der Übertragung lautet allgemein

$$\mathcal{B}_{\ddot{u},\text{opt}} = \min(\mathcal{B}_{\ddot{u}}(f)).$$

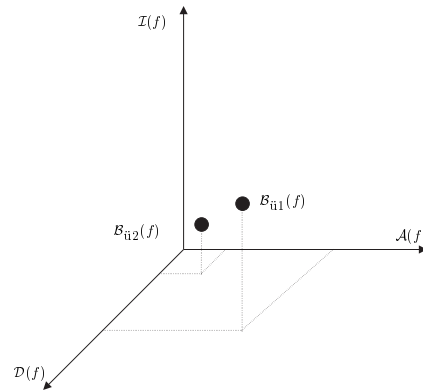


Bild 1.4: Die wichtigsten Freiheitsgrade zur Bewertung der Übertragungsqualität

Ebenso kann ein Grenzwert festgelegt werden, bis zu dem die Übertragung zuverlässig möglich ist. Somit ist es möglich, die Qualität der Übertragung in unterschiedlichen Frequenzbereichen zu vergleichen. Zusätzlich können nun die Implementierungskosten $\mathcal{K}(f)$ in die Betrachtung mit aufgenommen werden. Damit kann das Gesamtsystem unter Berücksichtigung der Kosten folgendermaßen bewertet werden:

$$\mathcal{B}(f) = \mathcal{B}_{\ddot{u}}(f) + c_K \cdot \mathcal{K}(f).$$

Bei dieser Vorgehensweise ist zu beachten, dass sich der Kabelbaum nicht nur in verschiedenen Baureihen unterscheidet, sondern sogar innerhalb der Fahrzeuge einer Baureihe variiert. Dies liegt unter anderem daran, dass die Rückleitung im Kraftfahrzeug über die Karosserie erfolgt³. Da der Kabelbaum aber nur eingeschränkt über der Karosserie fixiert ist, verändert sich allein dieser Einflussparameter bereits von Fahrzeug zu Fahrzeug. Ebenso verhält es sich mit den einzelnen Leitungen innerhalb des Kabelbaumes. Diese liegen beispielsweise in jedem Fahrzeugkabelbaum geometrisch anders zueinander. Darüberhinaus gibt es bisher noch keine Untersuchungen zu den relevanten Impulsstörungen, die auf den Energieversorgungsleitungen auftreten und die Datenübertragung beeinflussen können. Aufgrund der Vielzahl an Bordnetzen, Impulsstörungen und möglicher Übertragungstrecken im Fahrzeug, ist eine deterministische und allgemeingültige Beschreibung, der oben aufgeführten Funktion, nicht praktikabel. Daher basieren die Untersuchungen in dieser Arbeit auf Messungen an realen Fahrzeugen unter verschiedenen Umgebungs- und Betriebsbedingungen.

Die Entscheidung für den zweiten Ansatz bedeutet darüberhinaus, dass ein Kommunikationsprotokoll zu wählen ist, welches im Fahrzeugbereich bereits etabliert ist. Es sind prinzipiell verschiedene Protokolle für den Einsatz in einem PLC-Netz denkbar. Da sich im Fahrzeugbereich das Controller Area Network (CAN) als derzeit wichtigstes Protokoll durchgesetzt hat, bietet sich eine Realisierung auf dieser Basis an. Das CAN-Protokoll ist ein serielles Bussystem, das von der Firma Bosch entwickelt wurde. Es ist mittlerweile in einem ISO-Standard festgeschrieben [31]. Es handelt sich um ein Multi-Master System, bei dem jeder CAN-Knoten Telegramme senden kann, wenn der Bus frei ist. Der Zugriff auf den Bus wird mittels Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance (CSMA/CA) geregelt. Dieses Verfahren entspricht im Prinzip dem Zugriffsverfahren des

³Das heißt, die Karosserie dient als Masse.

Ethernet CSMA/CD⁴. Allerdings werden beim CAN-Protokoll Kollisionen vermieden, indem mittels der sogenannten Arbitrierung überprüft wird, welcher Knoten gerade die Nachricht mit der höchsten Priorität senden möchte. Dazu legen die sendenden Knoten die Nachrichtenennung (diese wird im Folgenden mit Identifier bezeichnet), mit der jede Nachricht beginnt, bitweise auf den Bus. Derjenige Knoten, der die Nachricht mit den meisten aufeinanderfolgenden dominanten Bits im Identifier sendet, gewinnt die Arbitrierung und darf die Nachricht senden. Da ein dominanter Buspegel eine logische Null darstellt, gewinnt der Teilnehmer die Arbitrierung, dessen Nachricht den niedrigsten Identifier-Wert besitzt [19]. Außerdem wird der Identifier dazu genutzt, am Empfänger zu entscheiden, ob die Nachricht für den jeweiligen Empfänger bestimmt ist. Im Fahrzeugbereich ist das CAN-Protokoll bis maximal 1 Mbit/s standardisiert. Zur Zeit werden im Karosserie-CAN Bereich Datenraten von 100 kbit/s und im Antriebs-Bereich von 500 kbit/s erreicht.

Da ein Schmalbandübertragungsverfahren zum Einsatz kommt, wird für höhere Datenraten eine Entzerrung der Empfangssignale notwendig. Das verwendete Protokoll hat dabei Einfluss auf die Anforderungen an den Entzerreralgorithmus. Beispielsweise kann sich bei Nutzung des CAN-Protokolls der Sender mit jeder Nachricht ändern. Das hat zur Folge, dass der Übertragungskanal sich aus Sicht des Entzerrers ebenfalls verändert. Damit sind die Entzerrerkoeffizienten in diesen Fällen neu einzustellen. Dies bedeutet hohe Anforderungen an die Konvergenzgeschwindigkeit des adaptiven Entzerreralgorithmus. Im Verlauf dieser Arbeit werden daher verschiedene Entzerrerkonzepte auf der Grundlage von Betrachtungen zum Kommunikationsprotokoll vorgestellt und im Hinblick auf die PLC-Anwendung optimiert. Dabei sind neben ihrer Leistungsfähigkeit allerdings immer die Kosten für die Realisierung im Auge zu behalten. Da es sich um erste Untersuchungen zum Einsatz von Entzerreralgorithmen für die PLC im Kraftfahrzeug handelt, ist mit einer serienreifen Realisierung erst in mehreren Jahren zu rechnen.

Nachdem nun einige allgemeine Erläuterungen zum Thema der Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen aufgeführt wurden, wird im Folgenden der Aufbau der vorliegenden Arbeit detailliert beschrieben.

1.3 Aufbau der vorliegenden Arbeit

Die Analyse des Übertragungskanals ist eine notwendige Voraussetzung für den Entwurf des Kommunikationssystems. Da es für den Kraftfahrzeugbereich hierzu bisher keine Untersuchungen gibt, behandelt das zweite Kapitel erstmals ausführlich die Kanalmodellierung. Aufgrund der in Kapitel 1 erläuterten Besonderheiten bei Berücksichtigung der verschiedenen Freiheitsgrade wird der Kanal ausgehend von Messungen untersucht. Zunächst beschränken sich diese Betrachtungen auf den störungsfreien Kanal, so dass die Übertragungsfunktionen für diesen Fall erfasst werden können. Im Anschluss werden dann Untersuchungen zu den auftretenden Störungen vorgenommen. Hierbei sind insbesondere die Impulsstörer für die Übertragung von Bedeutung. Es gibt bisher keine Untersuchungen, die sich als Grundlage für den Entwurf eines PLC-Systems im Fahrzeug eignen. Die Impulsstörer werden zunächst einzeln erfasst und mathematisch beschrieben. Für eine vollständige Modellierung der Impulsstörungen ist es allerdings notwendig, auch das zeitliche

⁴Carrier Sense Multiple Access / Collision Detection

Auftreten dieser Einzelimpulse zu modellieren. Es zeigt sich, dass es in Bezug auf dieses zeitliche Verhalten Regelmäßigkeiten gibt, die bei der mathematischen Darstellung ausgenutzt werden können. Es wird ein statistisches Modell auf Basis des Poisson-Prozesses zur Beschreibung entwickelt. Damit ist eine vollständige Modellierung des Kanals für die weiteren Untersuchungen möglich.

Auf dieser Grundlage kann im dritten Kapitel der allgemeine Entwurf des Kommunikationssystems begonnen werden. Zum besseren Verständnis sind zunächst die notwendigen Grundlagen erläutert. Ausgehend davon werden die verschiedenen Kriterien aufgezeigt, die zur Entscheidung für das Modulationsverfahren führen. Es handelt sich um ein Einträgerverfahren, das Differentielle Quadratur Phasensprungverfahren. Dadurch ergibt sich die Notwendigkeit, das System auf eine Trägerfrequenz festzulegen. Die Variation der Trägerfrequenz hat direkte Auswirkungen auf den Einfluss, den die in Kapitel 1 genannten technischen Freiheitsgrade auf die Qualität der Übertragung haben. Diese Qualität ist die Entscheidungsgrundlage für die Wahl der Trägerfrequenz. Die Entscheidung wird auf Basis des Signalstörabstandes getroffen. Daher werden verschiedene Signalstörabstände in Abhängigkeit von der Frequenz berechnet. Damit ist es möglich, die Frequenzen zu ermitteln, die als Trägerfrequenz in Frage kommen. Ein Bestandteil eines allgemeinen Entwurfs eines Kommunikationssystems ist die Kanalcodierung. Der Schwerpunkt des vorliegenden Entwurfs basiert auf der Festlegung der Trägerfrequenz in einem für die Übertragung „sicheren“ Frequenzbereich. Das bedeutet anders ausgedrückt, dass durch die geschickte Wahl der Trägerfrequenz, die Datenübertragung in einem Frequenzbereich stattfindet, in dem nur eine geringe Anzahl an Impulsstörungen auftritt. Es ist daher ausreichend, ein einfaches Kanalcodierungsverfahren einzuführen, welches im weiteren Verlauf der Arbeit verwendet wird.

Das entworfene Übertragungssystem muss in künftigen Anwendungen auch für die Übertragung höherer Datenraten geeignet sein. Daher schließen sich an den allgemeinen Entwurf in Kapitel 4 die dazu notwendigen Untersuchungen an. Das PLC-Netzwerk besteht aus vielen verschiedenen Kommunikationsteilnehmern. Damit hat das der Kommunikation zugrunde liegende Protokoll einen direkten Einfluss auf die Entwicklung der Entzerrerkonzepte. Es werden verschiedene Szenarios vorgestellt, die die Randbedingungen für die Anforderungen an die Entzerrer vorgeben. Es wird gezeigt, dass ein Multi-Master-System die höchsten Anforderungen im Hinblick auf die Entzerrung an die PLC-Technik im Fahrzeug stellt. Aufgrund der Randbedingungen, die sich durch dieses Protokoll ergeben, werden neben trainingsbasierten Algorithmen auch blinde Entzerreralgorithmen untersucht. Wie in Kapitel 2 dargestellt, sind die Impulsstörungen für den Entwurf des PLC-Systems im Kraftfahrzeug ein wichtiger Parameter. Aus diesem Grund wird der Umgang mit diesen Störungen für die ausgewählten Entzerrerkonzepte untersucht. Es werden diesbezüglich verschiedene Lösungsmöglichkeiten vorgestellt.

Nachdem die prinzipielle Struktur des PLC-Systems feststeht, werden im Kapitel 5 verschiedene Variationen dieses Systems untersucht. Es werden Parameter wie die Trägerfrequenz und die Datenrate variiert, um Systementwürfe mit verschiedenen Entzerreralgorithmen vergleichen zu können. Darüberhinaus werden unterschiedlichste Störszenarios in die Betrachtungen einbezogen. Obwohl der Kanal - wie in Kapitel 2 - gezeigt, nicht zeitvariant ist, führt das ausgewählte Kommunikationsprotokoll dazu, dass aus Sicht des Entzerrers der Kanal je nach Konstellation als zeitvariant gesehen werden kann. Aus diesem Grund werden Simulationen durchgeführt, die aufzeigen, dass die entworfenen Systeme

mit dieser Zeitvarianz zurecht kommen.

Im sechsten Kapitel wird anhand einer ersten Realisierung in einem herkömmlichen Fahrzeug unter verschiedensten Fahrbedingungen die Zuverlässigkeit der Übertragung untersucht. Es zeigt sich, dass die theoretischen Ergebnisse aus den Kapiteln 2 und 3 gültig sind. Desweiteren wird auf die Problematik der elektromagnetischen Verträglichkeit eingegangen, wobei die Probleme aufgezeigt werden, die sich beim Einsatz der PLC im Fahrzeug ergeben. Es schließt sich eine allgemeine Bewertung des Einsatzes der Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug, basierend auf den Untersuchungsergebnissen, an.

Im siebten Kapitel werden schließlich die wesentlichen Ergebnisse dieser Arbeit zusammengefasst. Außerdem wird ein Ausblick auf die künftig erforderlichen Entwicklungen im Bereich der PLC für den Automobilbereich gegeben.

Kapitel 2

Kanalmodellierung

Ein wesentlicher Aspekt beim Entwurf eines Kommunikationssystems ist der Übertragungskanal. Im Allgemeinen kann dieser durch die Übertragungsfunktion im Frequenzbereich oder in Analogie dazu durch die Impulsantwort im Zeitbereich beschrieben werden.

Das vorliegende Kapitel befasst sich mit der Modellierung des Übertragungskanals im Kraftfahrzeug. Aufgrund der in Kapitel 1 dargestellten speziellen Situation im Fahrzeug wird ein empirischer Ansatz für die Untersuchungen gewählt. Zunächst wird der störungsfreie Kanal untersucht. Es werden Übertragungsfunktionen unterschiedlicher Strecken im Fahrzeug bei ausgeschalteter Zündung gemessen und analysiert. Neben der Auswertung im Frequenzbereich mittels der Übertragungsfunktionen wird durch die Berechnung der Impulsantworten auch eine Betrachtung im Zeitbereich vorgenommen. Um Aussagen zur Zeitvarianz des Kanals treffen zu können, wird die Beeinflussung des Energieversorgungskabelbaumes durch das Einschalten der Zündung untersucht.

Ein weiterer wesentlicher Freiheitsgrad beim Entwurf sind die Störungen auf dem Bordnetz. Bei der Betrachtung der Störungen wird besonderer Wert auf die Modellierung der Impulsstörer gelegt, die für eine PLC-Übertragung als besonders kritisch einzustufen sind. Es werden sowohl Modelle für die Einzelstörimpulse als auch für zeitliche Störmuster vorgestellt. Das zeitliche Auftreten der Störungen wird mittels eines statistischen Modells auf Basis der Poisson-Verteilung beschrieben.

Am Ende des Kapitels ist es möglich, den Übertragungskanal im Fahrzeug vollständig zu modellieren. Es sind unterschiedlichste Störszenarios darstellbar, die als Basis für die weiteren Untersuchungen dienen.

2.1 Der störungsfreie Übertragungskanal

Der Übertragungskanal stellt eine Beschreibung der physikalischen Übertragungsstrecke dar. Für den Entwurf eines PLC-Systems im Kraftfahrzeug bedeutet dies, dass der Übertragungskanal durch die Eigenschaften der Energieversorgungsleitungen - also der Batterieleitungen - bestimmt wird. Da diese Leitungen Bestandteil des Kabelbaumes sind, ist es problematisch, eine deterministische Beschreibung für den Übertragungskanal anzugeben. Dies liegt daran, dass der Kabelbaum eines Kraftfahrzeuges nicht nur bei verschiedenen

Fahrzeugen unterschiedlich ist, sondern sich auch schon bei gleichen Fahrzeugtypen unterscheidet. Je nach Kundenwunsch bezüglich der Sonderausstattungen wird dieser Kabelbaum jedes Mal unterschiedlich konfektioniert. Außerdem liegen die einzelnen Leitungen innerhalb eines Kabelbaumes immer wieder anders zueinander, so dass selbst bei gleicher Ausstattung, die zur Beschreibung benötigten Parameter unterschiedlich sind.

Aus diesem Grund wird ein empirischer Ansatz zur Bestimmung der Übertragungsfunktion gewählt. Es wird auf Messungen zurückgegriffen. Für diese Messungen wird ein Netzwerkanalysator verwendet, mit dem in unterschiedlichen Fahrzeugen verschiedene Strecken ausgemessen und so deren Übertragungsfunktionen ermittelt werden [52]. Zunächst wird an Bordnetzen bei ausgeschalteter Zündung gemessen.

In Bild 2.1 sind einige Messpunkte am Beispiel eines Fahrzeuges eingezeichnet. Dabei sind

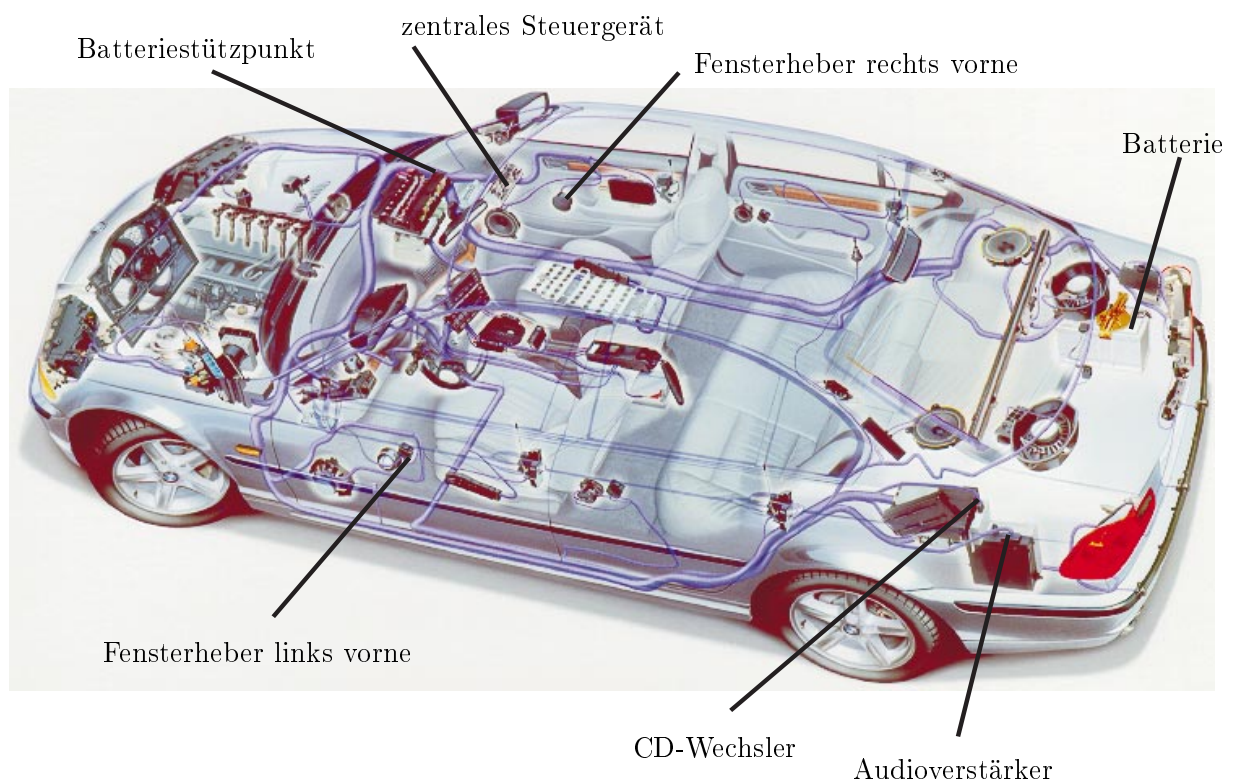


Bild 2.1: Messpunkte für die Übertragungsfunktion

die Ausgangspunkte für die Messungen die Batterie und ein zentrales Steuergerät im vorderen Bereich der Fahrgastzelle. Durch die Auswahl der Messpunkte werden verschieden lange und verschieden stark verzweigte Strecken in die Auswertung einbezogen. Somit kann von einer repräsentativen Auswahl an Übertragungsstrecken ausgegangen werden, so dass das gesamte Spektrum an unterschiedlichen Übertragungsstrecken berücksichtigt wird.

Die Methodik der Auswertung und die gewonnenen Erkenntnisse werden hier exemplarisch an ausgewählten Übertragungsstrecken dargelegt. Zu diesem Zweck werden die Strecken

- zwischen Batterie und Batteriestützpunkt im Motorraum,

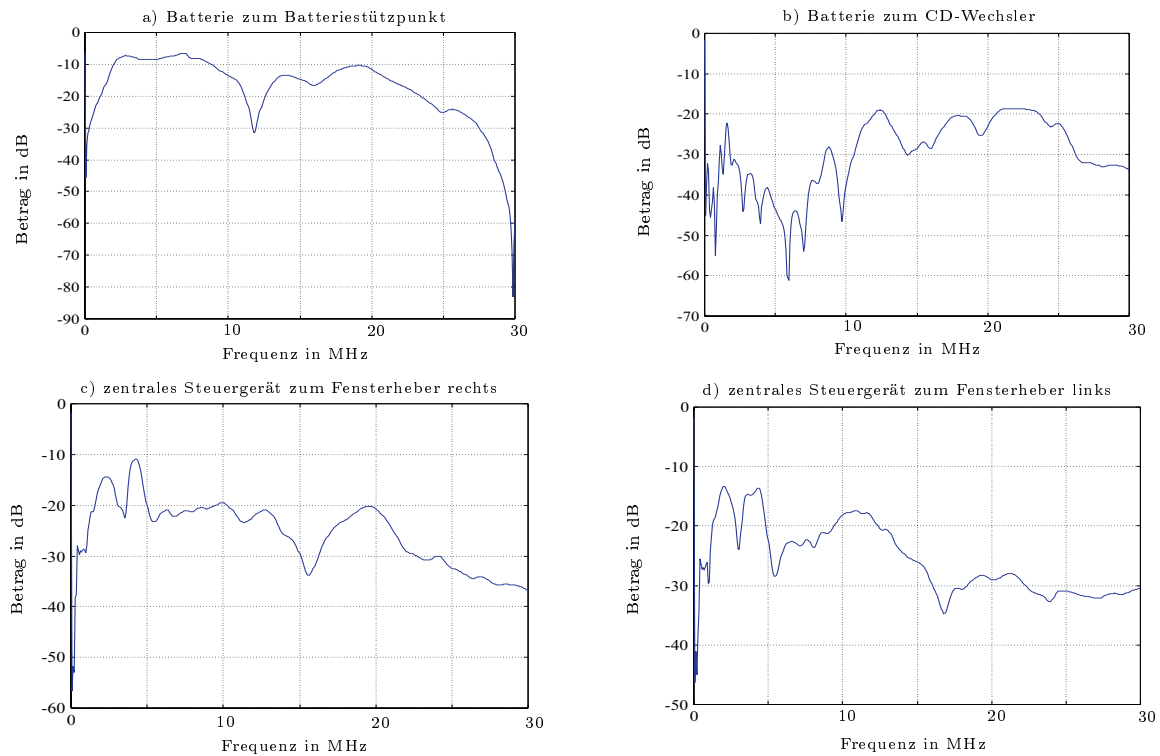


Bild 2.2: Betrag der Übertragungsfunktionen in dB

- zwischen Batterie und CD-Wechsler,
- zwischen zentralem Steuergerät und Fensterheber rechts vorne (Beifahrerseite) und
- zwischen zentralem Steuergerät und Fensterheber links vorne (Fahrerseite)

betrachtet. Diese Strecken entsprechen im Wesentlichen den Messpunkten in Bild 2.1.

Beispielhaft für die verschiedenen Messungen sind die Messergebnisse der vier Strecken in Bild 2.2 dargestellt. Abgebildet ist jeweils der Betrag der Übertragungsfunktion in dB über der Frequenz in MHz in einem Bereich von 0 bis 30 MHz:

$$H_{dB} = 20 \cdot \log(|H(f)|) \quad \text{in dB.} \quad (2.1)$$

Ganz allgemein kann man zunächst festhalten, dass die hier betrachteten Strecken sich in ihrer Länge unterscheiden. Ebenso unterschiedlich sind aber auch die zwischen den Messpunkten liegenden Netzwerke. In Bild 2.2 a) ist die Übertragungsfunktion einer nicht verzweigten Strecke dargestellt. Die Streckenlänge beträgt etwa 2 Meter. Wie man sieht, zeichnet sich der Betrag der Übertragungsfunktion durch einen relativ einheitlichen Verlauf aus, der nur bei ungefähr 12 MHz einen leichten Einbruch im Betragsverlauf aufweist. Der Einbruch des Betragsverlaufs im unteren Frequenzbereich ist mit der Entkopplung des Netzwerkanalysators von der Batteriespannung zu erklären. Dies ist bei allen folgenden Messungen ebenfalls zu beobachten.

Ganz anders stellt sich der Betrag der Übertragungsfunktion in Bild 2.2 b) dar. Dort wird durch die abgebildete Kurve der Leitungsweg zwischen Batterie und CD-Wechsler

beschrieben. Dieser Verlauf zeichnet sich durch viele frequenzselektive Signaleinbrüche aus. Die betrachtete Strecke ist etwa 8 Meter lang und verläuft im Prinzip durch das gesamte Fahrzeug. Die Verläufe der Beträge der Übertragungsfunktionen, dargestellt in den Bildern 2.2 c) und d), weisen ebenfalls frequenzselektive Signaleinbrüche auf. Es liegen allerdings nicht so starke Einbrüche wie auf der Strecke zwischen Batterie und CD-Wechsler vor.

Diese Beobachtungen sind damit zu erklären, dass die Einbrüche im Betragsverlauf der Übertragungsfunktion durch Reflexionen an nicht angepassten Leitungsabschlüssen verursacht werden. Durch die Phasensprünge bei den Reflexionen kommt es zu Auslöschungen. Diese erscheinen in der Übertragungsfunktion als Einbruch in der Betragskurve. Die Netztopologie zwischen Batterie und CD-Wechsler ist um ein Vielfaches verzweigter als zwischen den Fensterhebern und dem zentralen Steuergerät. Aus diesem Grund kommt es in dem verzweigten Netz zu vielen Auslöschungen durch die Fehlanpassungen der Leitungsabschlüsse. Die Auswertung der Messungen ergibt, dass die frequenzselektiven Signaleinbrüche hauptsächlich im Frequenzbereich bis 7 MHz auftreten. Damit lässt sich zu diesem Zeitpunkt der Untersuchungen, also ohne Störungsbetrachtung, sagen, dass für eine Datenübertragung der Frequenzbereich oberhalb von 7 MHz zu empfehlen ist.

Die bisherigen Betrachtungen des Übertragungskanals beschränken sich rein auf die Darstellung im Frequenzbereich. Im Folgenden schließt sich eine Analyse im Zeitbereich an. Es wird dazu aus der komplexen Übertragungsfunktion mittels inverser Fouriertransformation (z.B. [41],[42],[47]) die Impulsantwort berechnet. Sie ist die äquivalente Darstellung der Übertragungsfunktion im Zeitbereich.

In Bild 2.3 sind die Impulsantworten für die vier betrachteten Fälle abgebildet. Da die Signale für die Messungen im Zeitbereich reell sind, sind auch die Impulsantworten reelle Signale. Das bedeutet gleichzeitig, dass der Betrag der Übertragungsfunktion eine gerade und die Phase der Übertragungsfunktion eine ungerade Funktion ist [42].

In Bild 2.3 ist zu erkennen, dass sich die Impulsantworten nach Verlauf, Amplitude und Dauer bis zum vollständigen Abklingen sehr stark unterscheiden. Es ist offensichtlich, dass bei einer größeren Streckenlänge zwischen Datenquelle und -senke diejenige Zeit, die bis zum vollständigen Abklingen der Impulsantwort benötigt wird, zunimmt.

Die Dauer der Impulsantwort ermöglicht eine Aussage darüber, ab welcher Datenrate Intersymbolinterferenzen (ISI) auftreten. Intersymbolinterferenzen entstehen, wenn sich benachbarte Datensymbole gegenseitig beeinflussen [36]. Dies ist der Fall, wenn die Impulsantwort $g(t)$ der Übertragungsstrecke von der idealen Form für die Übertragung abweicht. Die Bedingung für eine verzerrungsfreie Übertragung bei einer zulässigen Verzögerung n_0 lautet:

$$\hat{d}(n) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d(n)g((n-l)T) \stackrel{!}{=} d(n-n_0). \quad (2.2)$$

Hierbei ist $d(n)$ die Sendedatenfolge und $\hat{d}(n)$ die Empfangsdatenfolge. Die ideale Formung der übertragenen Symbole wird gewährleistet, falls für die Impulsantwort des Übertragungsfilters gilt:

$$\begin{aligned} l = n - n_0 &\rightarrow g(n_0T) = 1 \\ l \neq n - n_0 &\rightarrow g(nT) = 0 \quad \forall n \neq n_0. \end{aligned} \quad (2.3)$$

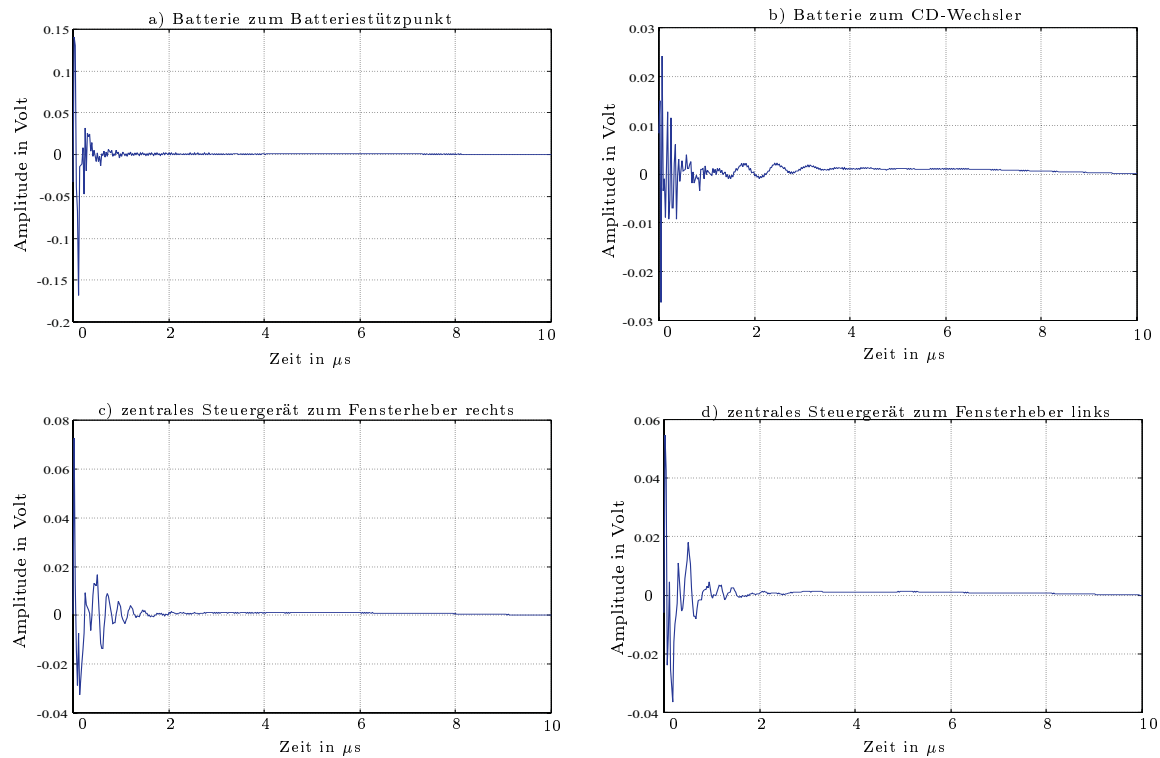


Bild 2.3: Impulsantworten

Das bedeutet, die Impulsantwort muss zu genau einem Zeitpunkt n_0 den Wert eins aufweisen und in äquidistanten Abständen nT verschwinden, wobei mit T die Symboldauer bezeichnet wird. Somit ist keine gegenseitige Beeinflussung durch Nachbarsymbole möglich.

Die abgebildeten Impulsantworten genügen dieser Bedingung offensichtlich nicht. In den hier dargestellten Fällen ist die Strecke zwischen Batterie und CD-Wechsler am kritischsten (Bild 2.3 b)). Die dargestellte Impulsantwort benötigt ca. 10 μs bis sie vollständig abgeklungen ist. Dies bedeutet, dass ab einer Symbolrate von 100 kBaud Intersymbolinterferenzen auftreten können. Das ist aber nicht der Fall (wie nachfolgende Untersuchungen zeigen), da die geringen Amplitudenwerte ab etwa 1 μs einen vernachlässigbaren Einfluss auf das Auftreten von Intersymbolinterferenzen ausüben. Im weiteren Verlauf der vorliegenden Arbeit wird sich zeigen, dass Intersymbolinterferenzen auf dieser Strecke tatsächlich erst ab etwa 1 MBaud auftreten¹. Da eine Forderung an das PLC-System darin besteht, auf allen Übertragungsstrecken im Fahrzeug ähnlich gute Übertragungsqualitäten zu erzielen, ist die Strecke zwischen Batterie und CD-Wechsler für das Auftreten von Intersymbolinterferenzen als „schlechtester Fall“ zu betrachten und beim Systementwurf dementsprechend zu berücksichtigen.

Eine weitere Fragestellung, die sich im Zusammenhang mit den Kanalbetrachtungen ergibt, ist die Frage nach der Zeitvarianz des Übertragungskanals. Die hier dargestellten Messungen wurden bei ausgeschalteter Zündung aufgenommen, weil keine Störeinflüsse des Bordnetzes erfasst werden sollten. In der Regel wird aber die Kommunikation über das

¹Angaben zum Übertragungsverfahren und zu den Parametern werden in den folgenden Kapiteln noch erläutert

PLC-System bei eingeschalteter Zündung stattfinden, so dass im Folgenden ein Vergleich zwischen den Übertragungsfunktionen bei aus- und eingeschalteter Zündung aufgeführt ist. Dargestellt sind in Bild 2.4 die Messergebnisse von den Strecken zwischen Batterie und Batteriestützpunkt im Motorraum und zwischen Batterie und CD-Wechsler. Die Übertra-

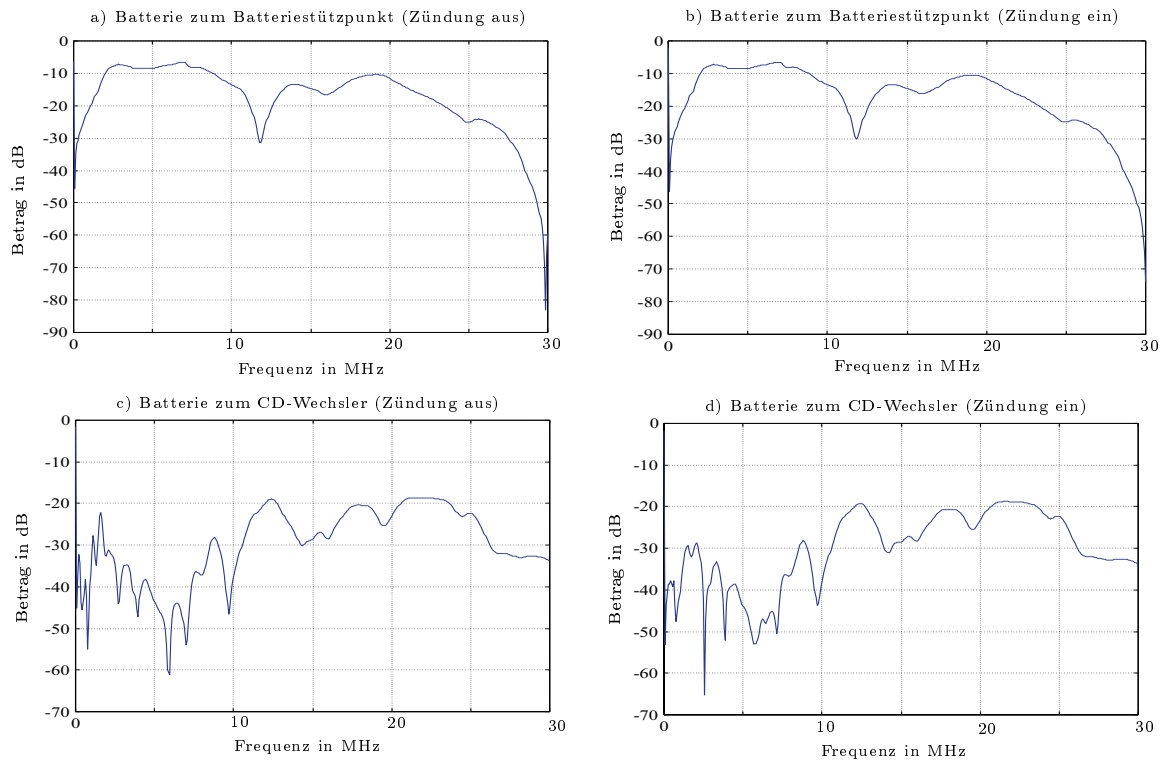


Bild 2.4: Betrag der Übertragungsfunktionen in dB; Vergleich zwischen aus- und eingeschalteter Zündung

gungsfunktion der Strecke zwischen Batterie und Batteriestützpunkt ändert sich nicht mit dem Einschalten der Zündung. Die beiden Betragsfunktionen sind im Frequenzbereich bis 30 MHz annähernd identisch.

Betrachtet man die Kurvenverläufe der Strecke zwischen Batterie und CD-Wechsler, so ergeben sich allerdings Unterschiede in den Verläufen. Im Frequenzbereich bis etwa 7 MHz ist der qualitative Betragsverlauf gleich. Das heißt, die frequenzselektiven Signaleinbrüche treten bei beiden Kurven bei gleichen Frequenzen auf. Allerdings unterscheiden sich die Einbrüche quantitativ. Erst ab einer Frequenz von 7 MHz sind beide Kurven annähernd identisch.

Somit kann festgehalten werden, dass sich durch das Einschalten der Zündung auf den hier betrachteten Leitungen keine Änderung des qualitativen Verlaufs der Übertragungscharakteristik ergibt. Dies liegt daran, dass es sich bei den betrachteten Strecken um die permanent an Spannung liegenden Leitungen handelt. Durch das Einschalten der Zündung ändert sich also kaum etwas an den Abschlüssen des Netzwerkes. Somit bleibt auch die Übertragungscharakteristik im Wesentlichen gleich. Darüberhinaus wird sich zeigen, dass sich im Fahrbetrieb des Fahrzeuges Veränderungen des Übertragungskanal durch Schaltvorgänge ergeben, die durch das Fahrzeug während der Fahrt oder aber durch

Fahrzeuginsassen, die elektrische Funktionen betätigen, verursacht werden. Dieser Einfluss wird durch die Störungsmodellierung berücksichtigt, die in Abschnitt 2.2 detailliert erläutert wird. Das bedeutet, dass zum jetzigen Zeitpunkt der Untersuchung die Übertragungsfunktion zwischen zwei festen Punkten für den Großteil des Betriebes als konstant und damit als zeitinvariant angenommen werden kann.

Anders stellt sich die Frage der Zeitvarianz in Bezug auf die Kommunikation im Allgemeinen dar. Wie sich in Kapitel 4 zeigen wird, gibt es verschiedene denkbare Szenarios für das Übertragungsprotokoll, welches bei PLC eingesetzt werden kann. Je nach Wahl des Protokolls, kann man von einem zeitvarianten Übertragungskanal ausgehen. Dies ist beispielsweise der Fall, wenn jeder Kommunikationsteilnehmer jederzeit senden darf, sofern der Bus frei ist. Für den Fall, dass die Teilnehmer keine fest zugeordneten Kommunikationspartner haben, kann sich die Übertragungsstrecke aus der Sicht des Empfängers von Datentelegramm zu Datentelegramm ändern. Während der Übertragung eines Telegramms kann allerdings von einem zeitinvarianten Kanal ausgegangen werden.

Die bisherigen Betrachtungen bezüglich des Übertragungskanals gehen von einem störungsfreien Kanal aus. In der Realität treten bei der Übertragung aber additive Störungen auf, die sich dem Nutzsignal überlagern. Diese sind bei der Kanalmodellierung zu berücksichtigen. Aus diesem Grund beschäftigt sich der nächste Abschnitt dieses Kapitels mit den Untersuchungen zur Störungsbetrachtung.

2.2 Die Störungsmodellierung

Eine vollständige Kanalmodellierung setzt voraus, dass auch Kenntnisse über die vorkommenden Störungen vorhanden sind. Mit Hilfe dieses Wissens können die Störungen dann modelliert und beim Systementwurf berücksichtigt werden. Ein häufig verwendetes Modell für additive Störungen realer Kanäle basiert auf der Annahme von gaußverteilterm, additiven Rauschen [36]. Diese Art der Störungsmodellierung hat sich mittlerweile in der Kommunikationstechnik als „Standard“ durchgesetzt.

Da bisher für die Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug der Übertragungskanal noch nicht explizit untersucht wurde, erscheint es an dieser Stelle sinnvoll, eine genauere Betrachtung der auftretenden Störungen vorzunehmen. In der hier betrachteten Umgebung gibt es neben den Rauschstörern auch Impulsstörer, die beispielsweise durch Schaltvorgänge (wie Betätigung des Fensterhebers) hervorgerufen werden. Diese Impulsstörer sind für die Qualität der Übertragung weitaus kritischer zu beurteilen als die Rauschstörer.

Im folgenden Abschnitt wird zunächst das Rauschen auf den Energieversorgungsleitungen untersucht, um anschließend detailliert auf die Modellierung der Impulsstörer einzugehen.

2.2.1 Störungen durch additives Rauschen

Zur Ermittlung des Rauschens wird an verschiedenen Messpunkten (s. Bild 2.1) das Rauschsignal aufgezeichnet. Beispielhaft werden hier die Rauschsignale am zentralen Steuergerät und am CD-Wechsler verglichen.

Zunächst werden die Leistungsdichtespektren der einzelnen Signale berechnet. Dazu wird die Methode von Welch [42] verwendet. Sie beruht darauf, für Datensegmente $x_i(n)$, die sich auch überlappen dürfen, das mittlere gefensterte Leistungsspektrum der einzelnen Spektren der Segmente zu berechnen. Somit ergibt sich folgende Berechnungsvorschrift:

$$\begin{aligned}\tilde{P}_{xx}^{(i)}(f) &= \frac{1}{MU} \left| \sum_{n=0}^{M-1} x_i(n)w(n)e^{-j2\pi fn} \right|^2 & i = 0, 1, \dots, L-1 \\ U &= \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} w^2(n) \\ P_{xx}^W(f) &= \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \tilde{P}_{xx}^{(i)}(f)\end{aligned}\quad (2.4)$$

Dabei hat jedes der L Datensegmente die Länge M und wird mit der Funktion w gefenstert.

Damit ergeben sich für die hier betrachteten Signale die Leistungsdichtespektren² in Bild 2.5. Man erkennt, dass ab einer Frequenz von etwa 7 MHz ein annähernd konstantes

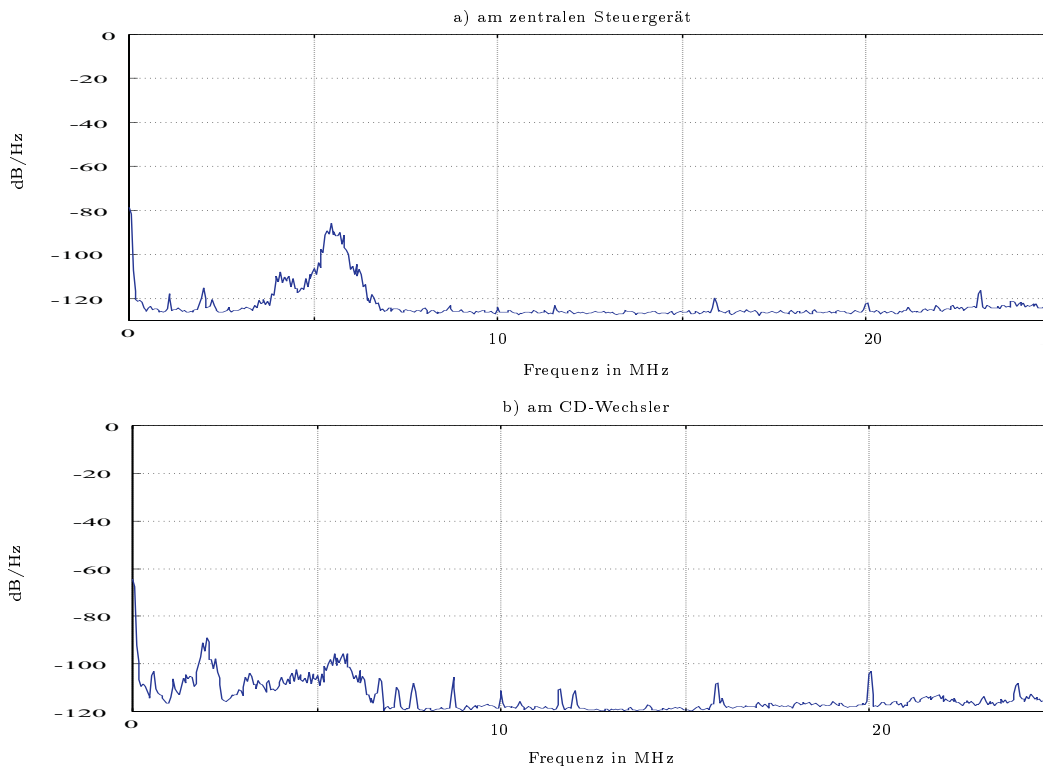


Bild 2.5: Leistungsdichtespektren des Rauschens an zwei verschiedenen Punkten im Fahrzeug

Leistungsdichtespektrum vorliegt. Ein konstantes Leistungsdichtespektrum über den gesamten Frequenzbereich weist auf das Vorliegen von weißem Rauschen hin. Wenn man

²Bezogen auf die Abtastfrequenz

nun davon ausgeht, dass aufgrund der bisherigen Untersuchungen eine Übertragung im Frequenzband oberhalb von 7 MHz liegen soll, kann für die weiteren Untersuchungen das Hintergrundrauschen als weiße Störung modelliert werden.

Eine weitere Analysemöglichkeit zum Thema Rauschstörer besteht darin, die Amplitudenverteilung der gemessenen Rauschsignale zu betrachten. Zunächst wird das Rauschsignal am zentralen Steuergerät genauer untersucht. Die Amplitudenverteilung ist in Bild 2.6 a) dargestellt. Diese Verteilung erinnert in ihrer Form an eine Gaußverteilung:

$$f_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.5)$$

Daher werden sowohl der Mittelwert m als auch die Varianz σ^2 des Signals ermittelt. Damit kann nun eine Gaußverteilung modelliert werden.

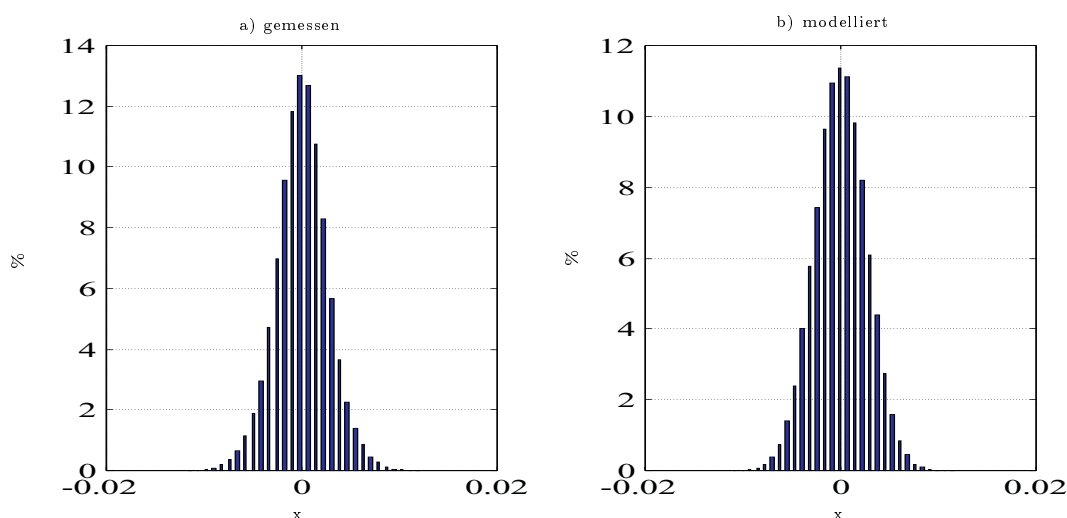


Bild 2.6: Amplitudenverteilung am zentralen Steuergerät

Das gauß'sche Rauschen wird mittels der Methode nach Box und Muller [56] generiert. Dabei wird die Zufallsgröße durch eine nichtlineare Transformation aus den beiden zwischen 0 und 1 gleichverteilten und statistisch voneinander unabhängigen Zufallsgrößen u und v erzeugt:

$$x = m_x + \sigma_x \cos(2\pi u) \sqrt{2 \ln(1/v)}. \quad (2.6)$$

Das Ergebnis der Modellierung ist in Bild 2.6 b) abgebildet. Analog zur Rauschstörung am zentralen Steuergerät betrachtet man nun die Amplitudenverteilung am CD-Wechsler. Sie ist in Bild 2.7 a) dargestellt. Auch in diesem Fall kann von der Annahme einer Gaußverteilung ausgegangen werden. Die entsprechend modellierte Verteilung ist in Bild 2.7 b) zu erkennen.

Die bisherigen Betrachtungen zum Thema Hintergrundrauschen haben gezeigt, dass dieses Rauschen als gauß'sches, weißes Rauschen modelliert werden kann. In Tabelle 2.1 sind für verschiedene Orte im Fahrzeug, basierend auf den Messdaten, die charakteristischen Werte für das Rauschen angegeben.

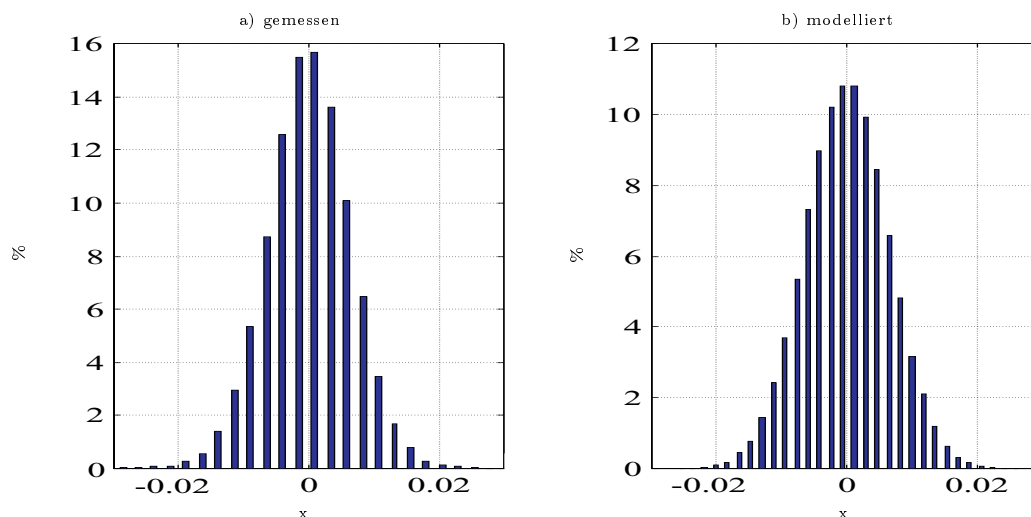


Bild 2.7: Amplitudenverteilung am CD-Wechsler

Das Hintergrundrauschen ist - wie bereits erwähnt - nicht die einzige Störung, die für die Qualität der Kommunikation von Bedeutung ist. In diesem Sinne sind die auftretenden Impulsstörer noch kritischer. Sie werden daher nachfolgend genauer untersucht.

Ort	Mittelwert m	Varianz σ^2
direkt an der Batterie	-0.0087	$3.16 \cdot 10^{-6}$
zentrales Steuergerät	-0.0062	$6.3 \cdot 10^{-6}$
CD-Wechsler	-0.0013	$3.15 \cdot 10^{-5}$

Tabelle 2.1: Parameter des gauß'schen Rauschens

2.2.2 Störungen durch Impulsstörungen

Impulsstörer werden durch Schaltvorgänge bewirkt, die entweder von den Fahrzeuginsassen durch die Betätigung von Funktionen jeglicher Art verursacht oder aber durch Betriebszustände beim Nutzen des Fahrzeugs ausgelöst werden. Impulsstörer, die auf den Energieversorgungsleitungen des 12-V-Bordnetzes auftreten, sind in DIN-Norm DIN40839 Teil 1 [9] genormt. Diese Norm wurde allerdings nicht im Hinblick auf eine Datenkommunikation auf den Energieversorgungsleitungen erstellt. Sie deckt daher nicht unbedingt die relevanten Störfälle ab. Aus diesem Grund werden zusätzlich eigene Untersuchungen zu dieser Thematik durchgeführt. Zunächst sind hier aber einige Erläuterungen zu den Störungen aus der DIN-Norm zusammengestellt.

Impulsstörer nach DIN 40839

Nach DIN 40839 Teil 1 gibt es fünf Prüfimpulse, die verschiedene Störfälle repräsentieren.

Prüfimpuls 1 Dieser Prüfimpuls bildet Impulse nach, die beim Abschalten induktiver Lasten entstehen. Sein Verlauf kann Bild A.1 im Anhang A entnommen werden. Aufgrund

der angegebenen Einstellwerte für das 12-V-Bordnetz ist ersichtlich, dass dieser Störimpuls in Frequenzbereichen von einigen kHz bis zu etwa 1 MHz relevant ist.

Prüfimpuls 2 Durch diesen Prüfimpuls (Bild A.2) werden Impulse nachgebildet, die durch Gleichstrommotoren nach Ausschalten der Zündung entstehen. Diese Motoren, die am gleichen Schalter wie die Zündung angeschlossen sein müssen, laufen wegen ihres Schwungmomentes weiter und wirken als Generatoren. Dabei erzeugen sie infolge ihrer Induktivität bei jedem Schalten des Unterbrechers Spannungsspitzen auf der abgeschalteten Versorgungsleitung der Zündung. Wiederum liegt dieser Störer in Frequenzbereichen von einigen kHz bis zu 1 MHz.

Prüfimpuls 3 Die beiden Prüfimpulse 3a und 3b bilden diejenigen Impulse nach, die bei schnellen Schaltvorgängen entstehen (s. Bilder A.3 und A.4). Die Einstellwerte zeigen, dass sich diese Störimpulse in einem Frequenzbereich von einigen kHz über 10 MHz bis zu mehreren hundert MHz erstrecken.

Prüfimpuls 4 Dieser Impuls bildet einen Versorgungsspannungseinbruch (gemessen an den Batterieklemmen) nach, der durch Einschalten des Starter-Stromkreises bei Verbrennungsmotoren entsteht (Bild A.5). Der betroffene Frequenzbereich liegt bei wenigen kHz.

Prüfimpuls 5 Er bildet den Batterieladestrom-Abschaltimpuls nach, der beispielsweise auftritt, wenn die Batterie abgetrennt wird, während der Generator Ladestrom liefert (Bild A.6). Auch hierbei ist wiederum ein Frequenzbereich von einigen kHz betroffen.

Zusätzlich zu diesen genormten Störfällen werden eigene Untersuchungen in die Betrachtungen einbezogen. Diese werden im folgenden Abschnitt beschrieben.

Modellierung der einzelnen Impulsstörer

Die Grundlage für die Modellierung bilden wiederum Messungen. Wie bereits in den Abschnitten zuvor werden die Messpunkte aus Bild 2.1 genauer betrachtet. Es werden Messungen an den verschiedenen Punkten bei verschiedenen Betriebszuständen und unterschiedlichen Schaltvorgängen durchgeführt. An dieser Stelle werden dabei stellvertretend für andere Störfälle insbesondere die Betätigung des Fensterhebermotors und der Zentralverriegelung analysiert. Außerdem wird zunächst nicht auf den Zusammenhang des zeitlichen Auftretens verschiedener Störungen geachtet. Es werden nur die Einzelstörer analysiert. Bei der Auswertung der Messungen stellt sich heraus, dass sich die auftretenden Einzelimpulse in zwei Klassen unterteilen lassen. Für jede dieser Klassen wird eine mathematische Beschreibung angegeben, so dass nur durch Veränderung der beschreibenden Parameter die auftretenden Einzelimpulse darstellbar sind. Im Folgenden werden die Beschreibungen für die Einzelstörer anhand von gemessenen Beispielimpulsen erläutert.

Betrachtet man den gemessenen Störimpuls aus Bild 2.8 a), so erkennt man, dass es sich um eine exponentiell abklingende Einhüllende einer Schwingung handelt. Somit ist diese Art der Impulsstörer gekennzeichnet durch die Amplitude a , die Abklingdauer b

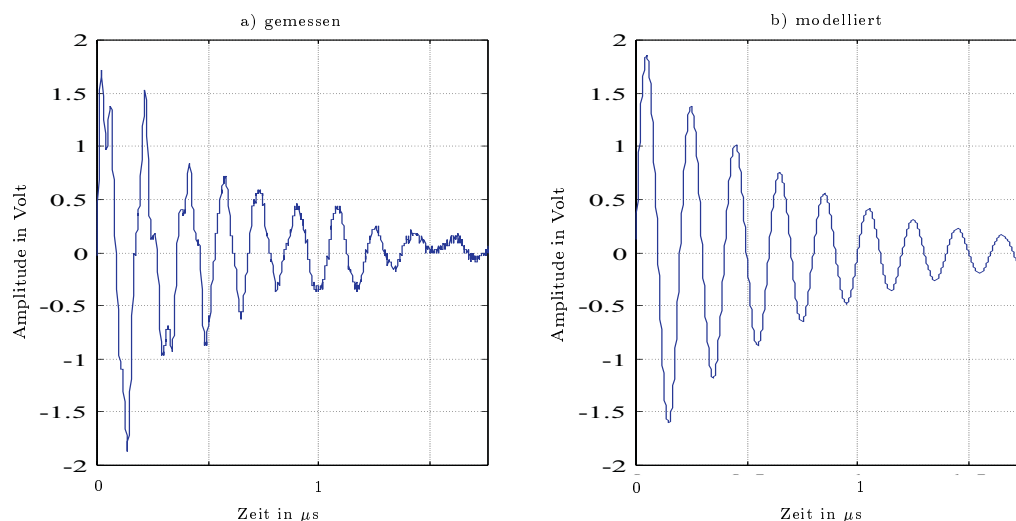


Bild 2.8: Modellierung exponentieller Störungen

und die Oszillationsfrequenz ω_p . Es ergibt sich also für diese Art der Störer die folgende Beschreibung:

$$n_{exp}(t) = ae^{-bt} \cdot \sin(\omega_p t). \quad (2.7)$$

In Bild 2.8 b) ist die entsprechende Modellierung dargestellt. Wie man erkennt, stimmt das Modell der Störung sehr gut mit der Messung überein.

Ein Beispiel für die zweite Klasse der Impulsstörer ist in Bild 2.9 dargestellt. Es handelt

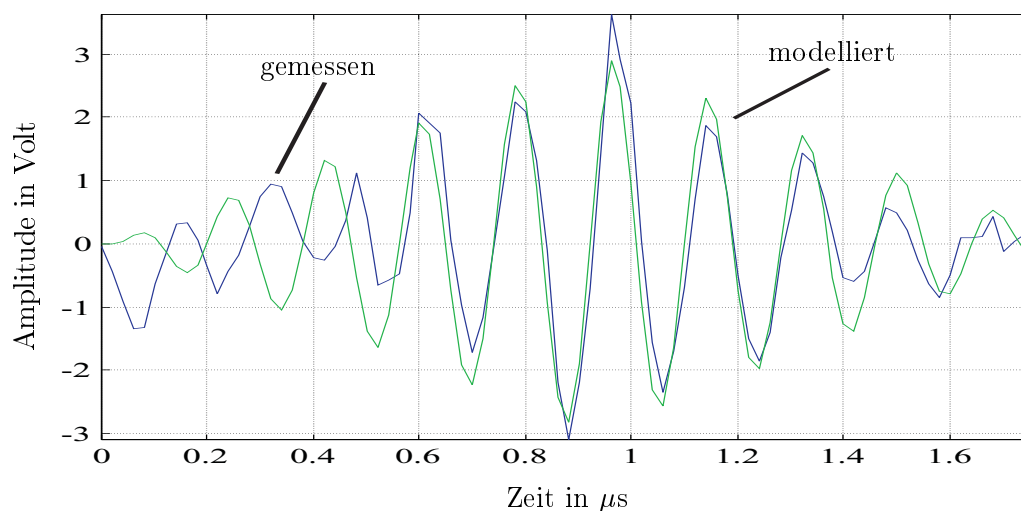


Bild 2.9: Modellierung dreieckförmiger Störungen

sich hier um einen Dreieckimpuls, der wiederum als Einhüllende einer Schwingung gesehen werden kann. Der Impuls ist durch die Dauer des Störimpulses, die Frequenz der Schwingung und den Parameter T_{tri} der Dreieckfunktion gekennzeichnet. Somit ergibt sich für diese Art der Störungen die folgende Beschreibung:

$$n_{tri}(t) = \Lambda\left(\frac{t}{T_{tri}}\right) \cdot \sin(\omega_p t). \quad (2.8)$$

Die Definition des Dreieckimpulses $\Lambda\left(\frac{t}{T_{tri}}\right)$ ist dem nebenstehenden Bild zu entnehmen. In Bild 2.9 kann die modellierte mit der gemessenen Störung verglichen werden.

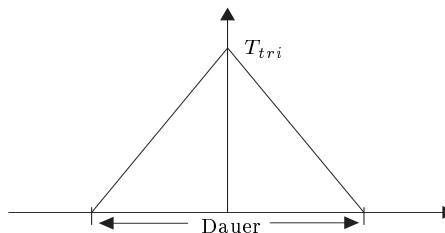


Bild 2.10: Definition des Dreieckimpulses $\Lambda\left(\frac{t}{T_{tri}}\right)$

In Tabelle 2.2 sind exemplarisch die charakteristischen Werte aus verschiedenen Messungen zusammenfassend dargestellt. Durch die Variation der Parameter sind aus den ma-

Funktion	Parameter	Dauer	Frequenz f_p
exponentiell	$a = 1$ $b = 0.004$	$10\mu s$	500 kHz
exponentiell	$a = 12$ $b = 0.0021$	$5\mu s$	1 MHz
exponentiell	$a = 12$ $b = 0.0175$	$4\mu s$	1 MHz
dreieckförmig	$T_{tri} = 2$	$2\mu s$	10 MHz
dreieckförmig	$T_{tri} = 3$	$2\mu s$	5 MHz
dreieckförmig	$T_{tri} = 10$	$5\mu s$	2.5 MHz

Tabelle 2.2: Beispiele von Parametern für die Modellierung von Impulsstörungen

thematischen Beschreibungen der beiden Einzelimpulse alle Impulsstörer modellierbar. Ebenso können unterschiedliche Störszenarios erstellt werden, wenn der zeitliche Zusammenhang, in dem die Störungen stehen, bekannt ist. Daher wird im folgenden Abschnitt die Modellierung des zeitlichen Auftretens der Impulsstörer behandelt.

Modellierung des zeitlichen Auftretens der Impulsstörer

Wichtig für die Modellierung einer Störumgebung ist auch das zeitliche Verhaltensmuster, welches die Einzelstörer gemeinsam bilden. Das bedeutet, dass zu untersuchen ist, in welcher zeitlichen Folge beziehungsweise in welchem zeitlichen Rahmen die Impulsstörer auftreten, wenn ein auslösendes Ereignis zu Grunde liegt.

Um das Vorgehen diesbezüglich zu erläutern, sind in Bild 2.11 die zeitlichen Verläufe der Impulsstörer nach Betätigung des Fensterhebers und der Zentralverriegelung dargestellt. Die Auswertung unterschiedlicher Messungen ergibt, dass sich in einem Zeitrahmen von etwa 1 ms die Auswirkungen der Schalterbetätigung abspielen. Dieses zeitliche Muster ist ein Zufallsmuster, welches sich aus verschiedenen Impulsstörern zusammensetzt. Die Einzelstörer entsprechen den Impulsstörern aus dem vorigen Abschnitt mit verschiedenen charakteristischen Werten. Da das Auftreten der Impulsstörer an Ereignisse geknüpft ist, die zum einen vom Verhalten der Fahrzeuginsassen und zum anderen von den internen

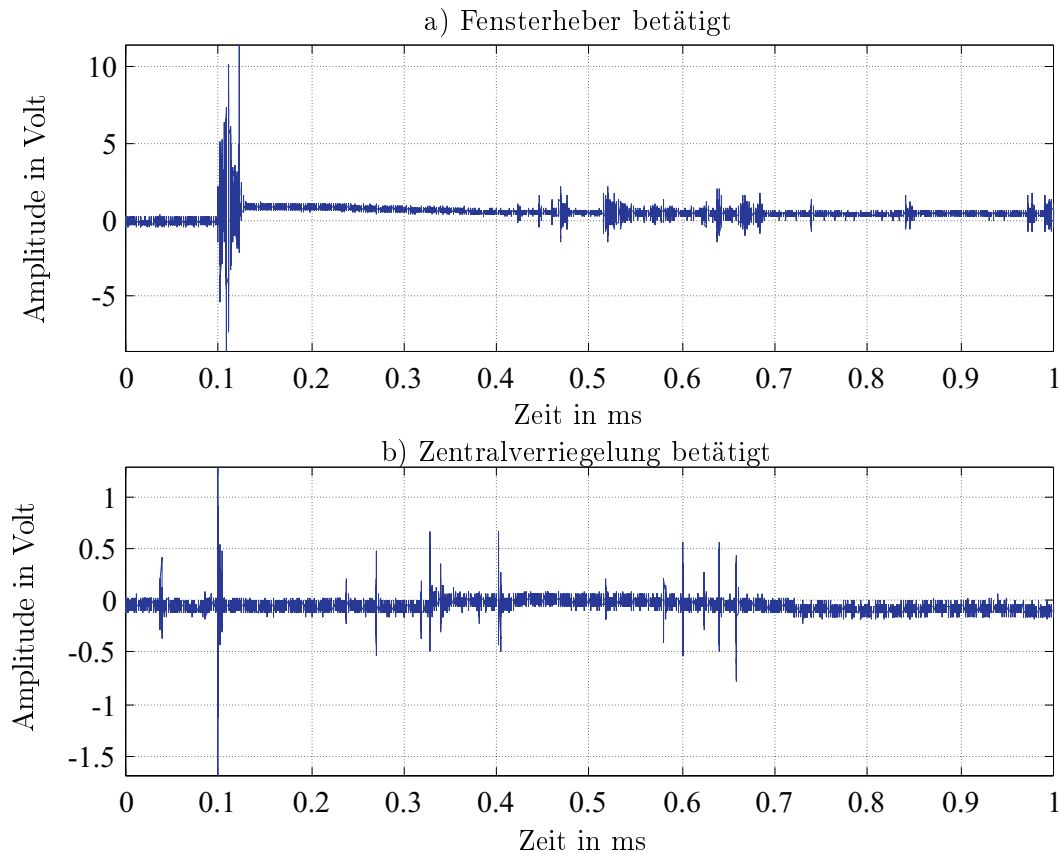


Bild 2.11: zeitliches Auftreten der Impulsstörer

Schaltvorgängen während der Fahrt abhängen, kann nicht vorhergesagt werden, wann ein solcher Schaltvorgang und damit die Impulsstörungen auftreten.

Allerdings ist für den Entwurf des Kommunikationssystems hauptsächlich der Fall entscheidend, wenn die Störungen auftreten, also ein auslösendes Ereignis vorangegangen ist. Für die Modellierung des zeitlichen Auftretens der Impulsstörer bedeutet dies, dass eine Beschreibung für ein Zufallsmuster zu finden ist, welche die verschiedenen Einzelstörungen zusammenfasst.

Eine gute Möglichkeit einer Beschreibung ist dabei der Poisson-Prozess [24]. Er ist ein amplitudendiskreter Zufallsprozess und ein häufig angewandtes Modell für Vorgänge, bei denen Ereignisse zu unregelmäßigen Zeiten eintreten. Ein Prozess $\mathbf{x}(\eta, t)$,

$$\mathbf{x}(\eta, t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ \text{Anzahl } k \text{ der Ereignisse im Intervall } t & t \geq 0, \end{cases} \quad (2.9)$$

heißt Poisson-Prozess, wenn für alle $t \geq 0$ und alle $k \geq 0$ die folgende Wahrscheinlichkeit gilt:

$$P(k, t) = P(\{\eta | \mathbf{x}(\eta, t) = k\}) = \frac{(\lambda t)^k}{k!} e^{-\lambda t}, \quad (2.10)$$

wobei der Parameter η die Musterfunktion innerhalb des Scharmittelwertes des Zufallsprozesses darstellt.

Der Poisson-Prozess ist durch die folgenden Kenngrößen gekennzeichnet:

$$m_x^{(1)}(t) = \lambda t \quad (2.11)$$

$$m_x^{(2)}(t) = \lambda t(1 + \lambda t) \quad (2.12)$$

$$\sigma_x^2(t) = m_x^{(2)}(t) - (m_x^{(1)}(t))^2 = \lambda t. \quad (2.13)$$

Hierbei ist $m_x^{(1)}(t)$ der Mittelwert, $m_x^{(2)}(t)$ der quadratische Mittelwert und $\sigma_x^2(t)$ die Varianz des Prozesses. Da Mittelwert und Varianz linear mit der Zeit ansteigen, ist der Prozess instationär.

Zwei wichtige Eigenschaften des Poisson-Prozesses sind:

1. Gedächtnisfreiheit: Die Zeit, die bis zum nächsten Ereignis vergeht, ist unabhängig von der seit dem letzten Ereignis vergangenen Zeit.
2. Die Summe $\mathbf{x}(\eta, t)$ aus statistisch unabhängigen Poissonprozessen x_1, x_2 ist wieder ein Poisson-Prozess.

Mit Hilfe des Poisson-Prozesses lässt sich die Wahrscheinlichkeitsdichte der Zeiten zwischen zwei aufeinander folgenden Ereignissen berechnen. Wenn $\mathbf{t}(\eta, k)$ der Zeitpunkt des k -ten Ereignisses ist, dann gilt für die Zeit zwischen zwei Ereignissen

$$\mathbf{z}(\eta, k) = \begin{cases} \mathbf{t}(\eta, 1) & k = 1 \\ \mathbf{t}(\eta, k) - \mathbf{t}(\eta, k - 1) & k > 1. \end{cases} \quad (2.14)$$

Analog zu den Zeitpunkten \mathbf{t} der Ereignisse beschreiben diese Zwischenzeiten \mathbf{z} einen Zufallsprozess. Die Wahrscheinlichkeit, dass $\mathbf{z}(\eta, k)$ größer als t ist, ist

$$P(\{\eta | \mathbf{z}(\eta, k) > t\}) = P(\{\eta | \mathbf{x}(\eta, t) = 0\}) = e^{-\lambda t} \quad t \geq 0. \quad (2.15)$$

Diese Größe ist unabhängig von k . Damit folgt aus Gleichung 2.15 für die Wahrscheinlichkeitsverteilung

$$F_z(t) = P(\{\eta | \mathbf{z}(\eta, k) \leq t\}) = 1 - e^{-\lambda t} \quad t \geq 0. \quad (2.16)$$

Durch die Differentiation von Gleichung 2.16 nach t ergibt sich die zugehörige Wahrscheinlichkeitsdichte

$$f_z(t) = \lambda e^{-\lambda t} \quad t \geq 0. \quad (2.17)$$

Daraus lässt sich nun wiederum die mittlere Zeit zwischen zwei aufeinander folgenden Ereignissen berechnen

$$m_z^{(1)} = E\{\mathbf{z}(\eta, k)\} = \int_0^\infty \lambda t e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda}, \quad (2.18)$$

wobei λ die mittlere Anzahl von Ereignissen in einer Zeiteinheit und $\frac{1}{\lambda}$ die mittlere Zeit zwischen zwei Ereignissen angibt.

Es ist noch zu beachten, dass für jede Impulsstörung ein eigener Poisson-Prozess zu berechnen ist. Somit ist nun aus den Messungen zu ermitteln, wie viele Impulsstörer innerhalb

a) Beispiel Fensterheber			b) Beispiel Zentralverriegelung		
Funktion	Zeitdauer	Anzahl	Funktion	Zeitdauer	Anzahl
n_{exp1a}	1 ms	2	n_{exp1b}	1 ms	1
n_{exp2a}	1 ms	3	n_{exp2b}	1 ms	7
n_{tri1a}	1 ms	1	n_{tri1b}	1 ms	5
n_{tri2a}	1 ms	2			

Tabelle 2.3: Auswertung der Beispiele aus Bild 2.11

einer solchen Zeitdauer auftreten. Für die Beispiele aus Bild 2.11 ergeben sich die Tabellen 2.3 a) und b).

Die unterschiedlichen Impulsstörer werden hier nur nach Namen unterschieden, da eine Angabe der charakteristischen Werte für das prinzipielle Vorgehen an dieser Stelle keine Bedeutung hat. Es können nun im Folgenden in Analogie zum Vorgehen bei den beiden Beispielen unterschiedliche Störszenarios entworfen werden. Darüberhinaus werden die Impulsstörer aus DIN40839 Teil 1 mit in die weiteren Betrachtungen einbezogen, soweit sie für den Entwurf des Übertragungssystems relevant sind.

Insgesamt kann festgehalten werden, dass es nun möglich ist, die unterschiedlichsten Störszenarios für verschiedene Übertragungskanäle im Fahrzeug zu berechnen [52]. Damit ist die Grundlage für den Entwurf des Übertragungssystems gelegt. Im nächsten Schritt kann nun dazu übergegangen werden, das Kommunikationssystem zu entwerfen. Die Überlegungen, die für den Entwurf notwendig sind, werden im nächsten Kapitel näher erläutert.

Kapitel 3

Entwurf des Kommunikationssystems

Mit dem in Kapitel 2 vorgestellten Kanalmodell ist es nun möglich, die weiteren Untersuchungen zum Design des Kommunikationssystems durchzuführen. Bevor der konkrete Entwurf behandelt wird, werden einige allgemeine Ausführungen zu Kommunikationssystemen dargelegt.

Ein wesentliches Kriterium beim Entwurf des PLC-Systems ist die Auswahl des Modulationsverfahrens. Daher wird auf die entsprechenden Überlegungen genauer eingegangen. Es stellt sich heraus, dass die Anforderungen an das PLC-System mit einem Einträgermodulationsverfahren erfüllt werden können. Bei einem solchen Verfahren ist es wichtig, dass die optimale Trägerfrequenz für die Übertragung bestimmt wird. Aus diesem Grund wird aufbauend auf den Ergebnissen des vorangegangenen Kapitels der Signalstörabstand für verschiedene Trägerfrequenzen berechnet. Basierend auf diesen Resultaten werden die Trägerfrequenzen für die weiteren Untersuchungen dieser Arbeit festgelegt.

Die Kanaluntersuchungen haben gezeigt, dass insbesondere Impulsstörungen einen kritischen Aspekt für die Qualität der Übertragung darstellen. Beim Auftreten von Impulsstörungen ist die Kanalcodierung zur Korrektur beziehungsweise zur Erkennung von Bitfehlern notwendig. Daher beschäftigt sich ein weiterer Abschnitt des vorliegenden Kapitels mit der Kanalcodierung für das PLC-System.

3.1 Allgemeine Grundlagen zu Kommunikationssystemen

Zum besseren Verständnis ist in Bild 3.1 das allgemeine Blockschaltbild für ein Kommunikationssystem dargestellt. Der Sendezweig besteht aus der Datenquelle mit den Sendedaten $d(n)$, dem Quellencodierer, dem Kanalcodierer und dem Modulator. Das modulierte Signal wird über den Übertragungskanal an den Empfänger gesendet. Der Empfangszweig setzt sich aus dem Demodulator, dem Kanaldecodierer, dem Quellendecodierer und schließlich der Datensenke zusammen (z.B. [47]).

Idealerweise sollte die Beschreibung des Informationsgehalts der Sendedatenfolge mit möglichst wenigen Datenbits erfolgen. Dies bedeutet mit anderen Worten, dass eine effiziente

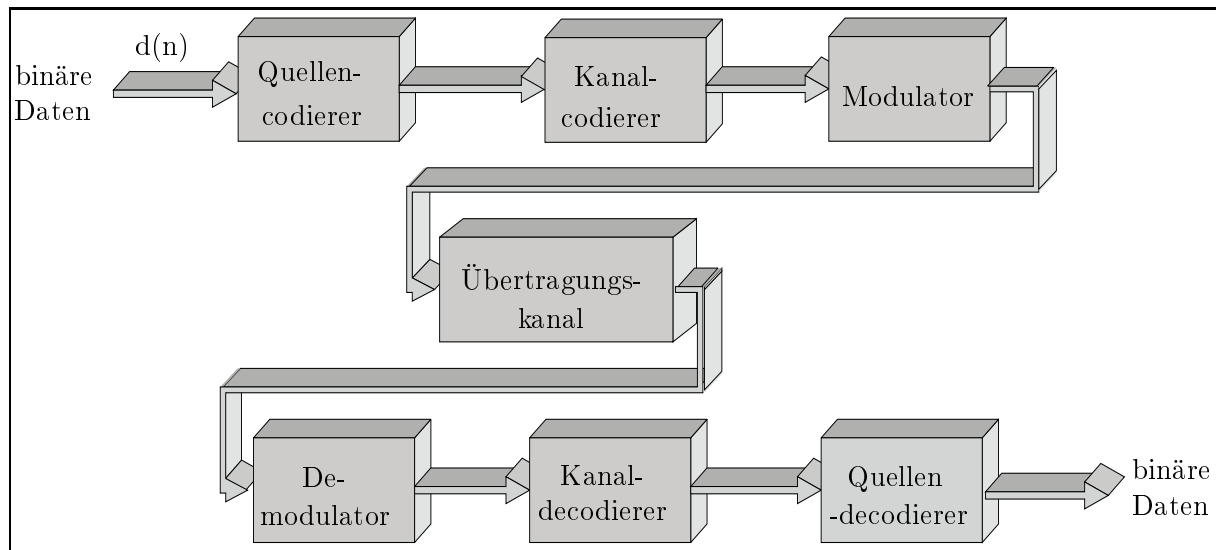


Bild 3.1: Grundstruktur eines Kommunikationssystems

Darstellung des Quellensignals durch eine niedrige Redundanz möglich ist. Diese Vorgehensweise wird als Quellencodierung bezeichnet. Die so codierte Datensequenz liegt als Eingangssignal am Kanalcodierer. Die Aufgabe des Kanalcodierers besteht darin, dem Signal gezielt Redundanz hinzuzufügen. Damit können am Empfänger die Fehler, die durch Störungen während der Übertragung hervorgerufen werden, erkannt oder sogar korrigiert werden. Das kanalcodierte Signal wird dann an den Modulator weitergeleitet. Dieser dient als Schnittstelle zum Übertragungskanal. Seine Aufgabe besteht darin, die digitalen Informationen in analoge Signalformen umzusetzen.

Der Übertragungskanal entspricht im vorliegenden Fall den Energieversorgungsleitungen des Kraftfahrzeuges. Seine Eigenschaften inklusive der auftretenden Störungen sind bereits in Kapitel 2 detailliert beschrieben.

Der Empfangszweig des Kommunikationssystems ist im Prinzip die analoge Wiedergabe des Sendezweigs. Dabei treten die Komponenten jedoch in umgekehrter Reihenfolge auf. Im Idealfall erhält man nach Durchlaufen des Empfangszweiges wieder das ursprünglich gesendete Signal. Eine wesentliche Komponente des Entwurfs für das PLC-System ist die Auswahl des Modulationsverfahrens. Daher wird auf die Kriterien, die zur Entscheidung für ein Einträgereverfahren führen, im folgenden Abschnitt genauer eingegangen. Ein Optimierungskriterium für das PLC-System ist aufgrund des gewählten Modulationsverfahrens die richtige Festlegung der Trägerfrequenz. Basierend auf der Berechnung des Signalstörabstandes für unterschiedliche Frequenzen wird die Auswahl erläutert.

3.2 Auswahl des Modulationsverfahrens

Ein entscheidender Bestandteil eines Kommunikationssystems ist das benutzte Modulationsverfahren. Grundsätzlich ist die Entscheidung für ein Modulationsverfahren beim Entwurf des PLC-Systems für das Kraftfahrzeug von unterschiedlichen Faktoren abhängig. Dabei gibt es einerseits Kriterien, die sich aus den technischen Gegebenheiten herleiten.

Im vorliegenden Fall ist aber andererseits auch der wirtschaftliche Gesichtspunkt zu beachten. Gerade beim Einsatz eines solchen Systems in der Automobiltechnik spielen die Kosten eine entscheidende Rolle. Berücksichtigt man die Tatsache, dass viele Steuergeräte in einem solchen Systemverbund miteinander kommunizieren, so ergibt sich ein hoher Bedarf an entsprechenden Sendern und Empfängern. Diese Sende- und Empfangseinheiten stehen in ihren Kosten in direkter Konkurrenz zu den bisher genutzten Kommunikationseinheiten mit separaten Kommunikationskabeln.

Die Anforderungen, die sich technisch ergeben, beziehen sich hauptsächlich auf die Forderung nach weitestgehend störungsfreier Datenübertragung. Bereits die Auswahl des Modulationsverfahrens sollte dafür Sorge tragen, dass das spätere Gesamtsystem gegenüber Störungen, insbesondere gegenüber den Impulsstörungen, so wenig wie möglich anfällig ist. Da es für das PLC-System im Kraftfahrzeug bisher keine Definition der maximal zulässigen Bitfehlerraten gibt, wird in Kapitel 5 dieser Wert definiert und als Bewertungskriterium herangezogen.

Es gibt unterschiedliche Modulationsverfahren, welche dieses Kriterium mehr oder weniger gut erfüllen. Ein gängiges Verfahren, das relativ unempfindlich gegenüber schmalbandigen Störungen ist, ist die Bandspreiztechnik (z.B. [47]). Es ist dadurch gekennzeichnet, dass die Bandbreite B der Sendesignale gegenüber der Informationsrate R gespreizt wird. Damit wird das Verhältnis von B/R , welches man mit Spreizgewinn B_e bezeichnet, wesentlich größer als eins. So erreicht man, dass die auf diese Weise gespreizten Signale nicht mehr so anfällig gegenüber schmalbandigen Störungen sind, weil die Schmalbandstörer auf einen weiten Frequenzbereich gespreizt werden. Man unterscheidet hierbei *Direct-Sequence* (DS) beziehungsweise *Pseudo-Noise* (PN) und *Frequency-Hopped* (FH) Bandspreizverfahren. Das DS-Spreizverfahren wird auf der Basis von Phasenumtastung (PSK) benutzt. Dagegen beruht das FH-Verfahren auf der Frequenzumtastung (FSK).

Beim DS-Bandspreizverfahren wird zunächst das Informationssignal, welches übertragen werden soll, im Sender schmalbandig auf eine Trägerschwingung moduliert. Danach wird durch eine zusätzliche Multiplikation mit der Zufallsfolge eines PN-Generators die Bandspreizung durchgeführt. Im Empfänger wird nun das Empfangssignal mit einem synchronisierten Äquivalent der sendeseitig verwendeten Spreizungsfunktion multipliziert. Damit wird das Nutzsignal wieder spektral komprimiert, wohingegen eventuelle Störsignale spektral gespreizt werden. Somit können die nun breitbandigen Störungen mittels eines an das Nutzsignal angepassten Bandpasses unterdrückt werden.

Beim FH-Bandspreizverfahren wird die verfügbare Kanalbandbreite in viele verschiedene Frequenzschlitze unterteilt. In jedem Signalintervall belegt das Sendesignal einen oder mehrere dieser Frequenzschlitze. In der Regel dient FSK als Modulationsverfahren.

Ein Übertragungsverfahren, welches gegen Impulsstörer unempfindlich ist und außerdem eine adaptive Entzerrung in Bezug auf Intersymbolinterferenzen überflüssig macht, ist Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Für die Datenübertragung über Energieversorgungsleitungen im Niederspannungsbereich wird dieses Verfahren häufig - wie bereits in der Einleitung erwähnt - empfohlen [12]. Dabei wird die Information auf mehrere parallele synchrone Einzelträger verteilt und über ein mehrkanaliges selektives Demodulationsverfahren zurückgewonnen. Der zu übertragende Datenstrom wird in N Sektionen aufgeteilt und parallel über N synchronisierte Subträger, die orthogonal zueinander sind, gesendet. Die Orthogonalität bedeutet, dass der Leistungsanteil der einzelnen

Träger bei den Mittenfrequenzen der anderen Träger gleich Null ist. Daher beeinflussen sich die Einzelträger nicht gegenseitig. Jeder dieser Subträger erfährt eine Quadratur-Phasen-Modulation. Die parallele Datenübertragung bewirkt eine Verlängerung der Symboldauer. Der Einsatz adaptiver Kanalentzerrer ist nicht mehr erforderlich, da zwischen zwei zu sendenden Bits ein sogenanntes Schutzintervall eingefügt wird, dessen Länge mindestens der Länge der Impulsantwort der Übertragungstrecke entspricht. Desweiteren ist, wie bereits zuvor erwähnt, OFDM relativ unempfindlich gegen kurzzeitige Impulsstörer. Wegen der Datenverteilung auf viele Träger ergibt sich für die einzelnen Bits, die jeweils den verschiedenen Trägern zugeordnet sind, eine längere Zeitdauer. Kurzzeitige Impulsstörer beeinflussen diese lang andauernden Signale kaum [12].

Im hier betrachteten Fall ist ein wesentlicher Aspekt der Untersuchung die Beachtung der Implementierungskosten. Aus diesem Grund ist ein entscheidendes Entwurfskriterium für das Kommunikationssystem, die einfache Realisierbarkeit des ausgewählten Modulationsverfahrens. Im weiteren Verlauf der Untersuchungen zeigt sich, dass ein Phasenumtast-Verfahren die Anforderungen an den Entwurf ausreichend erfüllt und die zuvor beschriebenen Methoden nicht notwendig sind. Daher wird auf dieses Verfahren zurückgegriffen, welches zudem sehr einfach und kostengünstig implementiert werden kann.

Im Folgenden werden die Überlegungen und erste Ergebnisse wiedergegeben, die sich aufgrund der Nutzung von PSK (z.B. [36], [41], [45],[47]) ergeben. Für das allgemeine Verständnis sind zunächst einige grundlegende Erläuterungen zu diesem Modulationsverfahren aufgeführt.

Zur Übertragung einer wertediskreten Datenfolge $d(n)$ seien komplexe Werte zulässig

$$d(n) = d'(n) + jd''(n); \quad d', d'' \text{ reell.} \quad (3.1)$$

Damit ergibt sich für die komplexe Einhüllende eines digital modulierten Signals

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [d'(n) + jd''(n)]g(t - nT). \quad (3.2)$$

Dabei ist $g(t)$ die Impulsantwort des verwendeten Sendefilters. Für einen reellen Elementarimpuls $g(t)$ ergibt sich durch Realteilbildung aus dem analytischen Signal $x^+(t)$ ¹ das reelle Bandpass-Signal mit der Trägerfrequenz ω_c

$$\begin{aligned} x(t) &= \operatorname{Re}\{x^+(t)\} \\ &= \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} d'(n)g(t - nT) \right] \cos(\omega_c t) - \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} d''(n)g(t - nT) \right] \sin(\omega_c t). \end{aligned} \quad (3.3)$$

Ganz allgemein bezeichnet man diese Art der Modulation als Quadratur-Amplitudenmodulation (QAM). Für die komplexen Datensymbole $d(n)$ seien nun $M = 2^m$ diskrete Werte zulässig

$$d(n) \in \{d_0, d_1, d_2, \dots, d_{M-1}\}; \quad M = 2^m, \quad (3.4)$$

so dass jedem Symbol ein m -bit Wort zuzuordnen ist. Somit werden also die zu übertragenden Binärzeichen zu m -bit-Gruppen zusammengefasst. Für eine 4-stufige komplexe

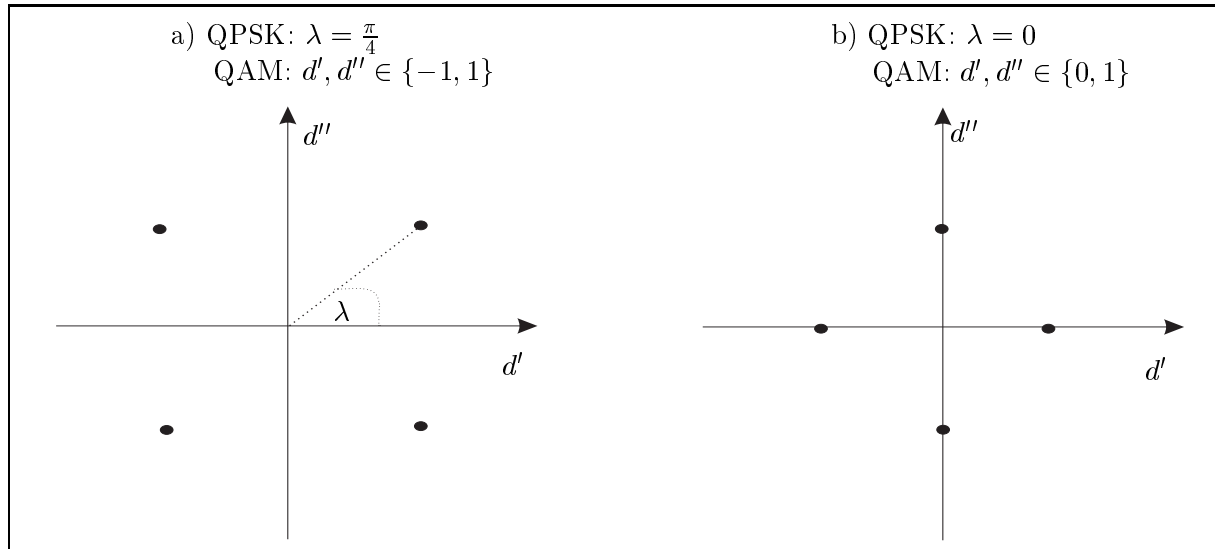


Bild 3.2: Signalraum-Konstellationen für QPSK bzw. QAM

Signalraumkonstellation ergibt sich die Darstellung in Bild 3.2. Es ist nun möglich, dieses Signal als diskrete Phasenmodulation, genauer als Quaternary Phase Shift Keying (QPSK), zu interpretieren, da die Datensymbole $d(k)$ bei konstantem Betrag die diskreten Phasenwerte φ annehmen:

$$\varphi_\mu = \frac{\pi}{2} \cdot \mu + \lambda; \quad \mu = 0, 1, 2, 3 \quad (3.5)$$

Dabei kann λ je nach gewünschter Signalraumkonstellation unterschiedliche Werte annehmen. In Bild 3.2 sind die Konstellationen für die Werte $\frac{\pi}{4}$ und 0 dargestellt.

In den bisherigen Betrachtungen wird für den Elementarimpuls $g(t)$ ein Rechteckimpuls der Dauer T eingesetzt. Dies bedeutet eine „harte“ Phasenumtastung und somit einen hohen Bandbreitebedarf für das gesendete Signal. Um eine Bandbegrenzung zu erreichen, wird als Sende- und Empfangsfilter anstelle des Rechteckimpulses ein Wurzel-Kosinusroll-off Filter verwendet. Die entsprechende Übertragungsfunktion kann folgendermaßen beschrieben werden

$$G_{\cos}(f) = \begin{cases} 1 & 0 \leq |f - f_c| \leq \frac{1}{2T_S}(1 - r) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \sin\left(\frac{\pi T_S}{r} \left(f - \frac{1}{2T_S}\right)\right)} & \frac{1}{2T_S}(1 - r) \leq |f - f_c| \leq \frac{1}{2T_S}(1 + r) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Hierbei ist f_c die Trägerfrequenz, T_S die Symboldauer und r der roll-off-Faktor. Die Wahl des roll-off-Faktors ist ein wesentlicher Parameter des Systementwurfs. Wird ein niedriger roll-off-Faktor gewählt, so wird nur ein schmaler Frequenzbereich in Anspruch genommen. Gleichzeitig erhöht sich aber der Aufwand für die Filterrealisierung und die Länge der Impulsantwort, wodurch bei Kanalverzerrungen mehr Nachbarsymbole beeinflusst werden.

Ein anderes Problem ergibt sich aufgrund von linearen Phasenverzerrungen durch den Übertragungskanal. Bei Verwendung der bisher beschriebenen QPSK-Modulation ist die

¹wegen der Definition eines analytischen Signals s. Anhang B.1

übertragene Information in den diskreten Phasenabweichungen gegenüber dem unmodulierten Träger enthalten. Für eine korrekte Demodulation muss am Empfänger die absolute Trägerphase bekannt sein. Das führt in der praktischen Anwendung zu Problemen. Da der Träger selbst nur *moduliert* übertragen wird, erfolgt eine Trägerableitung aus dem Empfangssignal. Das führt zu einer Phasenunsicherheit. Um dies zu umgehen, wird die differentielle QPSK (DQPSK) eingeführt. Hierbei ist die übertragene Phaseninformation in der Differenz der absoluten Phasenwerte von zeitlich aufeinander folgenden Symbolen enthalten:

$$\varphi(n) = \varphi(n-1) + \Delta\varphi_\mu(n) \quad (3.6)$$

mit

$$\Delta\varphi_\mu(n) = \frac{2\pi}{M} \cdot \mu + \lambda; \quad \mu = 0, \dots, M-1; \quad \lambda \in \{0, \pi/M\}. \quad (3.7)$$

Somit ist man unabhängig von der absoluten Phase. Ebenso sind lineare Phasenverzerrungen durch den Kanal nicht mehr von Bedeutung.

Um das zu verdeutlichen, sind im Folgenden die Ergebnisse von Simulationen im Hinblick auf diesen Aspekt aufgeführt. In Bild 3.3 sind die Signalraumkonstellationen dargestellt, die sich bei QPSK- bzw. DQPSK-Modulation an Sender und Empfänger ergeben. Wie man sieht, hat durch die Übertragung eine lineare Phasenverschiebung stattgefunden, so dass die Signalraumkonstellation am Empfänger gegenüber der Sendekonstellation verändert ist. Bei der QPSK-Modulation kommt es daher am Empfänger verursacht durch

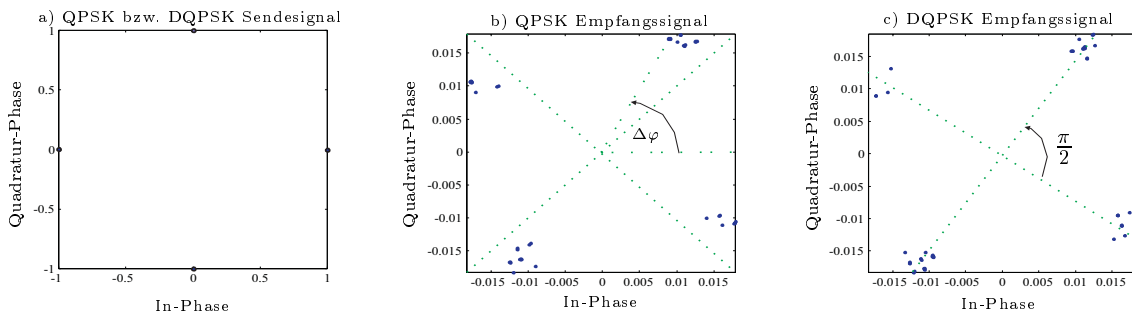


Bild 3.3: Signalraum-Konstellationen am Sender und Empfänger bei QPSK- bzw. DQPSK-Modulation

die Phasenverschiebung um $\Delta\varphi$ zu falschen Entscheidungen. Dies liegt daran, dass für die Entscheidungen die absoluten Phasenwerte herangezogen werden. Wie man aus der Abbildung erkennt, liegen die Empfangspunkte nicht mehr im ursprünglichen Entscheidungsraum. Somit kommt es zu einem fehlerhaften Empfang der gesendeten Daten. Im Gegensatz dazu kann mit der DQPSK-Modulation das komplette Signal korrekt empfangen werden. In Bild 3.3 c) ist erkennbar, dass sich die relativen Phasenwerte nicht verändert haben. Diese entsprechen am Empfänger immer noch den Phasenwerten $0, \frac{\pi}{2}, \pi$ und $\frac{3\pi}{2}$. Unabhängig von Verschiebungen auf dem Übertragungskanal ist daher eine korrekte Entscheidung möglich. Es wird somit deutlich, dass als Modulationsverfahren DQPSK zu wählen ist, um unabhängig von den linearen Phasenverschiebungen zu sein.

Ein weiterer wichtiger Aspekt für das Design des Modulationsverfahrens ist die richtige Wahl der Trägerfrequenz. Dabei gibt es zunächst zwei Hauptkriterien. Dies ist zum einen

die Übertragungsfunktion der entsprechenden Übertragungskanäle und zum anderen das Störverhalten in den entsprechenden Frequenzbereichen. Die Grundlagen für die Entscheidung sind bereits mit der Untersuchung des Übertragungskanals in Kapitel 2 gelegt.

Für die konkrete Entscheidung bietet es sich an, die Übertragungsrate verschiedener Systementwürfe zunächst analytisch zu berechnen. Es wird dabei eine Methode in Anlehnung an das Verfahren nach [61] verwendet. Diese beruht auf der Multiplikation der spektralen Sende- und Störleistungsdichten mit den entsprechenden Leistungsübertragungsfunktionen von Kanal, Störungen und Entzerrer. Bei der hier verwendeten Methode wird der Entzerrer nicht berücksichtigt, da das Signal-Störleistungsverhältnis am Ausgang des Empfangsfilters herangezogen wird, um eine Entscheidung für die Trägerfrequenz zu treffen. Der Entzerrer wird nicht in die Überlegungen einbezogen, weil hier nur die Qualität der Übertragungsstrecke im Hinblick auf die Auswahl der Trägerfrequenz bewertet werden soll. Nach Bild 3.4 können demnach die Signalleistung $S(f)$ und die Störleistung $N(f)$ am Ausgang des Empfangsfilters entsprechend Gleichung 3.8 und 3.9 berechnet werden. Damit ist es möglich, den Signalstörabstand SNR aus Gleichung 3.10 zu berechnen.

$$S(f) = \int_0^{\infty} L_S(f) \cdot |H_K(f)|^2 \cdot |G_{\cos}(f)|^2 df \quad (3.8)$$

$$N(f) = \int_0^{\infty} L_N(f) \cdot |G_{\cos}(f)|^2 df \quad (3.9)$$

$$\text{SNR}(f) = \frac{S(f)}{N(f)} \quad (3.10)$$

$L(f)$ bezeichnet hierbei die spektrale Leistungsdichte des Nutz- bzw. des Störsignals. $H_K(f)$ ist die Kanalübertragungsfunktion (nach Kapitel 2) und $G_{\cos}(f)$ ist das mit Gleichung 3.2 berechnete Sende- bzw. Empfangsfilter.

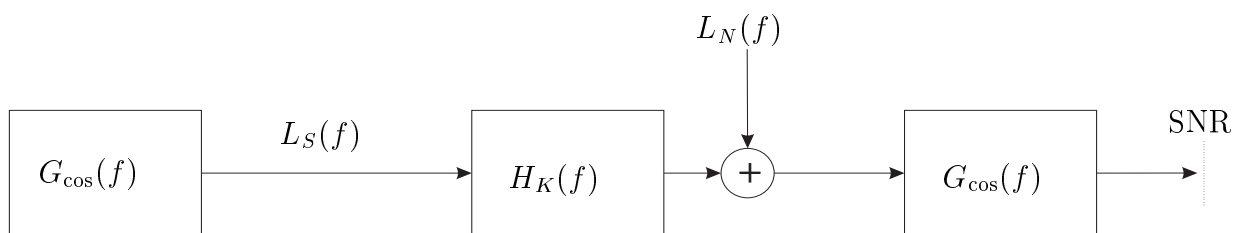


Bild 3.4: Modell zur Berechnung der SNR-Werte

Interessant ist insbesondere die Berechnung der Störleistungsdichte für die auftretenden Impulsstörer. Das zeitliche Auftreten der Impulse wird mittels einer Diracstoßfolge beschrieben. Das Auftreten der Diracstöße genügt dabei gemäß Kapitel 2 einer Poisson-Verteilung. Dient diese Diracstoßfolge als Eingangssignal eines Filters, der durch die Gleichung für einen Einzelimpuls beschrieben wird, so erhält man am Ausgang des Filters nach [41] den Verlauf der Störimpulse über der Zeit. Für die Autokorrelationsfunktion

$\varphi_{NN}(\tau)$ am Ausgang des Filters und damit für die Störleistungsdichte $L_N(f)$ gilt

$$\varphi_{NN}(\tau) = \varphi_{PoPo}(\tau) * \varphi_{nn}(\tau) \quad (3.11)$$



$$L_N(f) = L_{Po}(f) \cdot L_n(f) \quad (3.12)$$

Es sind also die Autokorrelationsfunktionen der Diracstoßfolge $\varphi_{PoPo}(\tau)$ und der Einzelstörimpulse $\varphi_{nn}(\tau)$ zu berechnen. Am Beispiel des Störimpulses $n_{tri}(t)$ nach Gleichung 2.8 werden die notwendigen Berechnungsschritte erläutert. Das Vorgehen gilt in analoger Weise auch für die exponentiellen Störimpulse nach Gleichung 2.7. Für die Autokorrelation $\varphi_{tritri}(\tau)$ des Störimpulses $n_{tri}(t)$ gilt

$$\varphi_{tritri}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} n_{tri}(t) \cdot n_{tri}(t + \tau) dt \quad (3.13)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \Lambda\left(\frac{t}{T_{tri}}\right) \cdot \sin(\omega_p t) \cdot \Lambda\left(\frac{t + \tau}{T_{tri}}\right) \sin(\omega_p(t + \tau)) dt \quad \text{mit } \omega_p = 2\pi f_p. \quad (3.14)$$

Dieser Ausdruck kann auch in folgender Form geschrieben werden

$$\varphi_{tritri}(\tau) = \left[\Lambda\left(\frac{-\tau}{T_{tri}}\right) \cdot \sin(\omega_p(-\tau)) \right] * \left[\Lambda\left(\frac{\tau}{T_{tri}}\right) \cdot \sin(\omega_p(\tau)) \right]. \quad (3.15)$$

Nach Transformation in den Frequenzbereich gilt allgemein für $L_n(f)$

$$L_n(f) = N^*(f) \cdot N(f). \quad (3.16)$$

Für den vorliegenden Fall bedeutet das

$$\begin{aligned} L_n(f) &= \left\{ T_{tri}^2 s i^2(\pi T_{tri} f) * \left[-\frac{j}{2} \delta(f + f_p) + \frac{j}{2} \delta(f - f_p) \right] \right\} \cdot \\ &\quad \cdot \left\{ T_{tri}^2 s i^2(\pi T_{tri} f) * \left[\frac{j}{2} \delta(f + f_p) - \frac{j}{2} \delta(f - f_p) \right] \right\} \\ &= T_{tri}^4 \cdot \left[-\frac{j}{2} s i^2(\pi T_{tri}(f + f_p)) + \frac{j}{2} s i^2(\pi T_{tri}(f - f_p)) \right] \cdot \\ &\quad \cdot \left[\frac{j}{2} s i^2(\pi T_{tri}(f + f_p)) - \frac{j}{2} s i^2(\pi T_{tri}(f - f_p)) \right] \\ &= \frac{1}{4} T_{tri}^4 \left[s i^4(\pi T_{tri}(f + f_p)) - 2 s i^2(\pi T_{tri}(f - f_p)) s i^2(\pi T_{tri}(f + f_p)) + \right. \\ &\quad \left. + s i^4(\pi T_{tri}(f - f_p)) \right] \\ &= \frac{1}{4} T_{tri}^4 \left[s i^2(\pi T_{tri}(f + f_p)) - s i^2(\pi T_{tri}(f - f_p)) \right]^2. \quad (3.17) \end{aligned}$$

Für die Berechnung der Autokorrelationsfunktion $\varphi_{PoPo}(\tau)$ wird die folgende Annahme getroffen. Die poissonverteilte Diracstoßfolge kann folgendermaßen beschrieben werden

$$\Pi(t) = \sum_{i=1}^N \delta(t - \Delta t_{po_i}). \quad (3.18)$$

Damit kann Gleichung 3.19 geschrieben werden als

$$\begin{aligned}
\varphi_{PoPo}(\tau) &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \delta(\tau - (\Delta t_{poi} - \Delta t_{poj})) \\
&= N \cdot \delta(\tau) + \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \delta(\tau - (\Delta t_{poi} - \Delta t_{poj})) + \\
&\quad + \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \delta(\tau - (\Delta t_{poj} - \Delta t_{poi})).
\end{aligned} \tag{3.21}$$

Unter Ausnutzung der auftretenden Diracstoßpaare ergibt sich nach Transformation in den Frequenzbereich folgender Ausdruck:

$$L_{Po}(f) = N + 2 \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \cos(2\pi(\Delta t_{poi} - \Delta t_{poj})f). \tag{3.22}$$

Mit den Gleichungen 3.12, 3.17 und 3.19 ist es nun möglich, die Störleistungsdichte $L_N(f)$ der auftretenden Impulsstörer zu berechnen.

Da mit Hilfe der Berechnungsmethode nach den Gleichungen 3.8 bis 3.10 eine Hilfestellung zur Auswahl der möglichen Trägerfrequenzen gegeben werden soll, werden verschiedene Störszenarios betrachtet. Den in Bild 3.5 dargestellten Resultaten liegen zwei verschiedene Störumgebungen zu Grunde. Das erste Störumfeld ist bereits aus Bild 2.11 a) bekannt. Es handelt sich um die Reaktionen auf die Betätigung des Fensterhebers. Das zweite Störumfeld ist die Modellierung einer Störumgebung auf Basis der Angaben aus Kapitel 2.2.2. Dabei wurde weniger Wert auf eine Modellierung einer realen Situation gelegt, als vielmehr die Störumgebung abgebildet, die eine Vielzahl an möglichen Störimpulsen beinhaltet.

Die Berechnungen berücksichtigen verschiedene Übertragungskanäle im Fahrzeug, die mit einer Bitrate² von 2 Mbit/s betrieben werden. Es ist deutlich erkennbar, dass sich das SNR-Verhältnis für die unterschiedlichen Kanäle sehr verschieden darstellt. Allerdings ist aus den Kurven zu entnehmen, dass sich im Frequenzbereich ab etwa 8 MHz über alle Kurven gesehen ein besseres SNR-Verhältnis als in den unteren Frequenzbereichen ergibt. Die bei 10 MHz erkennbaren starken Einbrüche in den Kurven der Übertragungsstrecke von der Batterie zum zentralen Steuergerät und von der Batterie zum CD-Wechsler sind entweder vergleichbar zu vorherigen Einbrüchen oder aber geringer als in niedrigeren Frequenzbereichen. Diese Aussage bestätigt die Vermutungen aus Kapitel 2. Dort ergibt die qualitative Analyse bereits, dass für die Übertragung ein Frequenzband oberhalb von 7 MHz zu empfehlen ist. Für die weiteren Untersuchungen ist also eine Trägerfrequenz im Bereich ab 8 MHz zu wählen.

An dieser Stelle erscheint es sinnvoll, für die kommenden Untersuchungsschritte verschiedene Frequenzen als mögliche Trägerfrequenzen festzulegen. Anhand dieser Frequenzen

²Die Bitrate wird an dieser Stelle angenommen, um eine exemplarische Berechnung der Signalstörabstände zu ermöglichen.

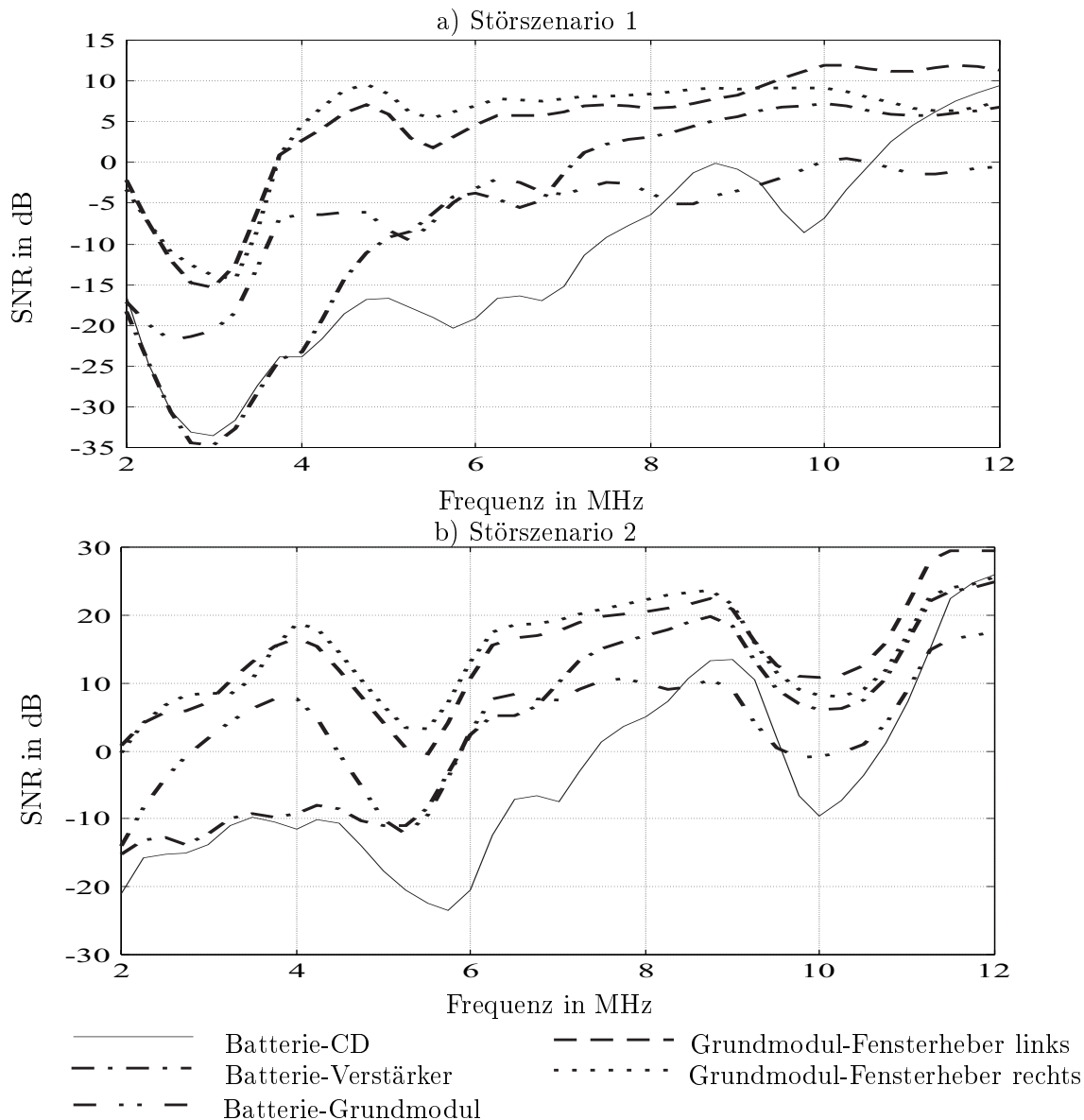


Bild 3.5: SNR nach dem Empfangsfilter

werden dann die weiteren Betrachtungen vorgenommen. Es werden exemplarisch die Frequenzen 8 MHz und 12 MHz ausgewählt. Zusätzlich wird auch die 4 MHz Trägerfrequenz betrachtet, weil auf diese Weise gezeigt werden kann, inwieweit die Auswahl einer Trägerfrequenz oberhalb von 7 MHz tatsächlich sinnvoll ist. In den Kapiteln 5 und 6 ergibt sich, dass mit einem genügend hohen Aufwand auch Trägerfrequenzen unterhalb von 7 MHz für eine Übertragung genutzt werden können. Allerdings wird dabei gleichzeitig deutlich, dass die richtige Wahl der Trägerfrequenz einer der entscheidenden Faktoren beim Entwurf des Gesamtsystems ist und beispielsweise der notwendige Aufwand für die Kanalcodierung damit beeinflusst werden kann.

Zusammenfassend ist an dieser Stelle festzuhalten, dass die Entscheidung für ein DQPSK-Modulationsverfahren gefallen ist. In Kapitel 5 wird der Trägerfrequenzbereich ab 7 MHz genauer untersucht. Im folgenden Abschnitt wird nun auf die Kanalcodierungsverfahren eingegangen, die bei diesem Entwurf zum Einsatz kommen sollen.

3.3 Kanalcodierung

Ein Bestandteil eines vollständigen, allgemeinen Kommunikationssystems ist der Kanalcodierer. Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist unter anderem, ein günstiges und leicht zu implementierendes System zu entwerfen. Der Entwurf beruht dabei in erster Linie auf dem Kanalmodell aus Kapitel 2. Für die Qualität der Übertragung ist hauptsächlich entscheidend, welche Trägerfrequenz für den Modulator festgelegt wird. Da allerdings trotz sorgfältiger Festlegung der Trägerfrequenz, Impulsstörungen innerhalb dieses Frequenzbandes auftreten können, kann auf die Darstellung der Überlegungen zur Kanalcodierung nicht verzichtet werden. Die Kanalcodierung ist die einzige Möglichkeit, den Einfluss der Impulsstörer zu kompensieren. Bereits mit einfachen diesbezüglichen Verfahren kann die Übertragungsqualität somit verbessert werden.

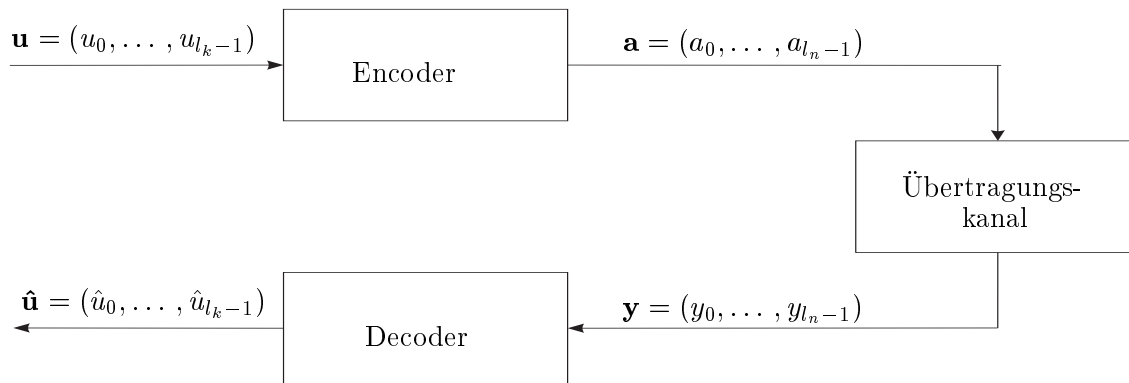
3.3.1 Blockcodes und Interleaving

Wie bereits in Abschnitt 3.1 erwähnt, besteht die Aufgabe der Kanalcodierung darin, Methoden und Verfahren zur Verfügung zu stellen, mit denen Informationen von einer Datenquelle zur Datensenke mit einem Minimum an Fehlern übertragen werden können. Dies wird dadurch erreicht, dass den eigentlichen Informationen sendeseitig Redundanz hinzugefügt wird, so dass entstandene Fehler auf der Empfangsseite erkannt und je nach Code auch korrigiert werden können. Darüberhinaus sind Impulsstörungen kompensierbar, die durch andere Maßnahmen nicht zu verhindern sind [5], [21], [47].

Man unterscheidet prinzipiell zwei unterschiedliche Codeklassen: Blockcodes und Faltungscodes. In dieser Arbeit soll - wie bereits oben angedeutet - die Kanalcodierung nur oberflächlich behandelt werden, um die prinzipiellen Möglichkeiten aufzuzeigen, die sich durch eine Codierung eröffnen. Aus diesem Grund wird in der vorliegenden Untersuchung ein Blockcode eingesetzt, dessen Leistungsfähigkeit durch die Einführung eines Interleaving verbessert wird. Die Optimierung der Kanalcodierung für die PLC-Anwendung im Kraftfahrzeug sollte aber in folgenden Arbeiten noch genauer analysiert und optimiert werden.

In Bild 3.6 ist das Grundprinzip der Blockcodierung dargestellt. Zunächst wird der Datenstrom in Blöcke der Länge l_k beziehungsweise l_n , die man als Infowörter $\mathbf{u} = (u_0, \dots, u_{l_k-1})$ beziehungsweise Codewörter $\mathbf{a} = (a_0, \dots, a_{l_n-1})$ bezeichnet, unterteilt. Aufgabe des Encoders ist es, jedem Infowort ein Codewort zuzuordnen. Am Ausgang des Übertragungskanals erhält man das Empfangswort $\mathbf{y} = (y_0, \dots, y_{l_n-1})$, aus dem der Decoder die Schätzung für das Infowort $\hat{\mathbf{u}} = (\hat{u}_0, \dots, \hat{u}_{l_k-1})$ gewinnt. Es ist zu beachten, dass die Zuordnung der Codewörter zu den Infowörtern eindeutig, umkehrbar, zeitinvariant und gedächtnislos ist. Das bedeutet, dass die Zuordnungsvorschrift immer gleich bleibt und zu jedem Codewort genau ein Infowort gehört.

Eine spezielle Klasse von Block-Codes stellen die Hamming-Codes dar. Dabei handelt es sich um 1-Fehler-korrigierende und 2-Fehler-erkennende Codes. Da bereits ein Coder für ein PLC-System in [43] beschrieben ist, wird dieser Hamming-Code auch für die vorliegenden Untersuchungen verwendet. Dabei handelt es sich um einen (8,4,4)-Hamming-Code. Das 4-Bit lange Infowort wird nach Multiplikation mit der Generator-Matrix zu einem 8-Bit Codewort. Da es sich um einen systematischen Code handelt, entsprechen die ersten

Bild 3.6: Prinzip eines (l_n, l_k) -Blockcodes

vier Bit des Codeworts den vier Informationsbits. Im Decoder ist es möglich, Einzelfehler im Empfangsvektor zu korrigieren beziehungsweise zwei Bitfehler zu erkennen.

Auch beim Entwurf des Codiervorgangs muss sich dieser an den speziellen Randbedingungen des Übertragungssystems und besonders an den Eigenschaften des Übertragungskanals orientieren. Im vorliegenden Fall sind insbesondere die Impulsstörungen zu berücksichtigen, die die fehlerfreie Übertragung erschweren. Da es sich bei Impulsstörungen um Störeinflüsse von begrenzter Dauer handelt, bietet es sich an, neben der Einführung des Kanalcodes auch noch ein Interleaving³ zu verwenden. Dadurch wird ermöglicht, einen Code zu benutzen, der nicht speziell dafür geeignet ist, Bündelfehler einer speziellen Länge zu korrigieren. Durch das Interleaving muss sich die Korrekturfähigkeit eines Codes nicht mehr an dem längsten zu erwartenden Fehlerbündel orientieren, sondern an der Anzahl von Fehlern, die nach dem Deinterleaving im Codewort verbleiben [53].

Das Prinzip des Interleaving auch Codespreizung genannt, ist sehr einfach. Der Strom der Bits bzw. der Symbole wird nach dem Encoder im Interleaver in der Reihenfolge ihres Auftretens umsortiert. Auf der Empfängerseite hingegen wird im Deinterleaver vor dem Decoder die Umsortierung wieder rückgängig gemacht. Dies bedeutet, dass bei ungestörter Übertragung das System Interleaver-Deinterleaver zu einer konstanten Verzögerung führt.

Treten auf dem Übertragungskanal nun Impulsstörungen auf, so führen diese in aller Regel zu Bündelfehlern. Aufgrund des Interleavings werden diese Bündelfehler nach dem Deinterleaver zu Einzelfehlern. Die Fehlerstruktur des Kanals wird also aus der Sicht des Decoders durch das Interleaving verändert.

In Bild 3.7 ist das Prinzip des Blockinterleavings nochmals anschaulich dargestellt. Die Codewörter werden spaltenweise in eine Matrix geschrieben und dann zeilenweise gesendet. Im Deinterleaver wird hingegen zeilenweise eingeschrieben und spaltenweise ausgelesen. Somit wirkt sich ein Bündelfehler der Länge l_b auf etwa l_b/N Zeilen in der Deinterleaver-Matrix aus. Nimmt man nun vereinfachend an, dass sämtliche Symbole im Bündelfehler fehlerhaft sind, so treten pro Spalte l_b/N Fehler auf. Diese Annahme ist hier zulässig, da die Auslegung des Interleavers auf dieser Basis den schlechtesten Fall berücksichtigt. Nach dem Deinterleaver treten N kurze Bündelfehler der Länge l_b/N auf, die jeweils durch $M - l_b/N$ fehlerfreie Symbole getrennt sind.

³Verschachtelung

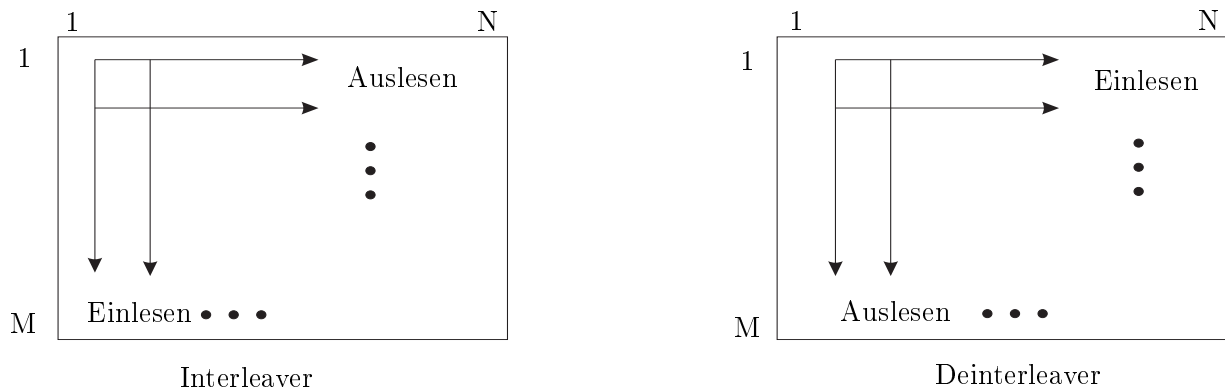


Bild 3.7: Prinzip des Blockinterleaving [21]

Das bedeutet für den Entwurf eines leistungsfähigen Interleaving, dass dieser sich an der Länge der Bündelfehler zu orientieren hat. Kann mittels eines Blockcodes ein Bündelfehler der Länge l_t mit der Blocklänge l_n korrigiert werden, so sollte für die Interleaving-Parameter auf Symbol-Basis gelten: $M > l_n$ und $N > l_b/l_t$ [21].

Für den hier vorliegenden konkreten Fall können nun anhand der Ergebnisse aus Kapitel 2.2.2 die Parameter für das Interleaving ermittelt werden. Dabei ist natürlich zu beachten, dass diese Parameter von der entsprechenden Symbolrate abhängig sind.

Ganz allgemein ist festzuhalten, dass für eine Impulsstörung der Dauer T_{imp} bei einer Symbolrate von $1/T_{sym}$ maximal $l_b = T_{imp}/T_{sym}$ Symbole gestört sein können. Wenn man nun weiterhin vom oben genannten Hamming-Code ausgeht, der maximal $l_t = 1$ Fehler pro Codewort der Länge $l_n = 8$ korrigieren kann, so ergeben sich die folgenden Werte für das Interleaving: $M \geq l_n$, das heißt $M \geq 8$ und $N > T_{imp}/T_{sym}$.

Aus Tabelle 2.2 kann entnommen werden, dass eine maximale Dauer eines Impulsstörers im Frequenzbereich oberhalb von 2 MHz $T_{imp} = 10 \mu s$ beträgt. Für diesen Fall ist $N > 5$ Symbole zu wählen, wenn vorausgesetzt wird, dass die Symboldauer $T_{sym} = 2 \mu s$ beträgt beziehungsweise mit einer Übertragungsrate von $R_b = 500$ kHz auf der Leitung übertragen wird.

Die bisherigen Betrachtungen gelten ganz allgemein sowohl bei der Übertragung mit geringen Datenraten als auch bei hohen Datenraten. Wird allerdings eine Übertragung mit Symbolraten oberhalb von 1 MBaud angestrebt, so sind die Einflüsse des Übertragungskanals in die Untersuchungen mit einzubeziehen. Diese Einflüsse äußern sich durch lineare Verzerrungen, die zu Intersymbolinterferenzen führen. Aus diesem Grund werden im folgenden Kapitel verschiedene Entzerreralgorithmen genauer untersucht.

Kapitel 4

Entzerrerkonzepte

Die bisherigen Überlegungen beziehen sich auf die Übertragung mit geringen Datenraten (bis 1 MBaud auf dem Übertragungskanal). In Zukunft werden aber auch im Automobilbereich die Anforderungen an die Höhe der Datenrate steigen, so dass sich das vorliegende Kapitel mit einem zentralen Thema für höhere Datenraten beschäftigt: der Entzerrung. Diese Thematik ist insofern von großer Bedeutung, als sie bei dem gewählten Modulationsverfahren das Kennzeichen für die hochbitratige Übertragung darstellt und nur in diesem Fall zum Einsatz kommt.

Da für die Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug bisher noch keine Untersuchungen zur Entzerrung vorliegen, werden verschiedene Entzerrerkonzepte insbesondere vor dem Hintergrund möglicher Kommunikationsprotokolle untersucht. Es werden zunächst denkbare Szenarios vorgestellt, die unterschiedliche Anforderungen an die Entzerreralgorithmen stellen. Aufgrund dieser Anforderungen werden verschiedene trainingsbasierte und blinde Entzerreralgorithmen erläutert. In einem zweiten Schritt werden diese Algorithmen im Hinblick auf ihre Eignung für das PLC-System und entsprechend der Anforderungen an den Entwurf genauer untersucht.

Ein wesentlicher Aspekt vor dem Hintergrund der PLC-Anwendung im Kraftfahrzeug ist der Umgang mit den Impulsstörungen bei der Entzerrung. Daher werden zwei verschiedene Vorschläge zur Detektion der Impulsstörungen dargelegt. Somit ist eine Entzerrung trotz auftretender Impulsstörungen möglich.

4.1 Allgemeine Grundlagen zur adaptiven Entzerrung

In Kapitel 2.1 wurde bereits die Ursache für das Auftreten von Intersymbolinterferenzen erläutert. Sie werden demnach durch den Übertragungskanal verursacht. Diese Beeinflussung kann am Empfänger „rückgängig“ gemacht werden, indem im Idealfall eine Filterung des Empfangssignals mit der inversen Kanalimpulsantwort erfolgt. Diese Vorgehensweise wird als Entzerrung bezeichnet. Die Kanalimpulsantwort ist allerdings in der Regel nicht bekannt. Außerdem ist sie zeitabhängig für den Fall, dass der Kanal zeitvariant ist. Daher werden für die Entzerrung adaptive Algorithmen eingesetzt, die es ermöglichen, die Filterkoeffizienten den jeweiligen Kanaleigenschaften anzupassen.

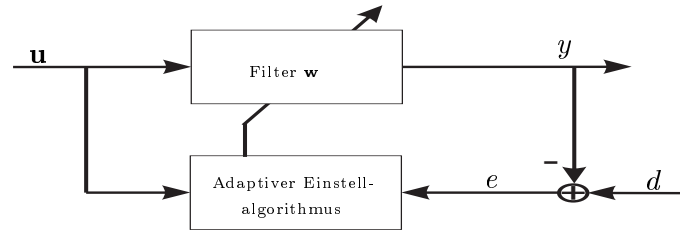


Bild 4.1: Linearer Entzerrer

In Bild 4.1 ist zur Veranschaulichung ein linearer Entzerrer dargestellt. Das Empfangssignal u wird mittels des adaptiven Filters w gefiltert. Dabei werden die Filterkoeffizienten in Abhängigkeit vom Fehlerwert e eingestellt. Das Adaptionsverfahren beruht darauf, dass das Sendesignal d am Empfänger bekannt ist. Daher ist am Anfang einer Sende-Phase eine bekannte Sequenz, eine sogenannte Trainingssequenz, zu senden. Das Senden einer Trainingssequenz kann, je nach Anwendung, die Nettodatenrate allerdings merklich herabsetzen, weil in dieser Phase keine Informationsbits übertragen werden.

Im Kraftfahrzeug kommunizieren verschiedene Steuergeräte miteinander. Je nach Kommunikationsprotokoll ist es jedem Steuergerät erlaubt, bei freiem Bus jederzeit eine Nachricht auf die Leitung zu legen. Jedes andere Steuergerät muss diese Nachricht korrekt empfangen können. Somit ändern sich die Sende-Empfangsbeziehungen beziehungsweise der Übertragungskanal für die Datenübermittlung möglicherweise von Nachricht zu Nachricht. Daher bedeutet eine Trainingsphase in diesem Fall eine Herabsetzung der Nettodatenrate, weil bei jedem Sendevorgang neu zu trainieren ist.

Eine andere Möglichkeit der Entzerrung besteht darin, blinde Algorithmen zu verwenden. Damit entfällt die Notwendigkeit, eine Trainingssequenz zu senden. Der Algorithmus adaptiert die Entzerrerkoeffizienten alleine aus den speziellen Informationen aus dem Empfangssignal und aus seinem Wissen über die statistischen Eigenschaften des Sendesignals.

Da die Anforderungen an den Entzerreralgorithmus vom verwendeten Kommunikationsprotokoll abhängig sind, werden im Folgenden zunächst verschiedene denkbare Entzerrerkonzepte basierend auf unterschiedlichen Protokollen dargestellt. Ausgehend von diesen Szenarios werden im Anschluss unterschiedliche adaptive Algorithmen erläutert, die für einen Einsatz im Fahrzeug in Frage kommen.

4.2 Anforderungen an die Entzerrung bei PLC im Kraftfahrzeug

Die Anforderungen, die an ein PLC-System im Kraftfahrzeug bezüglich der Entzerrung gestellt werden, hängen – wie zuvor erwähnt – vom Kommunikationsprotokoll ab, welches für die Übertragung gewählt wird. Ziel ist es, das PLC-System so zu entwerfen, dass es relativ unabhängig von Protokollvarianten ist. Im Folgenden werden drei Szenarios ausgewählt, die typischerweise zum Einsatz kommen können. Diese Varianten unterscheiden sich durch unterschiedliche Anforderungen im Hinblick auf die Entzerrung. Gleichzeitig gewähren sie verschiedene Freiheiten in der Anbindung der Kommunikationspartner an das Gesamtnetzwerk.

- **Szenario 1** Eine sehr einfache Variante in Bezug auf die Entzerrung liegt vor, wenn den Steuergeräten feste Kommunikationspartner zugeordnet werden. Damit liegen die Übertragungskanäle für die Kommunikation fest. Dies hat zur Folge, dass es ausreichend ist, die Entzerrkoeffizienten einmalig zu bestimmen. Das kann beispielsweise in einer sogenannten Initialisierungsphase beim ersten Einschalten des Bordnetzes sein. Änderungen in der Übertragungscharakteristik und damit der Entzerrkoeffizienten, die sich aufgrund von Zeitvarianzen und Störeinflüssen ergeben, müssen in diesem Fall nur nachgeführt werden.

Die Anforderungen an einen Algorithmus zur Entzerrung sind also im Hinblick auf die Konvergenzgeschwindigkeit nicht so hoch. In der Initialisierungsphase hat der Algorithmus genügend Zeit, die Koeffizienten zu adaptieren. Daher muss auch nicht unbedingt ein blinder Entzerrer zum Einsatz kommen, weil die Trainingsphase keinen relevanten Einfluss auf die Diskrepanz zwischen Brutto- und Nettodatenrate hat.

In Kapitel 1 wurden verschiedene Aspekte des Einsatzes der Datenübertragung mittels Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug erwähnt. Ein möglicher Einsatz ist dabei die Nachrüstung von Komponenten ohne großen Aufwand. Dieser Fall kann im beschriebenen Szenario zu Problemen führen. Es muss daher geregelt sein, wie sich ein neuer Teilnehmer im Kommunikationsverbund anmeldet und somit, wie seine Kommunikationspartner festgelegt werden. Diese Fragestellung ist bei der Initialisierung und den Funktionen des Netzwerkmanagement zu berücksichtigen.

- **Szenario 2** In einer anderen Protokollvariante werden nach einem Zeitschlitzverfahren die Sendeberechtigungen der Teilnehmer verteilt. Das bedeutet, dass jeder Knoten nur zu einem bestimmten, vorher festgelegten Zeitpunkt eine Sendeerlaubnis erhält. Ein Protokoll, welches auf diesem Prinzip beruht, ist FlexRay. Es wird für sicherheitsrelevante¹ Anwendungen zum Einsatz kommen.

Diese Protokollvariante bedeutet für die Entzerrung, dass den Knoten bekannt ist, welcher Teilnehmer gerade sendet. Damit liegt die Übertragungsstrecke für diesen Zeitpunkt praktisch fest und ist bekannt. Nach einer einmaligen Initialisierungsphase könnten in einem Netzwerk mit begrenzter Teilnehmerzahl die verschiedenen notwendigen Filterkoeffizienten hinterlegt werden. Jeweils zum aktuellen Zeitpunkt ist dann der richtige Koeffizientensatz zur Entzerrung heranzuziehen. Der Einfluss durch eventuelle Zeitvarianzen auf den einzelnen Übertragungsstrecken kann durch Nachführen der Koeffizienten berücksichtigt werden.

- **Szenario 3** Das dritte Szenario stellt höhere Anforderungen an die Entzerreralgorithmen. Es ist nicht länger festgelegt, welche Teilnehmer im Kommunikationsverbund miteinander kommunizieren. Grundsätzlich hat jeder Teilnehmer die Möglichkeit, eine Nachricht zu senden. Die Kommunikationswege sind nicht von vorne herein festgelegt. Daher muss sichergestellt sein, dass die einzelnen Partner die Nachrichten der anderen Busteilnehmer verstehen und somit entscheiden können, ob die Nachricht für sie bestimmt ist.

Da jeder Teilnehmer die Möglichkeit hat, den Bus zum Senden zu belegen, muss der Zugriff auf den Bus mittels eines Zugriffsverfahrens geregelt sein. Ein Protokoll,

¹näheres hierzu in Kapitel 1

welches dieser Beschreibung entspricht, ist beispielsweise das CAN²-Protokoll, das im Kraftfahrzeug sehr häufig eingesetzt wird.

Der CAN-Bus ist ein Multi-Master System, bei dem alle Knoten gleichberechtigt sind. Somit kann jeder Knoten mit dem Senden beginnen, sobald der Bus frei ist. Wenn mehrere Knoten gleichzeitig senden, wird über die Arbitrierung geregelt, wer gerade senden darf. Die höchstpriorie Nachricht erhält das Senderecht. Es gibt keine Empfängeradressen, da das Protokoll nachrichtenorientiert ist [2],[6].

Die Hauptforderung, die nun an die Entzerrung gestellt wird, ist eine hohe Konvergenzgeschwindigkeit. Desweiteren ist es empfehlenswert, solche Algorithmen zu vermeiden, die Trainingsphasen benötigen. In diesem Szenario kann bei jeder Nachricht der Übertragungskanal eine andere Charakteristik aufweisen. Somit ist es notwendig, bei jedem Sendevorgang zu trainieren. Daher vergrößert sich das Verhältnis Brutto- zu Nettodatenrate bei Verwendung von Trainingssequenzen merklich.

Es liegen also drei verschiedene Szenarios mit unterschiedlichen Anforderungen vor. Dabei ist Variante 3 auf jeden Fall als besonders kritisch anzusehen, um eine gute Entzerrung zu erreichen. Da diese Variante in wesentlichen Teilen vergleichbar zum CAN-Protokoll ist und damit im Automobilbereich sehr häufig eingesetzt wird, erscheint es sinnvoll, diesen Fall genauer zu untersuchen. Da der Systementwurf auch für künftige Anwendungen betrachtet wird, sind im Folgenden höhere Datenraten (> 1 Mbit/s) zugelassen, als dies beim CAN eigentlich standardisiert ist.

Die Variante 1 ist im Hinblick auf die Entzerrung die günstigere Lösung. Sie hat aber den Nachteil, dass bei Nachrüstungen möglicherweise Probleme auftreten.

Die Protokollvariante nach Szenario 2 hat auch Vorteile gegenüber dem Protokoll nach Szenario 3. Allerdings führt das Hinterlegen von Filterkoeffizienten in einem weitverzweigten Netzwerk zu Problemen. Daher können die Vorteile von Szenario 2 in Bezug auf die Entzerrung nur dann zum Tragen kommen, wenn das entsprechende Bus-System nur eine begrenzte Anzahl von Teilnehmern hat.

Im nächsten Abschnitt werden nun zunächst verschiedene trainingsbasierte Algorithmen vorgestellt. Im Anschluss daran wird auf die blinde Entzerrung detaillierter eingegangen.

4.3 Entzerreralgorithmen mit Trainingsphase

Dieser Abschnitt erläutert zwei bekannte adaptive Algorithmen, die in der Regel mit Trainingssequenzen eingesetzt werden.

4.3.1 Der Least Mean Square-Algorithmus

Der Least Mean Square-Algorithmus (LMS) beruht auf der Minimierung des mittleren quadratischen Fehlers (MSE³). Er wurde erstmals von Widrow und Hoff im Jahre 1960 vorgeschlagen und gehört zur Familie der Stochastischen Gradientenalgorithmien [25],[57].

²Controller Area Network

³minimum mean squared error

Für die praktische Realisierung der gradientenbasierten Adaption ist das Verständnis der Optimierungsmethodik des *Steepest Descent*⁴ von grundlegender Bedeutung. Aus diesem Grund wird der LMS-Algorithmus ausgehend von dieser Methode hergeleitet.

In Bild 4.2 ist ein adaptives Transversalfilter dargestellt. Der Eingangsvektor zur Zeit n wird mit $\mathbf{u}(n)$ bezeichnet und das Filterausgangssignal mit $y(n)$. Vergleicht man nun das

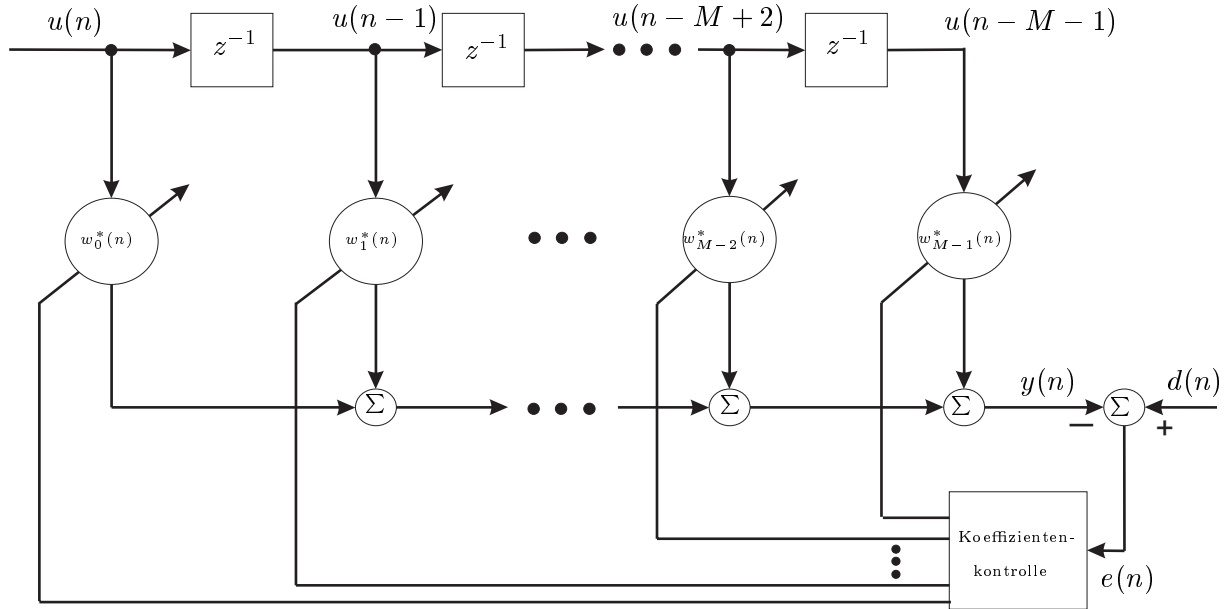


Bild 4.2: Struktur eines adaptiven Transversalfilters

gewünschte Ausgangssignal $d(n)$ mit seiner Schätzung, so erhält man den Schätzfehler $e(n)$

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - y(n) \\ &= d(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{u}(n). \end{aligned} \quad (4.1)$$

Dabei sind der Eingangssignalvektor $\mathbf{u}(n)$ und der Koeffizientenvektor $\mathbf{w}(n)$ folgendermaßen definiert

$$\mathbf{u}(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-M+1)]^T \quad (4.2)$$

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)]^T. \quad (4.3)$$

Das hochgestellte H kennzeichnet eine hermitesche Matrix, das heißt, die transponiert konjugierte Form der Matrix. Bei reellen Filterkoeffizienten wird die hermitesche Matrix durch die einfache Transponierte ersetzt.

Setzt man nun voraus, dass der Eingangssignalvektor $\mathbf{u}(n)$ und das gewünschte Signal $d(n)$ stationär sind, dann folgt für den mittleren quadratischen Fehler beziehungsweise die Kostenfunktion $J(n)$ zur Zeit n ⁵

$$J(n) = \sigma_d^2 - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{p} - \mathbf{p}^H \mathbf{w}(n) + \mathbf{w}^H(n)\mathbf{R}\mathbf{w}(n). \quad (4.4)$$

⁴Methode des steilsten Anstiegs

⁵Eine detailliertere Herleitung befindet sich in Anhang C.1.1

Hierbei ist σ_d^2 die Varianz der gewünschten Antwort $d(n)$. \mathbf{p} ist der Kreuzkorrelationsvektor zwischen Eingangsvektor $\mathbf{u}(n)$ und der gewünschten Antwort $d(n)$, und \mathbf{R} ist die Autokorrelationsmatrix des Eingangssignalvektors $\mathbf{u}(n)$.

Der in Gleichung 4.4 definierte mittlere quadratische Fehler ist für den Fall gültig, dass der Koeffizientenvektor $\mathbf{w}(n)$ konstant ist. Wenn also der Koeffizientenvektor von der Zeit n abhängt, dann ist auch die Kostenfunktion zeitabhängig und somit ist der Schätzfehler instationär.

Anschaulich kann man sich das Fehlerverhalten des adaptiven Transversalfilters als eine paraboloidförmige Oberfläche mit einem einzigen Minimum vorstellen. Der Adaptionsprozess hat nun die Aufgabe, sich diesem Minimalpunkt der Fläche anzunähern. Im Minimalpunkt entspricht der Koeffizientenvektor dem optimalen Wert \mathbf{w}_0 , der durch die Wiener-Hopf-Gleichung beschrieben wird (zum Beispiel [25])

$$\mathbf{R}\mathbf{w}_0 = \mathbf{p}. \quad (4.5)$$

Damit ergibt sich der minimale quadratische Fehler zu

$$J_{min} = \sigma_d^2 - \mathbf{p}^H \mathbf{w}_0. \quad (4.6)$$

Somit ist festzuhalten, dass für ein adaptives Filter der Koeffizientenvektor im Sinne der Wiener-Hopf-Lösung zu ermitteln ist. Eine Möglichkeit, dies zu erreichen, bietet die Methode des *Steepest Descent*. Es erscheint offensichtlich, dass eine Korrektur des Koeffizientenvektors in Richtung des negativen Gradientenvektors zum minimalen quadratischen Fehler führt. Das bedeutet anschaulich, dass der Koeffizientenvektor in Richtung des Minimums der Fehlerfläche zu führen ist.

Der Koeffizientenvektor kann zum Zeitpunkt $n + 1$ mittels der folgenden Rekursion dargestellt werden

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \frac{1}{2} \mu [-\nabla J(n)]. \quad (4.7)$$

Hierbei sind $\mathbf{w}(n)$ der Koeffizientenvektor und $\nabla J(n)$ der Gradientenvektor jeweils zum Zeitpunkt n . Der Faktor μ ist eine positive, reelle Konstante. Der Wert $\frac{1}{2}$ wird lediglich eingeführt, um den Faktor 2 in Gleichung 4.8 zu kompensieren.

Der Gradientenvektor kann beschrieben werden als⁶

$$\nabla J(n) = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w}(n). \quad (4.8)$$

Setzt man nun voraus, dass sowohl die Korrelationsmatrix \mathbf{R} als auch der Kreuzkorrelationsvektor \mathbf{p} bekannt sind, so kann der Gradientenvektor für einen bekannten Koeffizientenvektor $\mathbf{w}(n)$ berechnet werden. Somit kann nun Gleichung 4.7 folgendermaßen geschrieben werden

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \mu[\mathbf{p} - \mathbf{R}\mathbf{w}(n)]. \quad (4.9)$$

Es ist also festzuhalten, dass, vorausgesetzt in jedem Iterationsschritt n ist eine exakte Messung des Gradientenvektors $\nabla J(n)$ möglich und der Schrittweitenparameter μ ist

⁶Eine detailliertere Herleitung kann in Anhang C.1.2 nachgelesen werden.

korrekt gewählt, der Koeffizientenvektor unter Verwendung des *Steepest Descent* Algorithmus zur optimalen Wiener-Lösung konvergiert. Dies ist in der Praxis allerdings so nicht realisierbar, da sowohl die Korrelationsmatrix \mathbf{R} als auch der Kreuzkorrelationsvektor \mathbf{p} bekannt sein müssen. Folglich ist für eine praktische Lösung der Gradientenvektor zu schätzen.

Eine Schätzung des Gradientenvektors $\nabla J(n)$ erhält man durch die Einführung von Schätzwerten für die Matrix \mathbf{R} und den Vektor \mathbf{p} . Die einfachste Möglichkeit einer Schätzung dieser Werte besteht in der Nutzung der Momentanwerte:

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n) \quad (4.10)$$

$$\hat{\mathbf{p}}(n) = \mathbf{u}(n)d^*(n). \quad (4.11)$$

Mittels dieser Gleichungen ergibt sich nun die Schätzung des Gradientenvektors zu

$$\hat{\nabla} J(n) = -2\mathbf{u}(n)d^*(n) + 2\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n). \quad (4.12)$$

Setzt man nun die Schätzung des Gradientenvektors in die Rekursion des *Steepest Descent*-Algorithmus aus Gleichung 4.7 ein, so ergibt sich für den Koeffizientenvektor $\hat{\mathbf{w}}$ zum Zeitpunkt $n + 1$ folgender Ausdruck

$$\hat{\mathbf{w}}(n + 1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu\mathbf{u}(n)[d^*(n) - \mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n)]. \quad (4.13)$$

Diese Gleichung kann noch vereinfacht werden, indem folgende Notationen benutzt werden:

$$y(n) = \hat{\mathbf{w}}^H(n)\mathbf{u}(n) \quad (4.14)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (4.15)$$

$$\hat{\mathbf{w}}(n + 1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu\mathbf{u}(n)e^*(n). \quad (4.16)$$

Dabei ist y das Filterausgangssignal und e das Schätzfehlersignal. Die hier aufgeführten Gleichungen beschreiben den LMS-Algorithmus.

Die Untersuchungen zur Stabilität des LMS-Algorithmus beispielsweise in [25] haben die folgende Bedingung für die Schrittweite μ ergeben:

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}}, \quad (4.17)$$

wobei λ_{max} der größte Eigenwert der Autokorrelationsmatrix \mathbf{R} ist. Dieser Wert ist in der Regel in der praktischen Realisierung nicht bekannt. Deshalb muss er geschätzt werden. Nach [25] besteht eine Möglichkeit der Schätzung in der Summierung der Hauptdiagonalen der Autokorrelationsmatrix. Damit gilt für die Schätzung

$$0 < \mu < \frac{2}{tr[\mathbf{R}]}. \quad (4.18)$$

Da die Matrix \mathbf{R} nicht nur positiv definit ist, sondern auch Toeplitz-Struktur aufweist, sind alle Elemente der Hauptdiagonalen gleich $r(0)$. Da $r(0)$ gleich dem mittleren quadratischen Wert der M Eingangswerte des Transversalfilters ist, gilt

$$\begin{aligned} \text{tr}[\mathbf{R}] &= M \cdot r(0) \\ &= \sum_{k=0}^{M-1} E\{|u(n-k)|^2\}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Bezeichnet man nun die Summe der mittleren quadratischen Werte des Koeffizienteneingangsvektors als Koeffizienteneingangsleistung P_{coeff} , so lässt sich die Konvergenzbedingung für den LMS-Algorithmus folgendermaßen beschreiben

$$0 < \mu < \frac{2}{P_{\text{coeff}}}. \quad (4.20)$$

Da aber der Korrekturterm $\mu \mathbf{u}(n)e^*(n)$ aus Gleichung 4.16 direkt proportional zum Eingangsvektor $u(n)$ ist, kommt es bei hohen Werten von $\mathbf{u}(n)$ zu einem Verstärkungsproblem für die Störungen. Um dieses Problem zu umgehen, wird der *Normalized Least Mean Square*-Algorithmus verwendet. Seine komplette Herleitung befindet sich im Anhang C.1.3. Damit ergibt sich für den NLMS-Algorithmus folgende Rekursion

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \frac{\tilde{\mu}}{\|\mathbf{u}(n)\|^2} \mathbf{u}(n)e^*(n). \quad (4.21)$$

Setzt man nun

$$\mu(n) = \frac{\tilde{\mu}}{\|\mathbf{u}(n)\|^2}, \quad (4.22)$$

so kann der NLMS-Algorithmus auch als normaler LMS-Algorithmus mit zeitvarianter Schrittweite $\mu(n)$ interpretiert werden. Für die Konvergenzbedingung gilt in Anlehnung an die Konvergenzbedingung für den LMS-Algorithmus somit:

$$0 < \tilde{\mu} < 2. \quad (4.23)$$

Der LMS-Algorithmus ist von sehr großer praktischer Bedeutung, weil er einfach zu implementieren ist. Der Implementierungsaufwand kann zusätzlich noch durch die Nutzung von Algorithmen reduziert werden, die nur das Vorzeichen des Fehlersignals und/oder des Adaptionseingangssignals berücksichtigen (sogenannte *sign-Algorithmen*). Nachteilig ist die relativ langsame Konvergenzgeschwindigkeit des Algorithmus. Allerdings reicht diese bei langsam zeitvarianten Systemen in der Regel vollkommen aus. Inwiefern der LMS-Algorithmus für die PLC-Anwendung geeignet ist, wird in Abschnitt 4.5 und in Kapitel 5 genauer untersucht.

Ein anderer adaptiver Algorithmus von grundlegender Bedeutung wird im nächsten Abschnitt erläutert. Es handelt sich dabei um den Recursive Least Square-Algorithmus.

4.3.2 Der Recursive Least Square-Algorithmus

Ein wichtiges Merkmal des Recursive Least Square-Algorithmus (RLS) ist seine Eigenschaft, Informationen aus dem Eingangssignal zu nutzen, die zeitlich bis zur Initialisierung des Algorithmus zurückgehen. Seine Konvergenzrate ist typischerweise um eine Größenordnung höher als die des LMS-Algorithmus [25]. Diesen Vorteil bezahlt man allerdings mit einem erhöhten Aufwand bei der Implementierung.

Die Adaption beim RLS-Algorithmus beginnt mit einer bekannten Initialisierungsbedingung und nutzt dann die neuen Signalwerte zur Aktualisierung der alten Schätzung. Dabei kann die beobachtete Datenlänge variabel sein, so dass die Kostenfunktion $\mathcal{E}(n)$, die zu minimieren ist, abhängig von der Länge n der beobachteten Daten ist.⁷ Die Kostenfunktion wird definiert als

$$\mathcal{E}(n) = \sum_{i=1}^n \beta(n, i) |e(i)|^2. \quad (4.24)$$

In dieser Gleichung ist $e(i)$ die Differenz zwischen der gewünschten Antwort $d(i)$ und dem Ausgangssignal des Transversalfilters $y(i)$, dessen Eingangswerte zum Zeitpunkt i $u(i), u(i-1), \dots, u(i-M+1)$ sind. Der Gewichtungsfaktor $\beta(n, i)$, für den gilt

$$0 < \beta(n, i) \leq 1, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (4.25)$$

wird eingeführt, um sicherzustellen, dass die weit zurückliegenden Daten geringer gewichtet werden. Damit ist gewährleistet, dass der statistischen Variation der beobachteten Daten gefolgt wird, wenn das Filter in einer instationären Umgebung arbeitet. Der Gewichtungsfaktor wird häufig als exponentieller Faktor gewählt

$$\beta(n, i) = \lambda^{n-i}, \quad (4.26)$$

wobei λ ein Wert nahe, aber kleiner eins ist.

Mit den genannten Ausdrücken ist es möglich, die Kostenfunktion des exponentiell gewichteten Least-Square-Ausdrucks zu beschreiben

$$\mathcal{E}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |e(i)|^2. \quad (4.27)$$

Diese Kostenfunktion ist nun zu minimieren. Dadurch ergibt sich für den entsprechenden Koeffizientenvektor $\hat{\mathbf{w}}$ folgender Ausdruck

$$\Phi(n) \hat{\mathbf{w}}(n) = \mathbf{z}(n). \quad (4.28)$$

Dabei sind Auto- und Kreuzkorrelationsmatrix definiert als

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) \mathbf{u}^H(i) \quad (4.29)$$

$$\mathbf{z}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) d^*(i). \quad (4.30)$$

⁷Die hier benutzten Notationen beziehen sich auf die in Bild 4.2 eingeführten Bezeichnungen.

Der Ausdruck für die Autokorrelation wird durch die Isolierung des Terms für $i = n$ folgendermaßen umgeschrieben

$$\Phi(n) = \lambda \left[\sum_{i=1}^{n-1} \lambda^{n-1-i} \mathbf{u}(i) \mathbf{u}^H(i) \right] + \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^H(n) \quad (4.31)$$

$$= \lambda \Phi(n-1) + \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^H(n). \quad (4.32)$$

Dies kann so interpretiert werden, dass die aktuelle Korrelationsmatrix aus der vorhergehenden Korrelationsmatrix und einem Korrekturterm zu berechnen ist. Analog zu diesem Vorgehen kann auch der Kreuzkorrelationsvektor berechnet werden

$$\mathbf{z}(n) = \lambda \mathbf{z}(n-1) + \mathbf{u}(n) d^*(n). \quad (4.33)$$

Geht man nun weiter davon aus, dass die Autokorrelationsmatrix $\Phi(n)$ positiv definit und damit singular ist, kann man das Lemma zur Matrix Inversion⁸ auf die rekursive Gleichung 4.32 anwenden. Daraus folgt dann

$$\Phi^{-1}(n) = \lambda^{-1} \Phi^{-1}(n-1) - \frac{\lambda^{-2} \Phi^{-1}(n-1) \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^H(n) \Phi^{-1}(n-1)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{u}^H(n) \Phi^{-1}(n-1) \mathbf{u}(n)}. \quad (4.34)$$

Unter Nutzung der folgenden Definitionen

$$\mathbf{P}(n) = \Phi^{-1}(n) \quad (4.35)$$

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) \mathbf{u}(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{u}^H(n) \mathbf{P}(n-1) \mathbf{u}(n)} \quad (4.36)$$

ergibt sich für Gleichung 4.34

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1} \mathbf{k}(n) \mathbf{u}^H(n) \mathbf{P}(n-1). \quad (4.37)$$

Die Matrix $\mathbf{P}(n)$ wird als inverse Autokorrelationsmatrix bezeichnet. Durch einfache Umformungen⁹ erhält man für $\mathbf{k}(n)$ den folgenden Ausdruck

$$\mathbf{k}(n) = \mathbf{P}(n) \mathbf{u}(n) \quad (4.38)$$

$$= \Phi^{-1}(n) \mathbf{u}(n), \quad (4.39)$$

der als Verstärkungsvektor bezeichnet wird. Im nächsten Schritt wird die rekursive Vorschrift für die Aktualisierung des Filterkoeffizientenvektors hergeleitet. Für den Koeffizientenvektor $\hat{\mathbf{w}}$ gilt nach Gleichung 4.28

$$\hat{\mathbf{w}}(n) = \Phi^{-1}(n) \mathbf{z}(n) \quad (4.40)$$

$$= \mathbf{P}(n) \mathbf{z}(n) \quad (4.41)$$

$$= \lambda \mathbf{P}(n) \mathbf{z}(n-1) + \mathbf{P}(n) \mathbf{u}(n) d^*(n). \quad (4.42)$$

Unter Nutzung von Gleichung 4.37 wird obige Gleichung folgendermaßen geschrieben

$$\hat{\mathbf{w}}(n) = \hat{\mathbf{w}}(n-1) - \mathbf{k}(n) \mathbf{u}^H(n) \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{P}(n) \mathbf{u}(n) d^*(n). \quad (4.43)$$

⁸Eine kurze Erläuterung des Lemma findet sich in Anhang C.2.1.

⁹s. Anhang C.2.2

Durch Einbringen des Verstärkungsvektors $\mathbf{k}(n)$ kann diese Gleichung nun so umgeformt werden, dass sich eine Rekursion für die Aktualisierung des Koeffizientenvektors ergibt

$$\hat{\mathbf{w}}(n) = \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{k}(n)[d^*(n) - \mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n-1)] \quad (4.44)$$

$$= \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{k}(n)\xi^*(n), \quad (4.45)$$

wobei ξ der *a priori* Schätzfehler ist.

Der RLS-Algorithmus wird also durch die Gleichungen 4.36, 4.37 und 4.45 beschrieben. Zur Initialisierung ist

$$\mathbf{P}(0) = \delta^{-1}\mathbf{I}, \quad \delta = \text{kleine, positive Konstante} \quad (4.46)$$

$$\hat{\mathbf{w}}(0) = \mathbf{0} \quad (4.47)$$

zu wählen. Seine Implementierung erfordert im Allgemeinen einen höheren Aufwand als die des LMS-Algorithmus. Desweiteren kann es - je nach den Systemeigenschaften - zu Stabilitätsproblemen kommen [25].

Nachdem nunmehr zwei grundlegende, adaptive Algorithmen vorgestellt wurden, werden im Folgenden zwei Algorithmen zur blinden Entzerrung erläutert, die im Rahmen dieser Arbeit ebenfalls näher untersucht werden.

4.4 Blinde Entzerrung

Zu Beginn des Kapitels wurde bereits erläutert, dass bei der herkömmlichen Entzerrung eine Trainingsphase notwendig ist. Bei diesem Verfahren ist am Empfänger die Trainingssequenz bekannt, so dass sich die Entzerrerkoeffizienten korrekt auf den Kanal adaptieren können.

Es gibt allerdings Anwendungen, bei denen es wünschenswert ist, dass sich die Entzerrerkoeffizienten ohne Training adaptieren. Dazu gehören unter anderem Mehrpunkt-Netzwerke. Dies ist im vorliegenden Fall gegeben. Es kommunizieren mehrere Steuergeräte im Verbund, so dass der jeweilige Übertragungskanal sich bei jeder Übertragung ändern kann, da sich bei jedem Sendevorgang sowohl der Sender als auch die jeweiligen Empfänger ändern. Es bietet sich also die Untersuchung von blinden Algorithmen an. Die Idee der blinden Entzerrung in Systemen mit Pulsamplitudenmodulation (PAM) geht auf eine Arbeit von Sato im Jahr 1975 zurück [51].

Die Informationen aus dem Empfangssignal können auf unterschiedliche Weise gewonnen werden. Daher sind zwei Klassen von blinden Ansätzen zu unterscheiden [4],[25]:

1. *Higher Order Statistic* (HOS)-Ansatz: Diese Gruppe kann wiederum in zwei Klassen unterteilt werden:
 - Implizit HOS-basierte Algorithmen: Sie nutzen die Statistik höherer Ordnung des Empfangssignals in einem impliziten Sinne. Diese Klasse beinhaltet *Bussgang* Algorithmen, die ihren Namen von der Tatsache herleiten, dass das entzerrte Signal Bussgang-Charakteristik¹⁰ annimmt, wenn der Algorithmus im mittleren Sinne konvergiert.

¹⁰Die Definition des Bussgang-Prozesses befindet sich in Anhang C.3.1.

- Explizit HOS-basierte Algorithmen: Diese benutzen explizit Statistiken höherer Ordnung. Der Vorteil von Statistiken höherer Ordnung besteht darin, dass die Phaseninformation erhalten bleibt und somit zurück gewonnen werden kann.
2. Algorithmen beruhend auf *Cyclostationärer* Statistik: Diese nutzen die Cyclostationarität der Statistik zweiter Ordnung des Empfangssignals. Man spricht von einem im weiten Sinne cyclostationären Prozess, wenn der lineare Mittelwert und die Autokorrelationsfunktion eines Prozesses periodisch sind. Die Eigenschaft der Cyclostationarität ist beispielsweise für modulierte Signale gegeben.

In der vorliegenden Arbeit werden ausschließlich Algorithmen, die zu den HOS-basierten Algorithmen gehören, behandelt. Dabei ist einer dieser Algorithmen den implizit und der andere den explizit HOS-basierten Algorithmen zuzurechnen. Die Algorithmen beruhend auf der Cyclostationarität befinden sich noch in einem recht frühen Stadium der Entwicklung und ihr kommerzieller Nutzen muss erst noch gezeigt werden [25]. Daher sind sie für die hier vorgestellte Anwendung nicht zu empfehlen und werden nicht genauer betrachtet.

Im folgenden Abschnitt wird zunächst auf die Gruppe der Bussgang-Algorithmen eingegangen, die zu den implizit HOS basierten Algorithmen gehören.

4.4.1 Der Godard Algorithmus

Der hier vorgestellte Algorithmus gehört zur Gruppe der Bussgang-Algorithmen. Er ist nach D.N. Godard benannt, der 1980 diese Familie von Algorithmen als Erster vorgeschlagen hat [25].

Zum leichteren Verständnis sind an dieser Stelle zunächst einige Erläuterungen zu den Bussgang-Algorithmen aufgeführt. In Bild 4.3 ist das Blockdiagramm eines blinden Entzerrers dargestellt. Das Filterausgangssignal $y(n)$ wird als Eingangssignal eines gedäch-

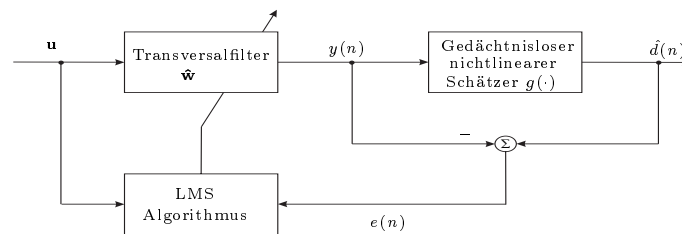


Bild 4.3: Blockdiagramm eines blinden Entzerrers

nislosen, nichtlinearen Schätzers $g(\cdot)$ verwendet. Damit ergibt sich das Ausgangssignal $\hat{d}(n)$ für ein Sendesymbol $d(n)$. Es ist also

$$\hat{d}(n) = g(y(n)), \quad (4.48)$$

wobei $g(\cdot)$ eine nichtlineare Funktion ist. Diese ist für die verschiedenen hier betrachteten Algorithmen unterschiedlich. Allgemein gilt aber für die Kostenfunktion

$$J(n) = E\{e^2(n)\} \quad (4.49)$$

$$= E\{(\hat{d}(n) - y(n))^2\} \quad (4.50)$$

$$= E\{(g(y(n)) - y(n))^2\}. \quad (4.51)$$

Diese Funktion ist im Gegensatz zur Kostenfunktion des LMS-Algorithmus nicht konvex. Das bedeutet, dass sie nicht nur mehrere lokale Minima besitzen kann, sondern dass ebenso mehrere globale Minima existieren können, wenn Datenfolgen aufgrund des Kriteriums zur blinden Entzerrung äquivalent sind (Vorzeichen Mehrdeutigkeit). Die Nichtkonvexität kann daher kommen, dass die Schätzung \hat{d} auf der gedächtnislosen Nichtlinearität beruht und außerdem $y(n)$ selbst auch eine Funktion der Koeffizientenvektoren ist.

Der Godard-Algorithmus minimiert nun die folgende, nicht konvexe Kostenfunktion

$$J(n) = E\{|y(n)|^p - R_p\}^2, \quad (4.52)$$

wobei p eine positive ganze Zahl ist und R_p eine positive reellwertige Konstante. Diese ist definiert durch

$$R_p = \frac{E\{|d(n)|^{2p}\}}{E\{|d(n)|^p\}}. \quad (4.53)$$

Der Entwurf des Algorithmus beruht darauf, Abweichungen des Ausgangssignals des blinden Entzerrers vom konstanten Modulus zu detektieren und ihnen entgegenzuwirken. Die Konstante R_p wird so gewählt, dass der Gradient der Kostenfunktion bei perfekter Entzerrung zu Null wird. Der Koeffizientenvektor des Entzerrers wird mittels des stochastischen Gradientenalgorithmus eingestellt, der bereits in Abschnitt 4.3.1 beschrieben wurde. Die Adaptionsgleichung für den Koeffizientenvektor lautet gemäß Gleichung 4.16

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu \mathbf{u}(n) e^*(n). \quad (4.54)$$

Wie bereits in Abschnitt 4.3.1 erwähnt, ist μ der Schrittweitenparameter, $\mathbf{u}(n)$ der Eingangsvektor und $e(n)$ das Fehlersignal, welches hier definiert ist als

$$e(n) = y(n)|y(n)|^{p-2}(R_p - |y(n)|^p). \quad (4.55)$$

Aus den Gleichungen 4.52 und 4.55 ist ersichtlich, dass die Entzerreradaption mittels des Godard-Algorithmus keine Phasenrückgewinnung erfordert.

In der vorliegenden Arbeit werden zwei Spezialfälle des Godard-Algorithmus betrachtet. Der erste ist der Algorithmus für den Sonderfall $p = 1$, der als Modifikation des Sato-Algorithmus betrachtet werden kann [25]. Damit ergibt sich für die Kostenfunktion aus Gleichung 4.52

$$J(n) = E\{(|y(n)| - R_1)^2\} \quad \text{mit} \quad (4.56)$$

$$R_1 = \frac{E\{|d(n)|^2\}}{E\{|d(n)|\}}. \quad (4.57)$$

Der zweite Spezialfall ergibt sich für $p = 2$. Somit gilt für die Kostenfunktion folgender Zusammenhang

$$J(n) = E\{(|y(n)|^2 - R_2)^2\} \quad \text{mit} \quad (4.58)$$

$$R_2 = \frac{E\{|d(n)|^4\}}{E\{|d(n)|^2\}}. \quad (4.59)$$

Dieser Fall wird in der Literatur auch als *Constant Modulus Algorithmus* (CMA) bezeichnet [7],[18],[34].

Der Godard-Algorithmus ist sehr robust gegen Trägerfrequenzverschiebungen. Dies liegt daran, dass die Kostenfunktion einzig auf den Amplitudenwerten des Empfangssignals beruht. Außerdem erreicht der Godard-Algorithmus einen mittleren quadratischen Fehler, der geringer als der anderer Bussgang-Algorithmus ist [7].

Da der Godard-Algorithmus zur Adaption einen stochastischen Gradientenalgorithmus verwendet, ist seine Implementierung nicht so aufwendig. Ein komplexerer blinder Algorithmus ist der Eigenvektor Algorithmus zur blinden Entzerrung, der im folgenden Abschnitt vorgestellt wird.

4.4.2 Der Eigenvektor Algorithmus zur blinden Entzerrung

Die Motivation für die Entwicklung des Eigenvektor Algorithmus (EVA) resultiert aus der Überlegung, dass die meisten blinden Algorithmen auf dem stochastischen Gradientenalgorithmus beruhen und daher geringe Konvergenzgeschwindigkeiten aufweisen. Die Forderungen, die nach [4] an einen neuen Algorithmus gestellt werden, sind

- eine schnelle Konvergenzgeschwindigkeit. Die Entzerrung muss mittels einiger weniger Werte aus dem Empfangssignal gewonnen werden.
- die obige Forderung muss für alle Übertragungskanäle und
- unter dem Einfluss von additivem gauß'schen Rauschen erfüllt werden.

Diese Forderungen werden vom EVA erfüllt. Desweiteren ist für die Anwendung im Kraftfahrzeug zu beachten, dass der Algorithmus mit Impulsstörungen zurecht kommen muss. Diese Anforderung betrifft aber auch die bisher behandelten Algorithmen und wird in einem späteren Abschnitt getrennt betrachtet.

Beim EVA handelt es sich um einen HOS-basierten Algorithmus, der Statistiken zweiter und vierter Ordnung nutzt. Er wird in zahlreichen Veröffentlichungen behandelt u.a. [4], [32], [33], [37].

In Bild 4.4 ist das Blockschaltbild eines Kommunikationssystems mit einem linearen Entzerrer dargestellt. Ebenfalls im Bild aufgeführt, ist ein Referenzsystem $f(n)$, welches - wie später noch gezeigt wird - eine implizite Trainingssequenz erzeugt. Es werden einige Voraussetzungen getroffen; die Sendedaten $d(n)$ sind statistisch unabhängig, gleichverteilt und mittelwertfrei. Sie haben die Varianz σ_d^2 , die Skewness¹¹ γ_3^d und die Kurtosis¹² γ_4^d .

Das Ziel der blinden Entzerrung ist - wie bereits zuvor erwähnt - , die MMSE¹³-Lösung zu erreichen, ohne Zugriff auf die Sendedaten zu haben. Das bedeutet, man muss ein Kriterium herleiten, welches nur von den Ausgangsdaten abhängig ist. In [33] wird daher

¹¹3. Moment, Schiefe: $E\{d^3(n)\}$

¹²4. Moment, Wölbung: $E\{d^4(n)\} - 2\sigma_d^4 - |E\{d^2(n)\}|^2$

¹³Minimum Mean Squared Error

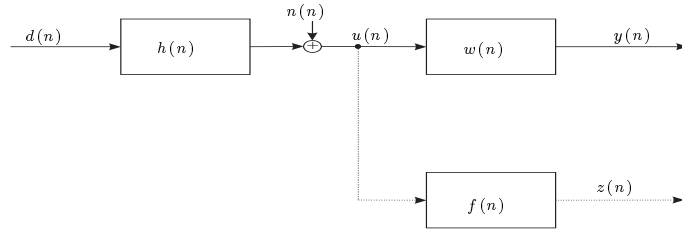


Bild 4.4: Blockdiagramm eines linearen Entzerrers mit Referenzsystem

eine solche Bedingung, basierend auf den Kreuzkumulanten vierter Ordnung, eingeführt. Die Definition für die Kreuzkumulanten lautet allgemein

$$\begin{aligned}
 c_4^{x_0, x_1, x_2, x_3}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) &= E\{x_0^*(n)x_1^*(n + \lambda_1)x_2(n + \lambda_2)x_3(n + \lambda_3)\} \\
 &\quad - E\{x_0^*(n)x_1^*(n + \lambda_1)\}E\{x_2(n + \lambda_2)x_3(n + \lambda_3)\} \\
 &\quad - E\{x_0^*(n)x_2(n + \lambda_2)\}E\{x_1^*(n + \lambda_1)x_3(n + \lambda_3)\} \\
 &\quad - E\{x_0^*(n)x_3(n + \lambda_3)\}E\{x_1^*(n + \lambda_1)x_2(n + \lambda_2)\}. \quad (4.60)
 \end{aligned}$$

Da $d(n)$ ein gleichverteilter, statistisch unabhängiger, mittelwertfreier Prozess ist und $x_i(n), i = 0, 1, \dots, 3$ die Ausgangsdaten von vier verschiedenen Übertragungskanälen $q_0(n), \dots, q_3(n)$ mit

$$x_i(n) = \sum_{\nu} q_i(\nu)d(n - \nu), \quad i = 0, \dots, 3$$

beschreibt, gilt folgendes

$$c_4^{x_0, x_1, x_2, x_3}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = \gamma_4^d \sum_{\nu} q_0^*(\nu)q_1^*(\nu + \lambda_1)q_2(\nu + \lambda_2)q_3(\nu + \lambda_3). \quad (4.61)$$

Nun legt man die speziellen Ausgangsdatensätze so fest

$$x_0(n) = x_2(n) = y(n) = \sum_{\nu} q(\nu)d(n - \nu) \quad (4.62)$$

$$x_1(n) = x_3(n) = z(n) = \sum_{\nu} s(\nu)d(n - \nu), \quad (4.63)$$

wobei man Bild 4.4 entnehmen kann, dass die Gesamtimpulsantworten des Systems

$$q(n) = h(n) * w(n) \quad (4.64)$$

$$s(n) = h(n) * f(n) \quad (4.65)$$

sind. Damit ergibt sich dann für $c_4^{yz}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$, der hier dargestellte Ausdruck

$$c_4^{yz}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = \gamma_4^d \sum_{\nu} s^*(\nu)s(\nu + \lambda_2)q^*(\nu + \lambda_1)q(\nu + \lambda_3). \quad (4.66)$$

Aus dieser Gleichung lässt sich nun der spezielle Kreuzkumulant $c_4^{yz}(0, 0, 0)$ bestimmen zu

$$c_4^{yz}(0, 0, 0) = \gamma_4^d \sum_{\nu} |q(\nu)|^2 |s(\nu)|^2. \quad (4.67)$$

Die Leistung am Entzerrerausgang wird beschrieben durch

$$r_{yy}(0) = \sigma_d^2 \sum_n |q(n)|^2. \quad (4.68)$$

Die Verknüpfung der Ausdrücke 4.67 und 4.68 geschieht über die Ungleichung

$$\sum_n |q(n)|^2 |s(n)|^2 \leq \max\{|s(n)|^2\} \sum_n |q(n)|^2. \quad (4.69)$$

Das Gleichheitszeichen gilt in dieser Ungleichung nur dann, wenn die Gesamtimpulsantwort $s(n)$ aus Kanal und Referenzsystem nur einen betragsmaximalen Abtastwert

$$s_m = \begin{cases} \max\{|s(n)|\} & \text{für } n = n_m \\ < s_m & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.70)$$

enthält und wenn

$$q(n) = q(n_m)\delta(n - n_m) \quad (4.71)$$

ist, das heißt, für den Fall der perfekten Entzerrung. Damit ist der Kumulant $c_4^{yz}(0, 0, 0)$ zu maximieren, um die optimale Entzerrereinstellung zu erhalten. Die Zielfunktion lautet also

$$\max |c_4^{yz}(0, 0, 0)| \quad \text{gemäß } r_{yy}(0) = \sigma_d^2, \quad (4.72)$$

wobei nach den Gleichungen 4.60, 4.62 und 4.63

$$c_4^{yz}(0, 0, 0) = E\{|y(n)|^2|z(n)|^2\} - E\{|y(n)|^2\}E\{|z(n)|^2\} - |E\{y^*(n)z(n)\}|^2 - |E\{y(n)z(n)\}|^2 \quad (4.73)$$

ist. In diesem Ausdruck wird nun der Entzerrerausgang $y(n)$ durch die Faltung des Entzerrereingangssignals $u(n)$ mit den Filterkoeffizienten $w(n)$ ersetzt: $y(n) = u(n) * w(n) = \mathbf{u}_n^* \mathbf{w}$. Damit nimmt die Bedingung in Gleichung 4.72 folgenden Ausdruck an:

$$\max |\mathbf{w}^* \mathbf{C}_4^{zu} \mathbf{w}| \quad \text{gemäß } \mathbf{w}^* \mathbf{R}_{yy} \mathbf{w} = \sigma_d^2. \quad (4.74)$$

Dabei ist

$$\mathbf{C}_4^{zu} \triangleq E\{|z(n)|^2 \mathbf{u} \mathbf{u}^*\} - E\{|z(n)|^2\} E\{\mathbf{u} \mathbf{u}^*\} - E\{z(n) \mathbf{u}\} E\{z^*(n) \mathbf{u}^*\} - E\{z^*(n) \mathbf{u}\} E\{z(n) \mathbf{u}^*\}, \quad (4.75)$$

was auch folgendermaßen geschrieben werden kann

$$\mathbf{C}_4^{zu} = \begin{bmatrix} c_4^{zu}(0, 0, 0) & [c_4^{zu}(-1, 0, 0)]^* & \dots & [c_4^{zu}(-l, 0, 0)]^* \\ c_4^{zu}(-1, 0, 0) & c_4^{zu}(-1, 0, -1) & \dots & [c_4^{zu}(-l, 0, -1)]^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_4^{zu}(-l, 0, 0) & c_4^{zu}(-l, 0, -1) & \dots & c_4^{zu}(-l, 0, -l) \end{bmatrix}. \quad (4.76)$$

Die Optimierung der Entzerrerequalitätsfunktion führt zu folgendem Ergebnis [33]:

$$\mathbf{C}_4^{zu} \mathbf{w}_{\text{EVA}} = \lambda \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}_{\text{EVA}}. \quad (4.77)$$

Diese Gleichung wird *EVA Gleichung* genannt. Es ist allerdings anzumerken, dass die optimale Lösung nur bis auf einen komplexen Faktor bestimmt werden kann. Da man den Betrag mittels einer AGC¹⁴ festlegen kann (gemäß Gleichung 4.72 $r_{yy}(0) = \sigma_d^2$), bleibt die Phase unbestimmt.

Abgesehen von der Mehrdeutigkeit der Phaseninformation ist die EVA-Lösung eindeutig, falls die Qualitätsfunktion 4.72 ein einziges globales Maximum hat. Dies ist der Fall, wenn der Betrag der kombinierten Impulsantwort $s(n) = h(n) * f(n)$ seinen Maximalwert $s_m \triangleq \max\{|s(n)|\}$ nur einmal erreicht [33]. Da aber die Kanalimpulsantwort $h(n)$ und damit auch $s(n)$ nicht bekannt sind, kann die Erfüllung dieser Bedingung nicht garantiert werden. Die Effekte einer schlechten Wahl von $f(n)$ können allerdings durch eine iterative Annäherung dieser Referenzsystemkoeffizienten umgangen werden.

Die ideale MSE-Lösung lautet nach Gleichung 4.5:

$$\mathbf{R}\mathbf{w}_0 = \mathbf{p} \Leftrightarrow \mathbf{w}_0 = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p}. \quad (4.78)$$

Formt man nun Gleichung 4.77 entsprechend um, so erhält man den folgenden mit 4.5 vergleichbaren Ausdruck

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_{uu}^{-1} \lambda^{-1} \mathbf{C}_4^{zu} \mathbf{w}. \quad (4.79)$$

Ersetzt man darin¹⁵

$$\mathbf{C}_4^{zu} = \gamma_4^d \sum_n |s(n)|^2 \mathbf{h}\mathbf{h}^*, \quad (4.80)$$

wobei

$$s(n) = u(n) * f(n) = \sum_n u(i)f(n-i)$$

ist, so erhält man die folgende Lösung

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= \mathbf{R}_{uu}^{-1} \frac{1}{\lambda} \mathbf{C}_4^{zu} \mathbf{w} \\ &= \mathbf{R}_{uu}^{-1} \frac{1}{\lambda} \gamma_4^d \sum_n |s(n)|^2 \mathbf{h}\mathbf{h}^* \mathbf{w} \\ &= \frac{\gamma_4^d}{\lambda} \sum_n |s(n)|^2 q(n) \mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{h} \\ &= \frac{\gamma_4^d}{\lambda} \sum_n |s(n)|^2 q(n) \mathbf{w}_{\text{MSE}_n}. \end{aligned} \quad (4.81)$$

Dabei ist

$$\mathbf{w}_{\text{MSE}} = \sigma_d^2 \mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{h}.$$

In der praktischen Realisierung sind die Autokorrelationsmatrix \mathbf{R}_{uu} und die Kreuzkumulantmatrix \mathbf{C}_4^{zu} durch Schätzung zu ermitteln. Die Schätzungen ergeben sich aus [42] und sind im Anhang C.3.2 nachzulesen. Das Vorgehen für die blinde Entzerrung mittels des EVA sieht nun folgendermaßen aus:

¹⁴Automatic Gain Control

¹⁵zur Berechnung von \mathbf{C}_4^{zu} siehe Anhang C.3.2

1. Zunächst wird das Referenzsystem initialisiert, indem $f^{(0)}(k) = \delta(k - l/2)$ gesetzt wird. Dann wird die Autokorrelationsmatrix geschätzt.
2. Danach wird $z(n)$ bestimmt und die Matrix \mathbf{C}_4^{zu} geschätzt.
3. Anschließend wird die Lösung der EVA-Gleichung ermittelt.
4. Das Referenzsystem wird gleich den Koeffizienten \mathbf{w}_{EVA} gesetzt und der Iterationsvorgang beginnt wiederum bei Schritt 2.

Die gesamten bisherigen Betrachtungen zu den Entzerreralgorithmen waren allgemeiner Natur und stellen die Grundlage dar, um das Verständnis für die Entzerrung im speziellen Fall zu erleichtern. Im Folgenden wird nun auf die Entzerrung des PLC-Systems eingegangen.

4.5 Entzerrung bei der Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen

Zunächst werden verschiedene Systemvorschläge zur Entzerrung bei der Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug basierend auf den zuvor erläuterten adaptiven Algorithmen aufgezeigt und analysiert. Anschließend wird auf den Umgang mit den auftretenden Impulsstörungen hinsichtlich der Entzerrung genauer eingegangen, da – wie bereits mehrfach erwähnt – diese Störungen im Hinblick auf das PLC-System im Fahrzeug besonders kritisch sind.

4.5.1 Systemvorschläge

An dieser Stelle geht es nicht um einen Vergleich der Algorithmen miteinander. In erster Linie werden hier die einzelnen Algorithmen soweit für die untersuchte Anwendung optimiert, wie dies möglich ist. Eine vergleichende Bewertung, der im Verlauf dieses Abschnitts ausgewählten Algorithmen, findet sich dann in Kapitel 5.

Zunächst werden die Algorithmen für den störungsfreien Fall untersucht. Der Umgang mit den Störungen wird in Abschnitt 4.5.2 separat behandelt.

Die Untersuchungen der einzelnen Algorithmen werden für ein Kommunikationssystem mit den folgenden Parametern durchgeführt:

- Bitrate der Übertragung: 4Mbit/s beziehungsweise Symbolrate 2 Mbaud
- Trägerfrequenz f_c : 8 MHz
- Sendeleistung: 49 dB μ
- Modulationsverfahren: DQPSK
- Kanalcodierung: keine

- Störung: keine
- Übertragungskanal: Länge etwa 8 m; Koeffizientenvektor des Filters: 6 Elemente

Die Länge des Koeffizientenvektors ergibt sich aus der Impulsantwort des betrachteten Übertragungskanals. Sie ist in Bild 4.5 dargestellt. Aus der Darstellung ist zu entnehmen,

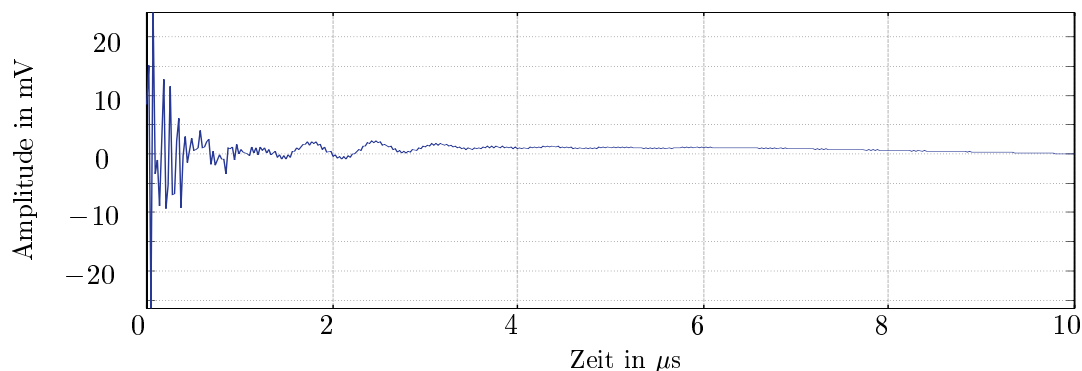


Bild 4.5: Impulsantwort einer 8 m langen Strecke im Fahrzeug

dass die Impulsantwort nach etwa 10 μs abgeklungen ist. Der Bereich, der verantwortlich für Verzerrungen auf dem Übertragungskanal ist, liegt allerdings im Bereich bis etwa 3 μs . Somit kann bei einer Symbolrate von 2 MBaud die Filterlänge des Entzerrers zu 6 angesetzt werden.

Optimierung des NLMS-Algorithmus für PLC

Ein entscheidender Parameter für die Konvergenzgeschwindigkeit des LMS-Algorithmus ist der Schrittweitenfaktor μ . Daher ist sein Einfluss hier genauer zu analysieren.

Es werden vier verschiedene Fallbeispiele untersucht, an denen der Einfluss des Schrittweitenfaktors μ auf die Konvergenzgeschwindigkeit betrachtet wird. Als Bewertungskriterium wird der mittlere quadratische Fehler herangezogen. Dieser wird als Differenz zwischen den gesendeten Daten $d(n)$ und den entzerrten Daten $y(n)$ berechnet. Angegeben wird er als Mittelung über 100 Simulationen mit verschiedenen Sendedatenfolgen.

1. **LMS-Algorithmus mit fester Schrittweite:** Bei dieser Variante werden drei verschiedene Schrittweitefaktoren untersucht. Außerdem wird davon ausgegangen, dass die Sendedatenfolge am Empfänger bekannt ist. Das bedeutet, dass de facto die gesamte Sendezeit Trainingsphase ist. Das Ergebnis der Simulation ist in Bild 4.6 zu sehen. Die Auswahl der Schrittweiten basiert auf der Konvergenzbedingung in Gleichung 4.20

$$0 < \mu < \frac{2}{P_{\text{coeff}}}$$

Bei bekannter Eingangsleistung kann die maximal zulässige Schrittweite, bei der

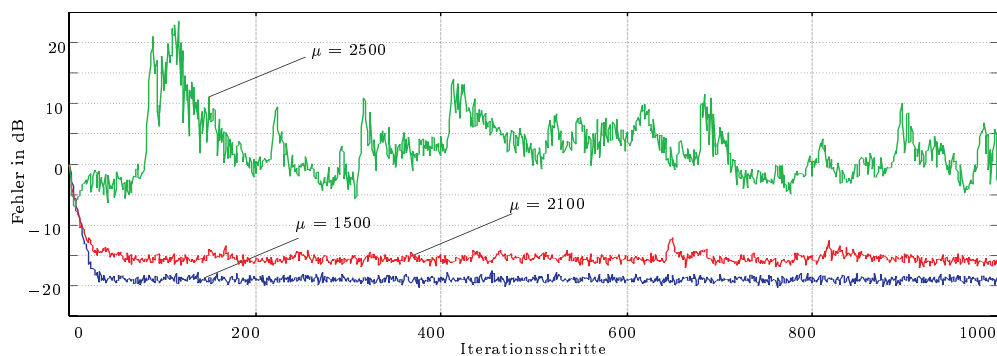


Bild 4.6: Mittlerer quadratischer Fehler gemittelt über 100 Simulationen

die Stabilität noch garantiert ist, berechnet werden. Diese Schrittweite ergibt sich für die vorliegende Strecke zu $\mu = 1500$.

Wie man Bild 4.6 entnehmen kann, hat der LMS-Algorithmus dann recht gute Konvergenzeigenschaften. Bei einer Schrittweite von $\mu = 2100$ kommt es bereits zu geringfügigen Instabilitäten. Aufgrund der hier gewählten Achsenskalierung treten diese in der Abbildung nicht so deutlich hervor. Betrachtet man hingegen die Schrittweite $\mu = 2500$, so wird deutlich, dass die Stabilität nicht mehr gewährleistet ist.

Die Stabilitätsbedingung ist von der Leistung des Signals am Entzerrereingang abhängig und somit für jede Strecke unterschiedlich. Insofern wird an dieser Stelle schon deutlich, dass der LMS-Algorithmus in dieser Form nicht für die Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen in Frage kommt. Aus diesem Grund wird in den Betrachtungen ausschließlich auf den NLMS-Algorithmus eingegangen, der aufgrund seiner variablen Schrittweite dieses Problem nicht hat.

2. **Der NLMS-Algorithmus mit permanentem Training:** Wie bereits in Abschnitt 4.3.1 beschrieben, zeichnet sich der NLMS-Algorithmus dadurch aus, dass das zu entzerrende Eingangssignal normiert wird. Bei Betrachtung der Konvergenzbedingung wurde allerdings bereits darauf hingewiesen, dass dieser Normierungsfaktor ebenso als Modifikation der Schrittweite betrachtet werden kann. Demnach wird die Schrittweite des NLMS-Algorithmus $\frac{\tilde{\mu}}{\|\mathbf{u}(\mathbf{n})\|^2}$ als zeitabhängige Variable betrachtet. Dabei ist $\tilde{\mu}$ ein konstanter Faktor, für den aufgrund der Gleichungen 4.22 und 4.23 gilt:

$$0 < \tilde{\mu} < 2 \quad (4.82)$$

Damit ist die ständige Gültigkeit der Stabilitätsbedingung gewährleistet. Da eine Schrittweite $\tilde{\mu} = 2$ die Einhaltung der Stabilitätsbedingung nicht mehr garantiert, wird ein Sicherheitsfaktor von 0.5 eingeführt, so dass die effektiv genutzten Schrittweiten $\tilde{\mu} = 0.3, 0.5$ und 1 sind.

Das Ergebnis der Simulation für 100 Datensätze ist in Bild 4.7 dargestellt. In den Abbildungen wird deutlich, dass nun gute Konvergenzeigenschaften erreichbar sind. Allerdings gibt es eine Unvereinbarkeit zwischen den beiden wünschenswerten Zielen: hohe Konvergenzgeschwindigkeit und gutes Verhalten im eingeschwungenen Zustand (dieses wird im Folgenden mit *Steady-State-Verhalten* bezeichnet). Je höher

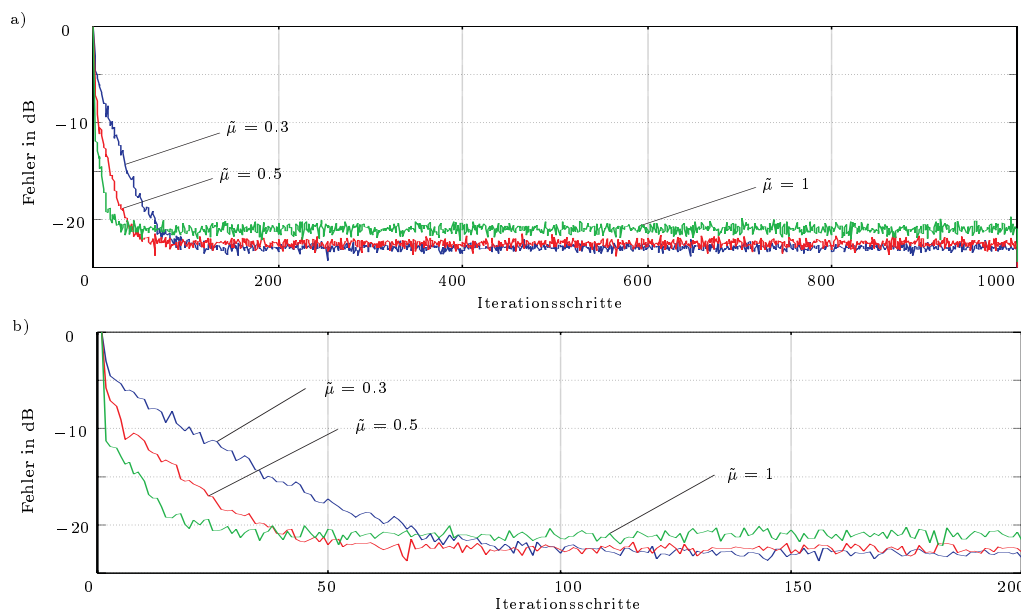


Bild 4.7: Mittlerer quadratischer Fehler gemittelt über 100 Simulationen

die Schrittweite gewählt wird, desto schlechter ist das Steady-State-Verhalten und desto besser ist aber die Konvergenzgeschwindigkeit. Da der vorliegende Fall allerdings unrealistisch ist, weil im Prinzip für die gesamte Übertragungsdauer ein Training vorliegt, wird im Folgenden eine begrenzte Trainingsdauer eingeführt, die an die entsprechende Schrittweite angepasst ist.

3. **Der NLMS-Algorithmus mit begrenztem Training:** Es werden wiederum die gleichen Schrittweiten wie zuvor benutzt. Dabei wird für die Schrittweite $\tilde{\mu} = 0.3$ eine Trainingsdauer von $25 \mu s$, für die Schrittweite $\tilde{\mu} = 0.5$ eine Trainingsdauer von $20 \mu s$ und für die Schrittweite $\tilde{\mu} = 1$ eine Trainingsdauer von $10 \mu s$ eingeführt. Dies entspricht bei dem vorliegenden Kommunikationssystem der folgenden Anzahl an Iterationsschritten: Für $\tilde{\mu} = 0.3 \triangleq 50$, für $\tilde{\mu} = 0.5 \triangleq 40$ und für $\tilde{\mu} = 1 \triangleq 20$. Nach Abschluss der Trainingsphase werden die Filterkoeffizienten nicht mehr verändert, sondern konstant gehalten. Das Ergebnis der Simulationen ist in Bild 4.8 dargestellt.

Diese Simulationen zeigen, dass nach Aussetzen der Adaption, also nach Beendigung der Trainingsphase, das Steady-State-Verhalten nicht mehr verbessert werden kann. Insofern sind diejenigen Schrittweiten, die eine schnelle Konvergenzgeschwindigkeit aufweisen, im Vorteil, da sie zu einem frühen Zeitpunkt bereits ein gutes Steady-State-Verhalten haben. Die geringwertige Schrittweite kommt in diesem Falle gar nicht dazu, ihr vorteilhafteres Steady-State-Verhalten auszunutzen, weil die Trainingsdauer bereits zuvor beendet ist und die Filterkoeffizienten damit „eingefroren“ werden. Eine andere Möglichkeit besteht daher in folgendem Algorithmus.

4. **Der NLMS-Algorithmus mit begrenztem Training und blinder Adaption nach Trainingsende:** Es handelt sich um die gleichen Simulationsbedingungen wie in der Variante zuvor. Allerdings wird nach Trainingsende die Adaption nicht ausgesetzt, sondern der mittlere Fehler wird folgendermaßen berechnet:

$$e(n) = \text{sign}(y(n)) - y(n). \quad (4.83)$$

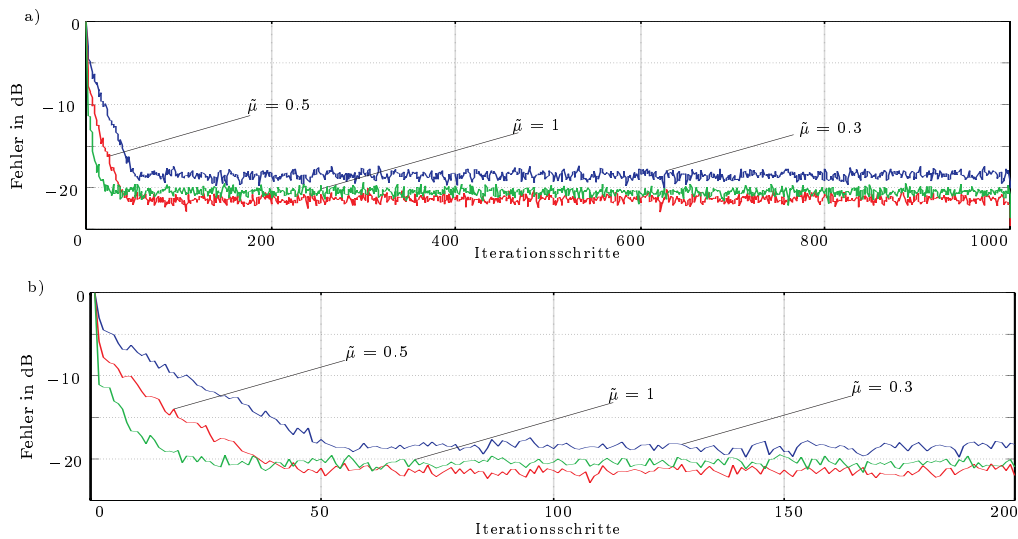


Bild 4.8: Mittlerer quadratischer Fehler gemittelt über 100 Simulationen

Diese Berechnungsvorschrift für den Fehler entspricht derjenigen des Godard-Algorithmus mit $p = 1$.¹⁶ Somit kann diese Variante als eine Vorbelegung der Filterkoeffizienten durch Training mit anschließender Phase einer blinden Entzerrung interpretiert werden. Die Ergebnisse der Simulationen sind in Bild 4.9 dargestellt.

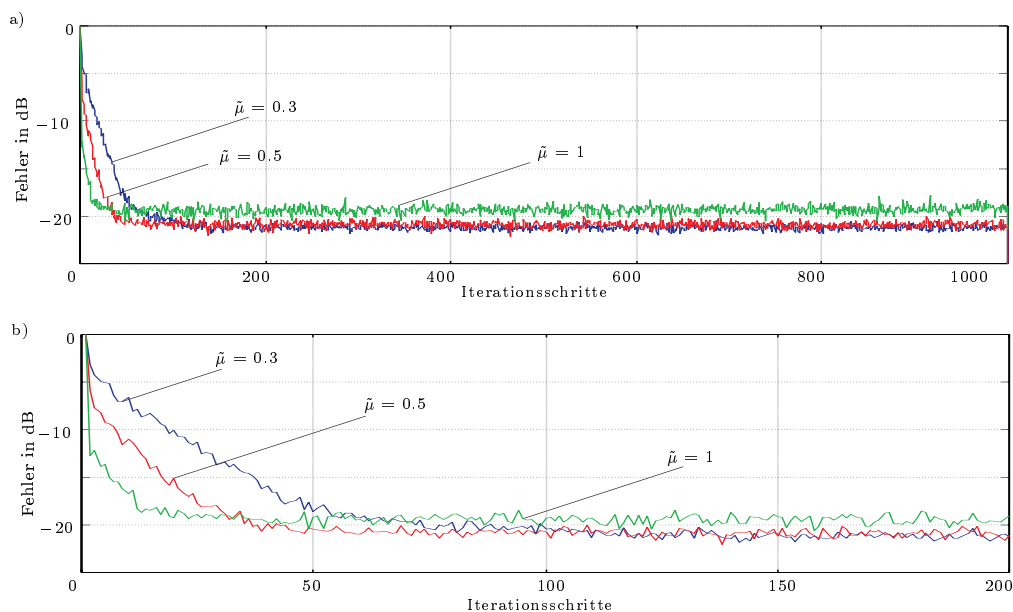


Bild 4.9: Mittlerer quadratischer Fehler gemittelt über 100 Simulationen

Aus diesen Simulationsergebnissen ist ersichtlich, dass die Adaption nun auch nach Ende der Trainingsphase fortgesetzt wird. Dadurch wird ein besseres Steady-State-Verhalten gerade für die geringen Schrittweiten erreicht.

Da nach Abschluss der Trainingsphase der Schwerpunkt weniger auf der schnellen Adaption, sondern vielmehr auf einem guten Steady-State-Verhalten liegt, ist als

¹⁶s. Abschnitt 4.4.1 und Gleichung 4.84

weitere Variante der Schrittweitenparameter $\tilde{\mu}$ nach Ende der Trainingsphase zu ändern. Dies bedeutet, dass zunächst mit einem $\tilde{\mu} = 1$ gearbeitet und nach den 10 μs auf ein $\tilde{\mu} = 0.3$ umgeschaltet wird.

Vergleicht man die Simulationsergebnisse dieser Adaption mit den vorhergehenden, so ergibt sich die Darstellung in Bild 4.10. In dieser Abbildung ist deutlich erkenn-

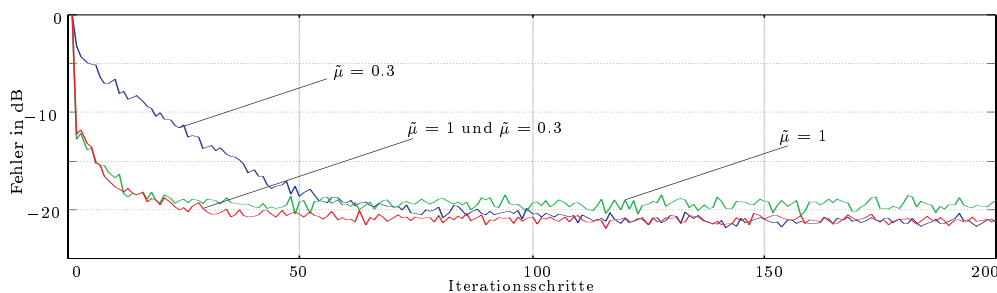


Bild 4.10: Mittlerer quadratischer Fehler gemittelt über 100 Simulationen

bar, dass ein Umschalten des Schrittweitefaktors die Vorteile von schneller Konvergenz und gutem Steady-State-Verhalten kombiniert. Somit ist diese Variante des NLMS-Algorithmus sehr gut für eine Adaption geeignet. Insbesondere deshalb, weil dadurch auch mit einer kurzen Trainingsdauer ein gutes Steady-State-Verhalten erreicht wird.

Für die weiteren Untersuchungen wird ein Algorithmus der Variante 4 ausgewählt. Dabei kommt sowohl die Adaption mit der Schrittweite $\tilde{\mu} = 1$ als auch die Umschaltalternative mit $\tilde{\mu} = 1$ und $\tilde{\mu} = 0.3$ in Frage.

Im nächsten Schritt wird der RLS-Algorithmus genauer untersucht.

Optimierung des RLS-Algorithmus für PLC

Beim RLS-Algorithmus ist ein entscheidender Einflussfaktor für das Konvergenzverhalten die richtige Initialisierung. Daher werden im Folgenden die Initialisierungsvariablen genauer untersucht. Auch hier wird als Gütekriterium der mittlere quadratische Fehler angegeben, der die Differenz zwischen den gesendeten Daten $d(n)$ und den entzerrten Daten $y(n)$ beschreibt. Er wird als Mittelung über 100 Simulationen mit verschiedenen Sendedatenfolgen berechnet.

1. **RLS-Algorithmus mit permanentem Training:** Zunächst werden drei verschiedene Initialisierungsfaktoren δ untersucht. Es wird vorausgesetzt, dass die Sendedatenfolge am Empfänger bekannt ist. Dies bedeutet, wie schon in der ersten Variante der Untersuchungen zum NLMS-Algorithmus, dass die gesamte Sendezeit als Trainingsphase zu verstehen ist. Der Gedächtnisfaktor λ des RLS-Algorithmus ist eins. In Bild 4.11 sind die Ergebnisse der Simulation dargestellt. Wie man sieht, hat der Initialisierungsfaktor einen großen Einfluss auf die Konvergenzeigenschaften des RLS-Algorithmus. Die Simulationen mit den Faktoren $\delta = 1 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 1 \cdot 10^{-4}$ und

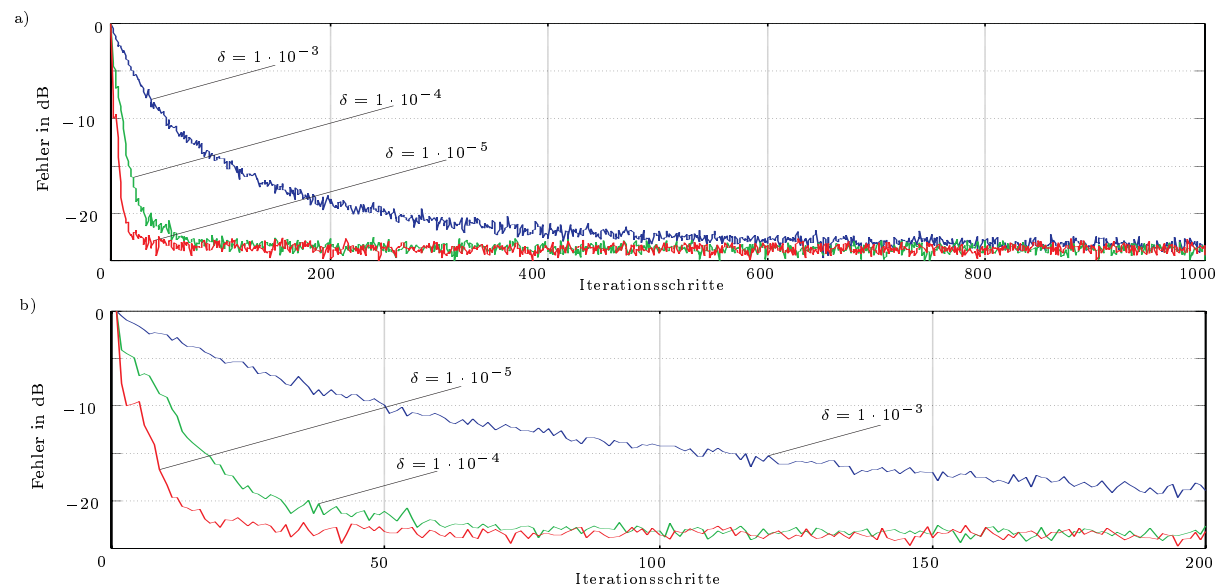


Bild 4.11: Mittlerer quadratischer Fehler gemittelt über 100 Simulationen

$\delta = 1 \cdot 10^{-5}$ zeigen im eingeschwungenen Zustand ein vergleichbares Verhalten. Ein Unterschied besteht allerdings in der Konvergenzgeschwindigkeit. Es zeigt sich, dass mit $\delta = 1 \cdot 10^{-4}$ und $\delta = 1 \cdot 10^{-5}$ gute Ergebnisse erzielt werden. Nach [25] konvergiert der RLS-Algorithmus nach $2M$ Iterationsschritten. Dies wird durch die Simulationen mit $\delta = 1 \cdot 10^{-5}$ bestätigt. Indes ist der hier betrachtete Fall nicht realistisch, weil die Sendedatenfolge für die gesamte Sendezeit am Empfänger bekannt ist. Da das normalerweise nur während der Trainingsphase der Fall ist, wird dies nun näher untersucht.

2. **RLS-Algorithmus mit Trainingsphase:** Im Gegensatz zur vorherigen - unrealistischen - Variante werden nun Simulationen durchgeführt, bei denen mit begrenzter Trainingsdauer gearbeitet wird. Es werden die Initialisierungsfaktoren $\delta = 1 \cdot 10^{-4}$ und $\delta = 1 \cdot 10^{-5}$ für die weiteren Untersuchungen ausgewählt und mit Trainingsphasen von 60, 20 und 10 Iterationsschritten gearbeitet. Diese entsprechen Trainingssequenzen der Zeitdauer $60 \mu\text{s}$, $10 \mu\text{s}$ und $5 \mu\text{s}$. Die Ergebnisse der Simulation sind in Bild 4.12 aufgeführt.

Wie man aus der Darstellung erkennen kann, erzielt die Initialisierung mit $\delta = 1 \cdot 10^{-5}$ sehr gute Ergebnisse. Bei einer Trainingsdauer von $t_{tr} = 10 \mu\text{s}$ hat man gegenüber einem Training von $t_{tr} = 5 \mu\text{s}$ den Vorteil, dass sich das Steady-State-Verhalten noch verbessert. Insofern ist eine Initialisierung von $\delta = 1 \cdot 10^{-5}$ mit einer Trainingsdauer von $t_{tr} = 10 \mu\text{s}$ für die Adaption zu bevorzugen.

Die Untersuchung des RLS-Algorithmus zeigt, dass er gute Konvergenzeigenschaften aufweist. Allerdings ist er in der Realisierung komplexer als der zuvor vorgestellte NLMS-Algorithmus. Aus diesem Grund wird er in den folgenden Betrachtungen nicht weiter berücksichtigt.

Es werden nun die blinden Algorithmen genauer betrachtet und die optimalen Parameter für den Einsatz bei der Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen im

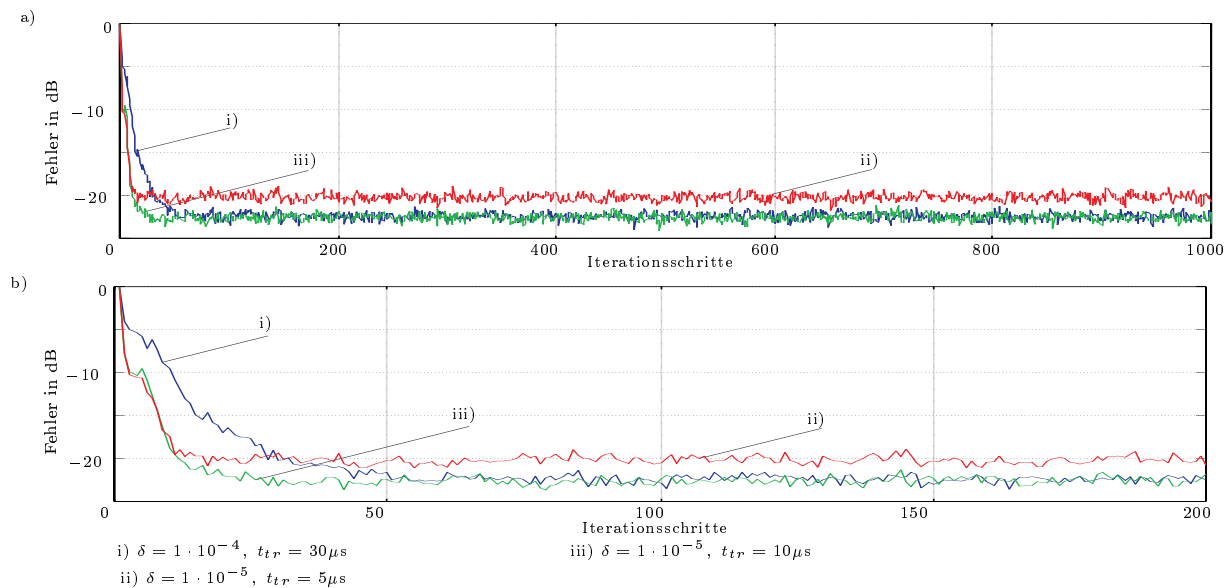


Bild 4.12: Mittlerer quadratischer Fehler gemittelt über 100 Simulationen

Kraftfahrzeug ermittelt. Zunächst werden die Godard-Algorithmen aus Abschnitt 4.4.1 untersucht.

Optimierung des Godard-Algorithmus für PLC

Wie bereits in Abschnitt 4.4.1 erläutert, handelt es sich beim Godard-Algorithmus um eine Gruppe von Algorithmen. Aufgrund von Gleichung 4.55 kann der Parameter p als Unterscheidungsmerkmal herangezogen werden. In dieser Arbeit werden die Algorithmen mit $p = 1$ und $p = 2$ genauer im Hinblick auf ihre Nutzbarkeit für die Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug untersucht. Zur Vereinfachung der Unterscheidung wird die Bezeichnung Godard- p -Algorithmus eingeführt. Zunächst wird der Algorithmus mit $p = 1$ betrachtet (Godard-1-Algorithmus). Somit gilt:

$$e(n) = \text{sgn}(y(n))(R_1 - |y(n)|) \quad \text{und}$$

$$R_1 = \frac{E\{|x(n)|^2\}}{E\{|x(n)|\}}.$$

Der Faktor R_1 kann durch folgenden Ausdruck geschätzt werden, wenn man für die Erwartungswerte die Schätzung nach [42] zu Grunde legt:

$$R_1 \triangleq \frac{1/N \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2}{1/N \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|}.$$

Für den Fall der DQPSK ergibt sich somit

$$R_1 = 1$$

und der Fehler $e(n)$ kann folgendermaßen beschrieben werden

$$e(n) = \text{sgn}(y(n))(1 - |y(n)|).$$

Das bedeutet, der Fehler wird größer, wenn das Ausgangssignal des Entzerrers vom Wert $y = \pm 1$ abweicht. Der Godard-p-Algorithmus basiert ebenso wie der LMS-Algorithmus auf dem stochastischen Gradientenverfahren. Da der LMS-Algorithmus bereits zuvor optimiert wurde, fließen diese Ergebnisse nunmehr hier ein. Es wird die Variante 4 verwendet, bei der mit einer zeitlich variablen Schrittweite $\mu(n)$ gearbeitet wird. Der Unterschied zu dieser Variante besteht nur darin, dass die Trainingsphase entfällt und stattdessen die blinde Adaption eingesetzt wird.

Das Ergebnis der Simulationen ist in Bild 4.13 dargestellt. Es ist der quadratische Fehler in einer Mittelung über jeweils 100 Simulationen mit verschiedenen Schrittweiten $\tilde{\mu}$ abgebildet. Der Fehler gibt die Differenz zwischen dem Signal am Entzerrerausgang $y(n)$ und

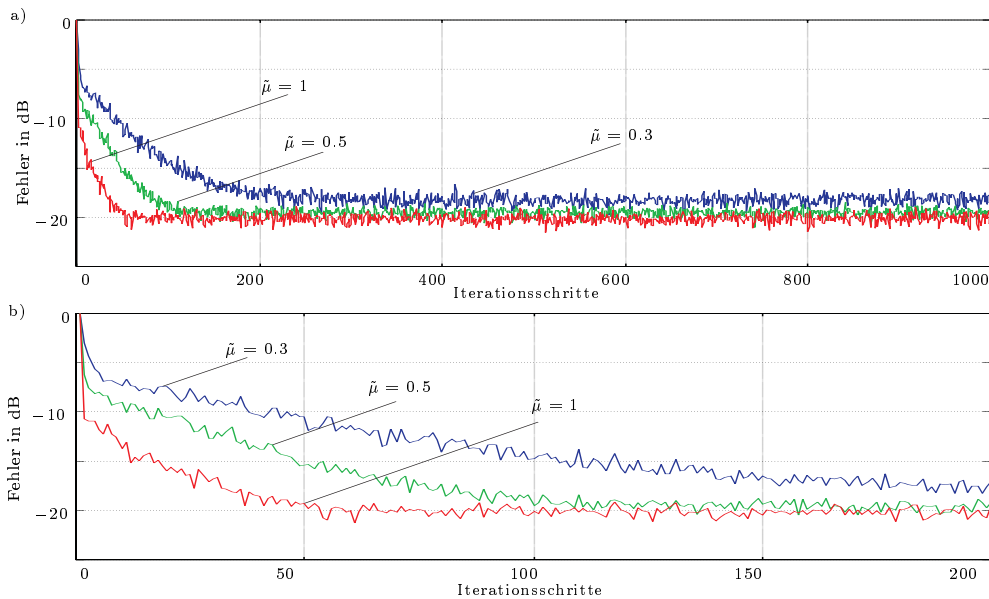


Bild 4.13: Fehler nach Godard mit $p = 1$ gemittelt über 100 Simulationen

dem Sendesignal $d(n)$ an. Es werden die Schrittweitefaktoren $\tilde{\mu} = 1$, $\tilde{\mu} = 0.5$ und $\tilde{\mu} = 0.3$ näher untersucht. Wie man sieht, ergeben sich insgesamt gute Konvergenzeigenschaften. Ein Vergleich der Schrittweiten zeigt, dass mit $\tilde{\mu} = 1$ die besten Ergebnisse erzielt werden. Dies betrifft sowohl die Konvergenzgeschwindigkeit als auch das Steady-State-Verhalten.

Im Folgenden wird nun der Godard-2-Algorithmus behandelt. Für diesen gilt dementsprechend:

$$e(n) = y(n)(R_2 - |y(n)|^2) \quad \text{und}$$

$$R_2 = \frac{E\{|x(n)|^4\}}{E\{|x(n)|^2\}}.$$

Der Faktor R_2 kann durch folgenden Ausdruck geschätzt werden, wenn man wiederum für die Erwartungswerte die Schätzung nach [42] zu Grunde legt:

$$R_2 \triangleq \frac{1/N \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^4}{1/N \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2}$$

Für den Fall der DQPSK ergibt sich somit

$$R_2 = 1.$$

Damit kann der Fehler $e(n)$ folgendermaßen beschrieben werden

$$e(n) = y(n)(1 - |y(n)|^2). \quad (4.84)$$

Die Ergebnisse der Simulation sind in Bild 4.14 dargestellt. Es sind auch hier wiederum die Simulationsergebnisse über 100 Simulationen gemittelt zu sehen. Dabei wird die Schrittweite $\tilde{\mu}$ zu $\tilde{\mu} = 0.3$, $\tilde{\mu} = 0.5$ und $\tilde{\mu} = 0.8$ gewählt. Es ist erkennbar, dass die Simulationen mit der Schrittweite $\tilde{\mu} = 0.5$ die besten Ergebnisse liefern. Nach etwa 150 Iterationsschrit-

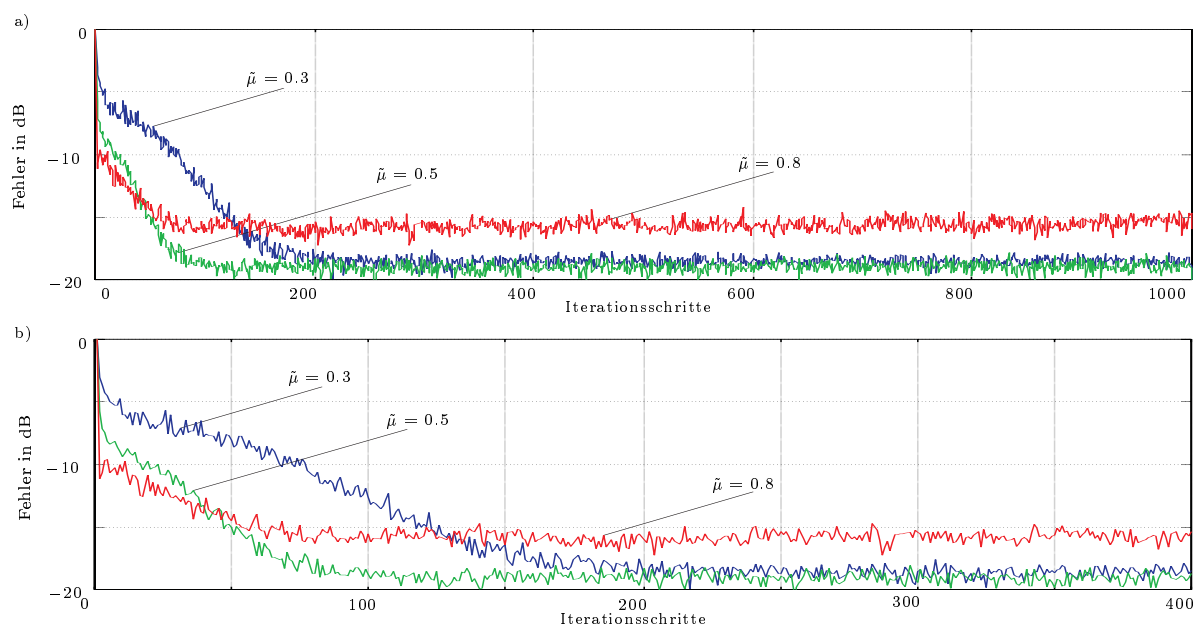


Bild 4.14: Fehler nach Godard mit $p = 2$ gemittelt über 100 Simulationen

ten beziehungsweise $75 \mu\text{s}$ erreicht der quadratische Fehler sein Minimum. Bei den beiden anderen Schrittweiten ist ähnliches zu beobachten wie beim NLMS-Algorithmus. Die Konvergenzgeschwindigkeit des Godard-2-Algorithmus mit $\tilde{\mu} = 0.3$ ist zu gering. Dagegen ist das Steady-State-Verhalten des Algorithmus mit $\tilde{\mu} = 0.8$ zu schlecht.

Insgesamt führt die Untersuchung des Godard-p-Algorithmus zu dem Ergebnis, dass der Godard-1-Algorithmus für die Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug besser geeignet ist als der Godard-2-Algorithmus. Aus diesem Grund wird in den künftigen Untersuchungen der Godard-1-Algorithmus betrachtet.

In Abschnitt 4.4.2 ist ein weiterer blinder Algorithmus beschrieben. Im Folgenden werden die Ergebnisse der entsprechenden Simulationen dargestellt.

Optimierung des EVA-Algorithmus für PLC

Aus [4] ist ersichtlich, dass es verschiedene Parameter gibt, die die Eigenschaften des EVA-Algorithmus beeinflussen. Zur Bewertung des Algorithmus wird die sogenannte *RestISI*¹⁷

¹⁷Rest Intersymbolinterferenz

herangezogen. Dieses Kriterium muss hier eingeführt werden, da eine Beurteilung der Konvergenzgeschwindigkeit aufgrund des quadratischen Fehlers bei diesem Algorithmus nicht möglich ist. Die *RestISI* kann nach [4] folgendermaßen bestimmt werden:

$$\text{ISI}_{\text{EVA}} \triangleq \frac{\sum_{n \neq n_s} |s(n)|^2}{|s(n_s)|^2} \quad \text{mit} \quad \begin{cases} s(n) \triangleq h(n) * w_{\text{EVA}}(n) \\ |s(n_s)| \triangleq \max\{|s(n)|\}. \end{cases} \quad (4.85)$$

Da die ideale Übertragungsfunktion nach Kapitel 2 ein einfaches Verzögerungsglied darstellt, sollte die Kombination aus dem Übertragungskanal und dem Entzerrer im Idealfall eine solche Übertragungscharakteristik aufweisen. Demnach wird der Wert des Bewertungskriteriums mit zunehmender Entzerrungsqualität abnehmen. In Bild 4.15 sind die Simulationsergebnisse für eine unterschiedliche Anzahl an Iterationsschritten dargestellt. Es ist in diesem Zusammenhang anzumerken, dass der EVA-Algorithmus im Gegensatz

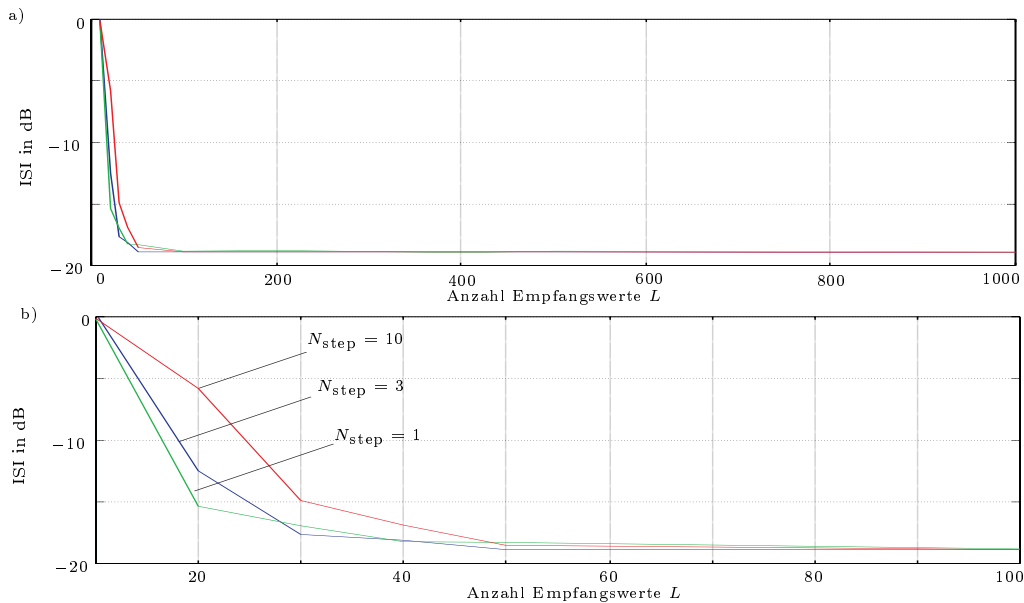


Bild 4.15: Fehler nach EVA gemittelt über 100 Simulationen

zu den bisher betrachteten Algorithmen zunächst aus einer vorgegebenen Anzahl L an Empfangswerten das Entzerrfilter \mathbf{w}_{EVA} berechnet und dann mit den festen Filterkoeffizienten die Entzerrung vornimmt. Dies entspricht im Prinzip einer Trainingsphase ohne explizit gesendeter Trainingssequenz.

Daher sind nun für eine verschiedene Anzahl an Empfangswerten L jeweils 100 Simulationen durchgeführt und der entsprechende ISI-Wert berechnet worden. Außerdem findet sich ein Vergleich mit einer unterschiedlichen Anzahl an Iterationsschritten $N_{\text{step}} = 1$, $N_{\text{step}} = 3$ und $N_{\text{step}} = 10$. Wie aus Bild 4.15 a) erkennbar ist, ist der Unterschied der verschiedenen Iterationsschritte nicht sehr groß. Die Untersuchungen zeigen, dass sich gute Ergebnisse erzielen lassen, wenn 50 Empfangswerte für die Adaption herangezogen werden. Dann liegen die Ergebnisse so nah beieinander, dass ein Parameter $N_{\text{step}} = 1$ bereits gute ISI-Werte liefert.

Allerdings ist für die PLC Anwendung der Aufwand für die Realisierung der EVA-Entzerrung zu groß. Aus diesem Grund wird diese sicherlich interessante Entzerrungsmethodik hier nicht weiter betrachtet.

Zusammenfassend ist für die bisherigen Untersuchungen zu den Entzerreralgorithmen festzuhalten, dass der NLMS-Algorithmus mit variabler Schrittweite und der Godard-1-Algorithmus als praktikable Entzerreralgorithmen in Frage kommen. Allerdings beschränken sich die bisherigen Betrachtungen noch auf den störungsfreien Fall. Deshalb wird im folgenden Abschnitt genauer auf den Umgang mit den Störungen eingegangen.

4.5.2 Der Umgang mit Störungen

Die verschiedenen auftretenden Störungen sind bereits in Kapitel 2 beschrieben. Dabei sind die Impulsstörungen als besonders kritisch für die Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen herausgestellt worden. In diesem Abschnitt wird nun der Umgang mit Störungen detailliert behandelt.

Zunächst werden der NLMS-Algorithmus und sein Adaptionverhalten im Störungsfall untersucht. Anhand eines Stör Szenarios, welches in Bild 4.16 dargestellt ist, wird die Vorgehensweise bei der Untersuchung aufgezeigt. Es handelt sich um eine willkürliche Zu-

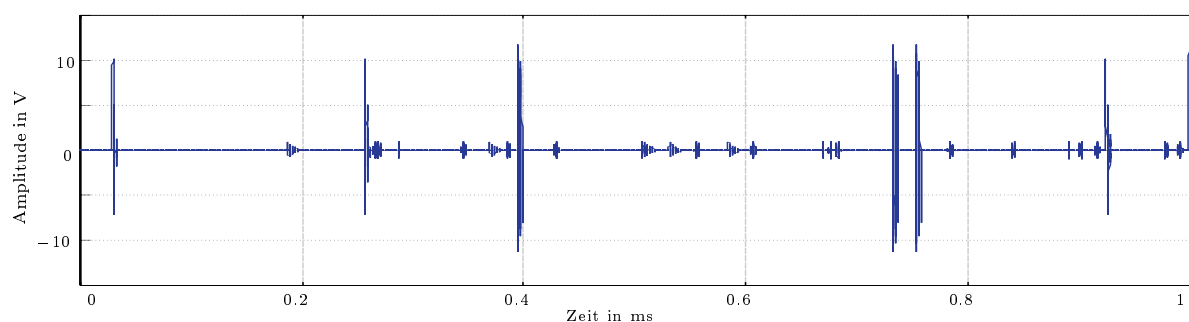


Bild 4.16: Stör Szenario

sammenstellung von unterschiedlichsten Impulsstörern, denen ein Hintergrundrauschen überlagert ist.

Für die Untersuchungen werden dieselben Parameter genutzt wie in den bisherigen Betrachtungen. Das bedeutet, es wird mit einer Trägerfrequenz von $f_c = 8$ MHz, einer Symbolrate von 2 MBaud und einer Sendeleistung von 49 dB μ übertragen. Es werden jeweils 100 Simulationen durchgeführt.

Der NLMS-Algorithmus in störungsbehafteter Umgebung: Der NLMS-Algorithmus wird nach Variante 4 aus Abschnitt 4.5.1 verwendet. Zunächst wird die Schrittweite zu $\tilde{\mu} = 1$ gewählt und die Trainingsphase dauert $t_r = 10$ μ s. Nach dieser Trainingsphase wird auf die Fehlerberechnung des Godard-1-Algorithmus umgeschaltet. Der NLMS-Algorithmus wird vorerst so belassen, wie er im störungsfreien Fall optimiert wurde.

Der quadratische Fehler ist in Bild 4.17 dargestellt. Während der Trainingsphase berechnet sich der dargestellte Fehler als Differenz von Sendesignal $d(n)$ und dem Ausgangssignal

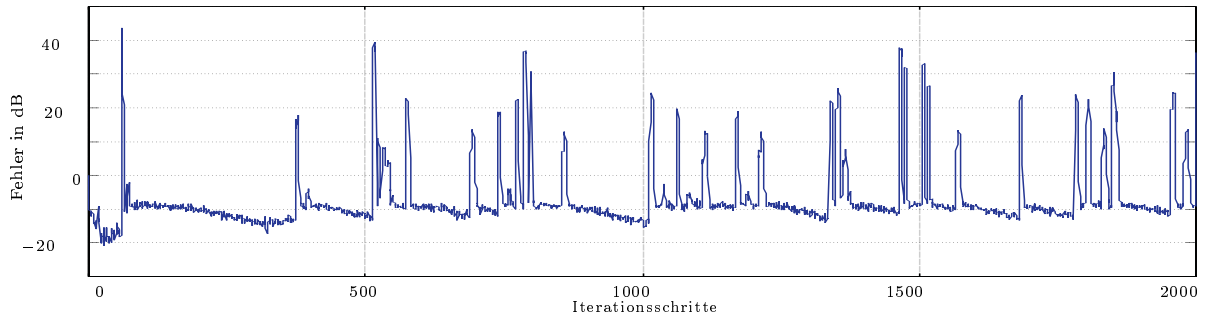


Bild 4.17: Fehler nach jeweils 100 Simulationen für das Störszenario aus Bild 4.16

des Entzerrers $y(n)$. Nach Ende der Trainingsphase wird allerdings im Gegensatz zu den bisherigen Untersuchungen das Fehlersignal berechnet, welches für die Adaption genutzt wird (s. Gleichung 4.83). Diese veränderte Darstellung wird herangezogen, da so das Verhalten der Adaption im gestörten Fall deutlicher wird. Außerdem kann eine Lösung für den sinnvollen Umgang mit den Störungen nur gefunden werden, wenn auf die während der Adaption bekannten Größen zurückgegriffen wird.

Wie man sieht, wird der Fehler bei Auftreten einer Störung erwartungsgemäß sehr groß. Gleichzeitig bedeutet dies, dass der nun neu berechnete Koeffizientenvektor einen falschen Wert annimmt, weil der Eingangsvektor falsch beziehungsweise gestört ist. Somit beginnt die Adaption nach der Störung faktisch wieder von neuem, obwohl möglicherweise zu diesem Zeitpunkt bereits eine gute Konvergenz erreicht und die Störung in der Regel nur von kurzer Dauer war. Aus diesem Grund sollte die Adaption beim Auftreten einer Störung ausgesetzt und der aktuelle Koeffizientenvektor beibehalten werden. In diesem Fall kann dann nach Abklingen der Störung die Adaption wieder an der Stelle aufgenommen werden, an der sie abgebrochen wurde.

Das bedeutet, dass es erforderlich ist, die Störungen rechtzeitig zu erkennen, um die Adaption für die Zeit der Störung auszusetzen. Die Erkennung der Störung kann auf verschiedene Arten erfolgen.

Störungsdetektion aufgrund der Eingangssignalleistung: Das Empfangssignal ist durch eine relativ konstante Koeffizienteneingangsleistung gekennzeichnet. Diese Leistung wird bei der Berechnung der NLMS-Adaption ohnehin ermittelt (Gleichung 4.22), so dass ihre Überprüfung keinen großen zusätzlichen Aufwand erfordert. Bei dieser Art der Störungsdetektion wird die Adaption ausgesetzt, sobald die Koeffizienteneingangsleistung einen bestimmten Grenzbereich

$$k_u < \|u(n)\|^2 < k_o \quad (4.86)$$

verlässt. Die obere und untere Grenze lässt sich für Signale in Abhängigkeit von der Sendeleistung und der Länge des Transversalfilters bestimmen. Wenn also das Szenario 3 nach 4.2 eingesetzt wird, müssen die Grenzwerte k_u und k_o für den *Worst-Case* berechnet werden, damit es nicht zu einer fehlerhaften Störungserkennung kommt. Allerdings ist es erstrebenswert, ein Kriterium zu finden, welches unabhängig von solchen Parametern ist, die abhängig von der jeweiligen Übertragungsstrecke sind. Aus diesem Grund wird die zweite Möglichkeit der Störungsdetektion vorgeschlagen.

Störungsdetektion aufgrund der Fehlerberechnung: Nun wird der Adaptionfehler $e(n)$ zur Erkennung genutzt. Bei optimaler Entzerrung ist der Wert des Entzerrerausgangssignals $y(n)$ zum Abtastzeitpunkt -1 oder 1 , oder er entspricht einem Wert in diesem Bereich. Der Betrag des Fehlers $e(n)$ ist also ebenfalls ein Wert im Bereich von eins. Durch die Adaption wird der Betrag des Fehlers im Verlaufe der Berechnungen normalerweise kleiner als eins. Falls nun eine Störung auftritt, wird das gestörte Signal nicht korrekt entzerrt und aufgrund seines höheren Pegels deutlich durch die Filterkoeffizienten verstärkt. Damit wird bei der Fehlerberechnung ein Fehler ermittelt, der die folgende Bedingung erfüllt:

$$|e(n)| > k_g. \quad (4.87)$$

Dieser Fall wird detektiert, so dass die Adaption ausgesetzt wird. Im Verlauf der Untersuchungen hat sich gezeigt, dass die Wahl $k_g = 1.5$ einen guten Wert für die Störungsdetektion darstellt.

Die Ergebnisse der Simulationen mit den verschiedenen Verfahren zur Störungsdetektion sind in Bild 4.18 a) (für die Störungsdetektion aufgrund der Eingangssignalleistung) und b) (für die Störungsdetektion aufgrund der Fehlerberechnung) dargestellt. Wie man

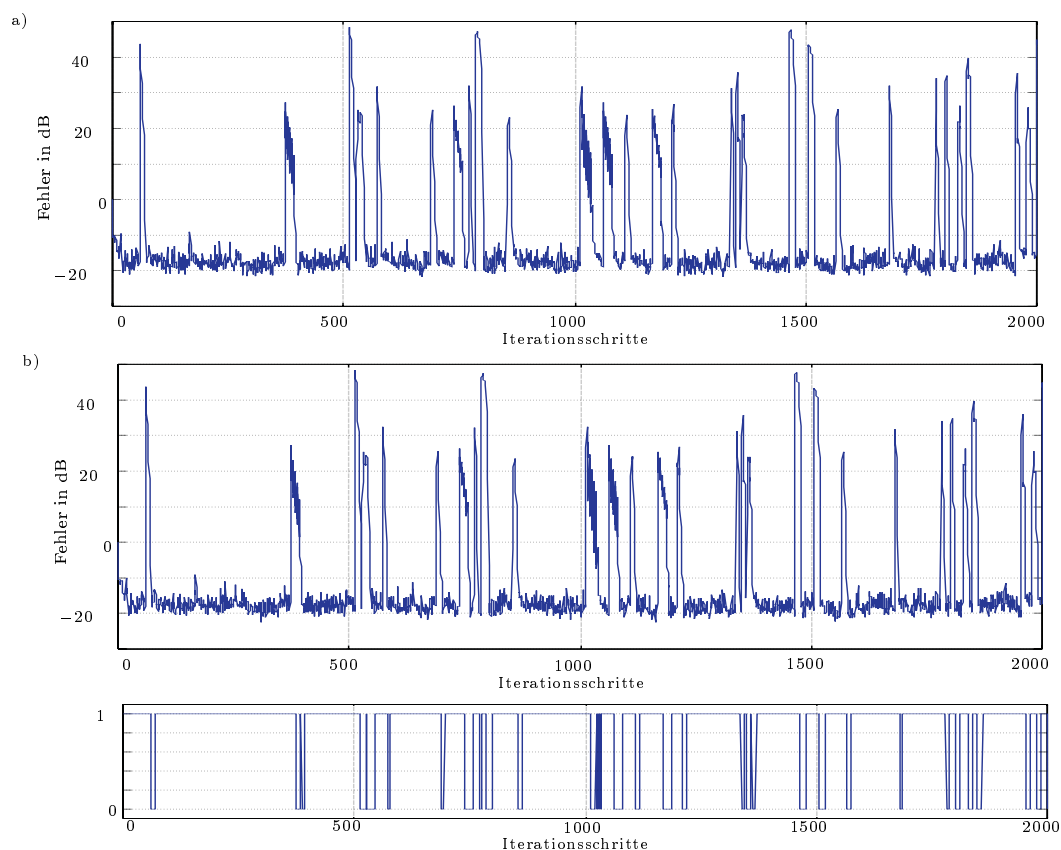


Bild 4.18: Fehler nach jeweils 100 Simulationen für das Störszenario aus Bild 4.16

dem Bild entnehmen kann, sind die erzielten Ergebnisse mit den beiden Verfahren gleich. Der Fehler wird während der gesamten Simulation korrekt berechnet. Allerdings wird die Adaption zu den Zeitpunkten, wenn Störungen auftreten, ausgesetzt und erst nach Ende

der Störung fortgesetzt. Während der Dauer einer Impulsstörung wird also mit festen Filterkoeffizienten entzerrt. Das ist in der Darstellung des quadratischen Fehlers in den Abbildungen nicht erkennbar. Daher ist im unteren, dritten Teilbild das Aussetzen der Adaption separat dargestellt. Wird eine Störung detektiert wird der Wert in der Grafik zu null, wird hingegen keine Störung erkannt, so ist er eins.

Nun wird die Variante des NLMS-Algorithmus untersucht, bei der die Schrittweite $\tilde{\mu}$ nach der Trainingsphase auf einen geringeren Wert umgeschaltet wird. Somit werden die Simulationen während der Trainingsphase mit dem Schrittweitenfaktor $\tilde{\mu} = 1$ und danach mit dem Faktor $\tilde{\mu} = 0.3$ durchgeführt. Es kommen wiederum beide Varianten zur Stördetektion zum Einsatz, um sie miteinander vergleichen zu können. Die beiden Varianten unterscheiden sich, wie nach den Ergebnissen der ersten Simulationen mit einer Schrittweite, kaum voneinander. Aus diesem Grund wird auf eine grafische Darstellung der Simulationsergebnisse verzichtet, da sie keine neuen Gesichtspunkte liefert.

Allerdings wird in Bild 4.19 der Vergleich zwischen Variante 3 (NLMS-Algorithmus mit begrenztem Training) (Teilbild a)) und Variante 4 (NLMS-Algorithmus mit begrenztem Training und blinder Adaption nach Trainingsende) (Teilbild b)) des NLMS-Algorithmus in störungsbehafteter Umgebung dargestellt. Dabei wird nur die Stördetektion basierend auf der Fehlerberechnung eingesetzt. Aus beiden Bildern ist erkennbar, dass sich eine

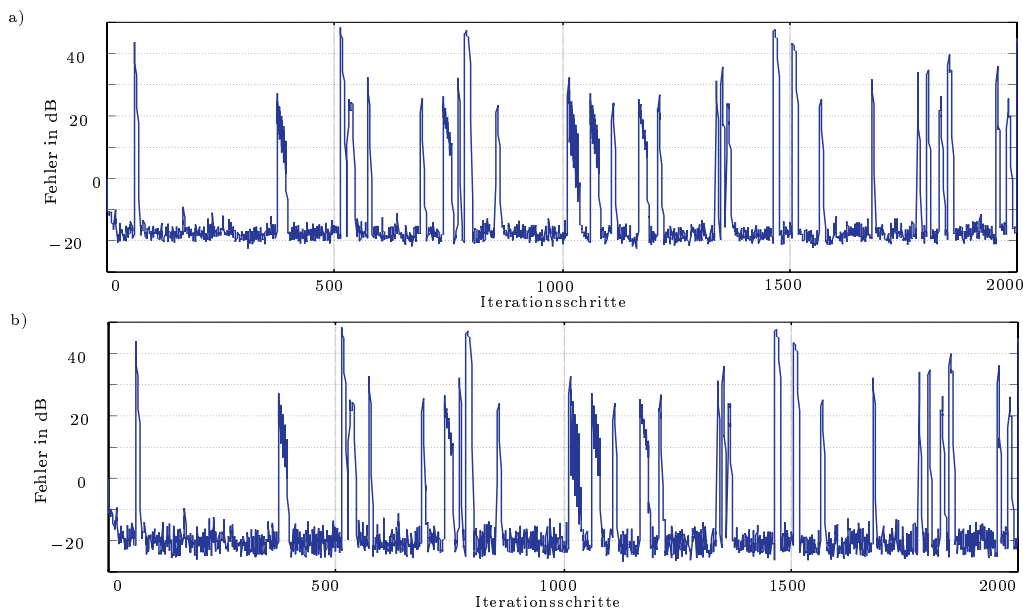


Bild 4.19: Fehler nach jeweils 100 Simulationen für das Störszenario aus Bild 4.16

geringe Verbesserung für Variante 4 des NLMS-Algorithmus erzielen lässt. Dieses Ergebnis überrascht nach den Resultaten aus Abschnitt 4.5.1, wo bereits gezeigt wurde, dass eine Nachführung der Filterkoeffizienten mittels des Fehlerkriteriums des Godard-1-Algorithmus vorteilhaft ist, nicht. Somit wird diese Variante in den folgenden Untersuchungen mit der Störungsdetektion nach der Fehlerberechnung zum Einsatz kommen. Jetzt ist noch die Leistungsfähigkeit der blinden Entzerrung in einer störungsbehafteten Umgebung zu untersuchen.

Der Godard-1-Algorithmus in störungsbehafteter Umgebung: Im Abschnitt 4.5.1 hat sich gezeigt, dass der Godard-1-Algorithmus mit der Schrittweite $\tilde{\mu} = 1$ die besten Ergebnisse erzielt. Aus diesem Grund wird dieser Algorithmus unter Berücksichtigung von Störungen genauer analysiert. Zunächst wird wiederum der für den störungsfreien Einsatz optimierte Algorithmus in einer störungsbehafteten Umgebung untersucht. Dabei ergibt sich der Verlauf des quadratischen Fehlers in Bild 4.20. Die Ergebnisse der

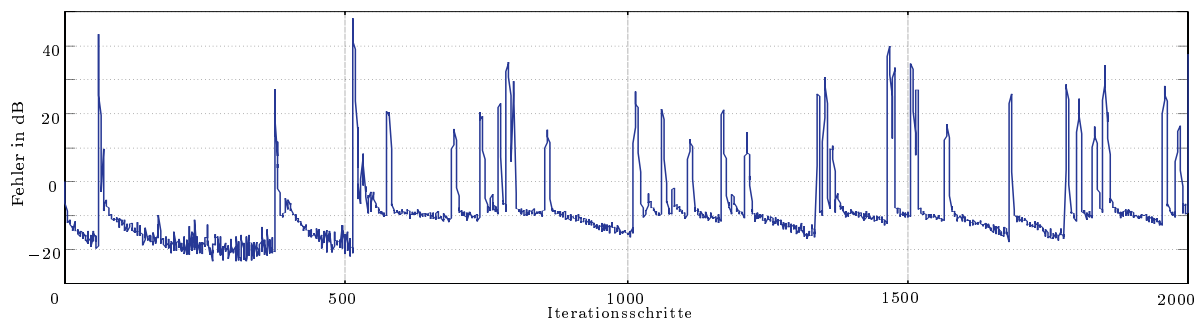


Bild 4.20: Fehler nach jeweils 100 Simulationen für das Störscenario aus Bild 4.16

Simulation sind den Ergebnissen aus Bild 4.17 vergleichbar. Ähnlich wie beim NLMS-Algorithmus ist auch hier nach den Störungen eine komplette neue Adaption notwendig, so dass der einmal erzielte Konvergenzgrad verloren geht. Die Stördetektion erfolgt nach den gleichen Prinzipien, die bereits im Rahmen des NLMS-Algorithmus beschrieben sind.

Es zeigt sich allerdings im Laufe der Untersuchung, dass der Godard-1-Algorithmus im störungsbehafteten Fall mit einer Schrittweite $\tilde{\mu} = 0.5$ arbeiten sollte. Dies ist damit zu begründen, dass die Adaption bei Eintreten einer Störung ausgesetzt wird und nach Ende der Störung die Nachführung der Filterkoeffizienten an der Stelle wieder aufnimmt, an der sie zuvor unterbrochen wurde. Da aber geringe Schrittweiten im Steady-State-Bereich bessere Ergebnisse liefern, ist für den störungsbehafteten Fall die geringere Schrittweite vorteilhafter. Desweiteren ist zu beachten, dass zu Beginn der Adaption die Schrittweite nicht zu gering ist, um noch eine gute Konvergenzgeschwindigkeit zu erzielen. Daher ist die Schrittweite von $\tilde{\mu} = 0.5$ ein Kompromiss zwischen schneller Konvergenz und guten Steady-State-Eigenschaften.

In Bild 4.21 sind die entsprechenden Ergebnisse dargestellt. Im Teilbild a) ist die Detektion nach der Erkennung der Leistungsänderung des Eingangssignals und in Bild b) nach der Erkennung der Änderung des mittleren Fehlers über einen Grenzwert hinaus aufgeführt. Mit dieser Störungserkennung ist eine Entzerrung auch in störungsbehafteter Umgebung möglich.

Zusammenfassend kann zu diesem Kapitel festgehalten werden, dass zunächst einige adaptive Algorithmen vorgestellt wurden, die bei der Entzerrung eingesetzt werden können. Daraufhin wurden diese Algorithmen für den störungsfreien PLC Übertragungskanal optimiert. Daraus hat sich ergeben, dass für eine weitergehende Untersuchung der optimierte NLMS-Algorithmus und der Godard-1-Algorithmus geeignet sind. Im Anschluss daran wurden diese beiden Algorithmen in einer störungsbehafteten Umgebung untersucht und zwei Verfahren zur Störungserkennung vorgeschlagen. Letztendlich stellte sich heraus, dass die Störungserkennung unter Berücksichtigung des mittleren quadratischen Fehlers die geeignete Variante für die Entzerrung in der störungsbehafteten Umgebung darstellt.

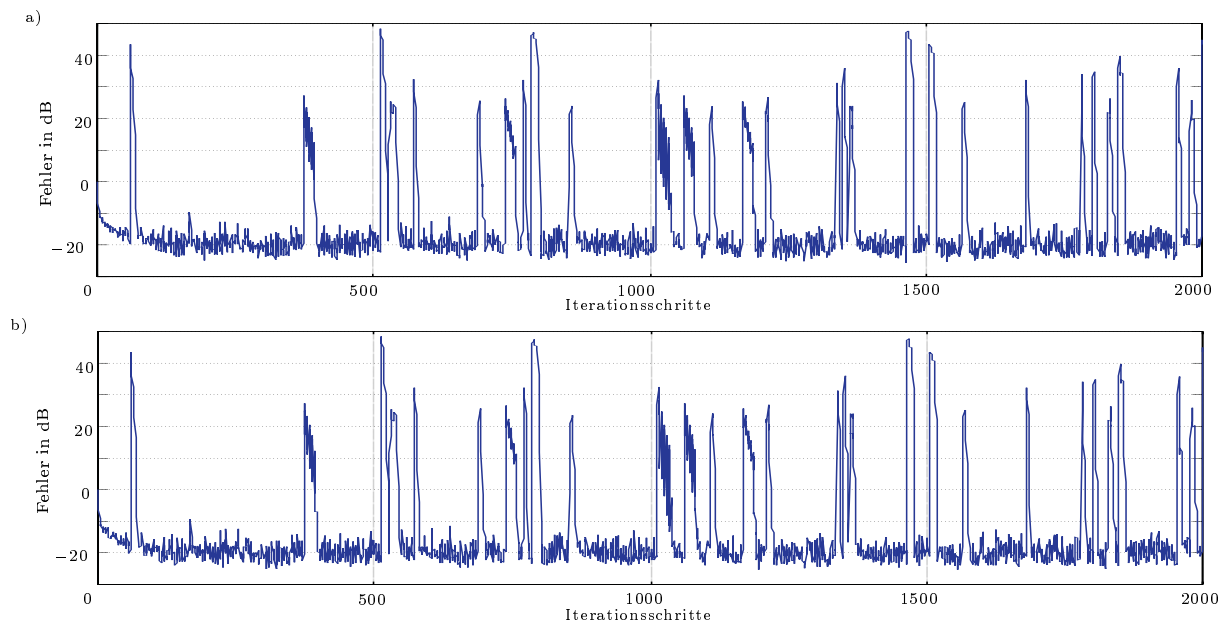


Bild 4.21: Fehler nach jeweils 100 Simulationen für das Störszenario aus Bild 4.16

Im folgenden Kapitel werden nun verschiedene PLC-Systeme mit Entzerrung basierend auf diesen beiden Algorithmen bei Nutzung verschiedener Trägerfrequenzen miteinander verglichen. Am Ende des Kapitels wird damit eine Aussage möglich sein, welches Übertragungssystem für die Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug unter Berücksichtigung der hier gestellten Randbedingungen am Besten geeignet ist.

Kapitel 5

Ergebnisse der Untersuchungen des Gesamtsystems

Das Hauptaugenmerk der Untersuchungen lag bisher auf der Optimierung einzelner Komponenten des PLC-Systems beziehungsweise auf der Erläuterung der Methodik beim Systemdesign. Aus diesem Grund beschränken sich bis zum jetzigen Zeitpunkt die vorgestellten Ergebnisse aus Gründen der Übersichtlichkeit auf eine Trägerfrequenz und eine Übertragungsrate. Im Übrigen wurde bisher auf eine vergleichende Bewertung, der im letzten Kapitel ausgewählten Entzerreralgorithmen, verzichtet.

Im Folgenden werden daher PLC-Systeme, mit den beiden zuvor genannten Entzerreralgorithmen, bei verschiedenen Trägerfrequenzen untersucht. Zunächst werden diese Systeme in störungsfreier Umgebung betrachtet. Zur Beurteilung der Übertragungsqualität werden die Bitfehlerraten ermittelt. Desweiteren werden für unterschiedliche Störszenarios diese Systeme mit und ohne Kanalcodierung analysiert. Am Ende des Kapitels schließen sich Betrachtungen zu zeitvarianten Übertragungskanälen an.

Das Ziel dieses Kapitels ist es, eine Entscheidung für das optimale PLC-System unter bestimmten Randbedingungen zu ermöglichen.

5.1 Auswahl der Simulationsparameter

In Kapitel 3 wurde bereits erwähnt, dass sich eine genauere Untersuchung der Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen mit den Trägerfrequenzen 8 MHz und 12 MHz anbietet. Außerdem wird die Trägerfrequenz 4 MHz mit in die Betrachtungen einbezogen, um zu zeigen, dass dieser Frequenzbereich – wie theoretisch bereits erläutert – nicht für die PLC-Übertragung im Kraftfahrzeug geeignet ist. Es wird an dieser Stelle ausdrücklich darauf hingewiesen, dass diese Frequenzen nicht als endgültige, absolute Trägerfrequenzen zu betrachten sind. Vielmehr repräsentieren sie jeweils einen Frequenzbereich, in dem die Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen zu bewerten ist. Die konkrete Auswahl der Trägerfrequenz muss auch Fragen der elektromagnetischen Verträglichkeit berücksichtigen. Im Kraftfahrzeugbereich gibt es bezüglich der EMV¹ diverse

¹Elektromagnetische Verträglichkeit

Industriestandards/-normen, die zu beachten sind. Aus diesem Grund sind die Normen bei der Entscheidung für eine Trägerfrequenz und damit für das endgültige Systemdesign mit einzubeziehen. Die vorliegende Untersuchung dient als Entscheidungshilfe und als Bewertung der grundsätzlichen Möglichkeiten bei Einsatz einer PLC Übertragung nach dem vorgestellten Design. Auf Fragestellungen bezüglich der EMV wird in Kapitel 6 genauer eingegangen.

Außerdem ist in Kapitel 3 die Entscheidung für DQPSK als Modulationsverfahren gefallen, um unabhängig von linearen Phasenverschiebungen zu sein.

Die Untersuchungen basieren auf der Impulsantwort für den kritischsten Kanal (Bild 4.5). Bei diesem Übertragungskanal sind für Systeme mit Symbolraten ab 1 Mbaud auf dem Kanal Entzerrer einzusetzen. Da ein Thema dieses Kapitels die vergleichende Untersuchung der in Kapitel 4 ausgewählten Entzerreralgorithmen ist, werden im Folgenden Übertragungssysteme mit Datenraten von 2 Mbit/s und 4 Mbit/s untersucht. Damit betragen die Symbolraten auf dem Übertragungskanal 1 Mbaud beziehungsweise 2 Mbaud.

Zunächst wird der störungsfreie Fall betrachtet. Dabei kommen die Entzerreralgorithmen zum Einsatz, die in Kapitel 4 für den störungsbehafteten Fall ausgewählt wurden.

Im Folgenden werden drei verschiedene Systeme behandelt. Die kennzeichnenden Parameter dieser Systeme sind in Tabelle 5.1 zusammengestellt.

	System A				System B			
Trägerfreq. f_c	4 MHz				8 MHz			
Bitrate R_b	A.1 2Mbit/s		A.2 4Mbit/s		B.1 2Mbit/s		B.2 4Mbit/s	
Entz.-Alg.	Godard-1 $\tilde{\mu} = 0.5$	NLMS $\tilde{\mu} = 1; 0.3$	Godard-1 $\tilde{\mu} = 0.5$	NLMS $\tilde{\mu} = 1; 0.3$	Godard-1 $\tilde{\mu} = 0.5$	NLMS $\tilde{\mu} = 1; 0.3$	Godard-1 $\tilde{\mu} = 0.5$	NLMS $\tilde{\mu} = 1; 0.3$

	System C			
Trägerfreq. f_c	12 MHz			
Bitrate R_b	C.1 2Mbit/s		C.2 4Mbit/s	
Entz.-Alg.	Godard-1 $\tilde{\mu} = 0.5$	NLMS $\tilde{\mu} = 1; 0.3$	Godard-1 $\tilde{\mu} = 0.5$	NLMS $\tilde{\mu} = 1; 0.3$

Tabelle 5.1: Zusammenstellung der Systemparameter

Es sind drei Hauptsysteme A, B und C aufgeführt, die sich durch ihre Trägerfrequenzen unterscheiden. Innerhalb der Systeme unterscheidet man jeweils zwei Übertragungsraten nämlich 2 Mbit/s und 4 Mbit/s. Diese Unterscheidung wird in der Kurzform durch die

Kennzeichnung „X.1“ beziehungsweise „X.2“² beschrieben. Die Teilsysteme kann man weiter aufgliedern in Systeme, welche mittels des Godard-1-Algorithmus beziehungsweise des NLMS-Algorithmus entzerrt werden.

Beim Godard-1-Algorithmus kommt die Schrittweite $\tilde{\mu} = 0.5$ zum Einsatz. Der NLMS-Algorithmus hingegen arbeitet während der Trainingsdauer von $10 \mu\text{s}$ mit der Schrittweite $\tilde{\mu} = 1$. Dann wird auf die Fehlerberechnung nach dem Godard-1-Algorithmus umgeschaltet und mit einer Schrittweite von $\tilde{\mu} = 0.3$ adaptiert. Die in den nächsten Abschnitten aufgeführten Resultate, ergeben sich als Mittelungen über jeweils 50 unabhängige Simulationen.

5.2 Simulationsergebnisse

Für die Untersuchungen werden die verschiedenen Systeme mit unterschiedlichen Umgebungsbedingungen betrachtet. Der einfachste Fall ist die Untersuchung in störungsfreier Umgebung. Daran schließt sich die Betrachtung der störungsbehafteten Übertragung an. Abschließend werden Resultate zeitvarianter Übertragungssysteme vorgestellt.

5.2.1 Übertragung in störungsfreier Umgebung

Die Parameter der verschiedenen Systeme, die miteinander verglichen werden, wurden bereits im Abschnitt zuvor erläutert. Die dargestellten Ergebnisse gehen auf eine Untersuchung des kritischsten Kanals zurück. Um die Ergebnisse auf einen Blick miteinander vergleichen zu können, wird die Bitfehlerrate P_{bit} durch Zählen der falsch empfangenen Bits ermittelt. Sie gibt an, wie viele fehlerhafte Bit bezogen auf die Anzahl der Sendedaten am Empfänger empfangen werden. Dabei wird aus statistischen Gründen solange simuliert, bis mindestens 100 Bitfehler gezählt wurden.

Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.2 zusammengestellt. Es folgen in der Tabelle jeweils die Ergebnisse der Simulationen mit gleicher Datenrate aufeinander. Auf den ersten Blick erscheinen die aufgeführten Bitfehlerraten möglicherweise hoch. Es ist allerdings zu beachten, dass Datensätze der Länge $L = 1 \cdot 10^4$ Bit als Sendedatenfolge dienen. Daher bedeutet eine Bitfehlerrate, wie sie sich beispielsweise für den Fall A.1/Godard-1 ergibt, einen absoluten Fehler von $P_{bit} = 1.28$. Das heißt, dass im Schnitt über eine Mittelung von 50 Simulationen zwischen 1 und 2 Bit des entzerrten Empfangssignals fehlerhaft sind.

Da für die PLC-Übertragung im Kraftfahrzeug keine maximal zulässigen Bitfehlerraten definiert sind, müssen an dieser Stelle als Bewertungsgrundlage der Fehlerraten dieses Kapitels, diese zulässigen Werte festgelegt werden. Somit wird für die folgenden Betrachtungen definiert, dass von einer guten Übertragungsqualität ab Bitfehlerraten von $P_{bit} < 10^{-3}$ gesprochen wird.

Für den störungsfreien Fall ist in diesem Zusammenhang zu berücksichtigen, dass die Bitfehlerrate alleine nicht aussagekräftig genug ist. Daher ist eine detailliertere Betrachtung des Auftretens der Fehler notwendig. Dabei stellt man fest, dass diese Fehler nur zu Beginn des Empfangssignals, und zwar in der Phase der Übertragung, bei der der Entzerrer

²X dient hier als Platzhalter für A,B oder C.

nicht optimal adaptiert ist, auftreten. Im weiteren Verlauf ist die Übertragung, wenn der Entzerrer seinen stationären Zustand erreicht hat, fehlerfrei, so dass beliebig viele Werte in störungsfreier Umgebung ohne Fehler übertragen werden.

Es ist darüberhinaus zu beachten, dass bei der Entzerrung mit dem NLMS-Algorithmus während seiner Trainingsphase keine Informationsbits übertragen werden. Damit sind die angegebenen Bitfehlerraten beim NLMS-Algorithmus für die Dauer des Trainings irrelevant, da die Informationsbits nicht fehlerhaft sind. Allerdings ist zu bedenken, dass

System	Godard-1 P_{bit}	NLMS P_{bit}
A.1	$1.28 \cdot 10^{-4}$	$2.18 \cdot 10^{-4}$
B.1	$9.6 \cdot 10^{-5}$	$2.18 \cdot 10^{-4}$
C.1	$1.1 \cdot 10^{-4}$	$2.2 \cdot 10^{-4}$
A.2	$1.78 \cdot 10^{-4}$	$1.56 \cdot 10^{-4}$
B.2	$1.68 \cdot 10^{-4}$	$1.56 \cdot 10^{-4}$
C.2	$8.4 \cdot 10^{-5}$	$2.3 \cdot 10^{-4}$

Tabelle 5.2: Zusammenstellung der Simulationsergebnisse

in dieser Zeit beim blinden Algorithmus bereits Informationsbits gesendet werden. Damit können in der gleichen Zeit beim Einsatz der blinden Entzerrung mehr Informationsbits als beim NLMS-Algorithmus übertragen werden.

Vergleicht man bei den unterschiedlichen Trägerfrequenzen die Fehlerraten, so stellt man fest, dass die Bitfehlerraten bei allen Frequenzen annähernd gleich sind.

Die Gegenüberstellung von Godard-1- und NLMS-Algorithmus zeigt, dass im störungsfreien Fall keine großen Unterschiede zwischen beiden Algorithmen bestehen. Dies ist auch nahe liegend, da der hier benutzte NLMS-Algorithmus nach der Trainingsphase auf die Fehlerberechnung des Godard-1-Algorithmus umschaltet und somit für diese Phase kein methodischer Unterschied zwischen beiden Algorithmen besteht. Lediglich zu Beginn der Adaption unterscheiden sich die beiden Verfahren dadurch, dass der NLMS-Algorithmus eine Trainingssequenz benötigt.

Dagegen kann der Godard-1-Algorithmus im Sinne der blinden Entzerrung alleine auf Grund seiner Informationen aus dem Empfangssignal und seinem statistischen Wissen über das Sendesignal die Entzerrung vornehmen. Es ist allerdings interessant zu beobachten, dass der blinde Algorithmus teilweise sogar bessere Fehlerraten aufweist als der NLMS-Algorithmus. Dies liegt am verwendeten DQPSK-Modulationsverfahren. Es kommt am Empfänger nur auf die relativen Phasenunterschiede an. Wenn durch den Kanal eine absolute Phasenverschiebung stattfindet, bleiben die relativen Phasenänderungen konstant. Der blinde Entzerrer detektiert nur die Abweichungen vom konstanten Modulus R_1 und wirkt diesen entgegen. Der trainingsbasierte NLMS-Algorithmus hingegen adaptiert zu Beginn aufgrund der Trainingssequenz. Bei einer linearen Phasenverschiebung findet also eine Korrektur in Richtung der korrekten Trainingswerte statt, so dass es absolut gesehen zu Fehlern kommen kann. Damit ergeben sich bei hohen Phasenverschiebungen mehr Fehler als beim Godard-1-Algorithmus.

Für den störungsfreien Fall ist also die blinde Entzerrung der herkömmlichen Entzerrung vorzuziehen, weil man auf die Trainingsphase verzichten kann, die Ergebnisse der Entzerrung aber dennoch vergleichbar sind. Man hat somit den Vorteil, dass die Nettodatenrate nicht durch diese Trainingszeiten herabgesetzt wird.

Die Übertragung in einer komplett störungsfreien Umgebung ist allerdings nicht realistisch, weil auf den Übertragungstrecken im Fahrzeug gemäß Kapitel 2 die verschieden-

sten Störungen auftreten. Daher werden im Folgenden nun die Ergebnisse der Untersuchungen für die PLC Übertragung in gestörter Umgebung vorgestellt.

5.2.2 Übertragung in gestörter Umgebung

Bei der Betrachtung der Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen in gestörter Umgebung gelten grundsätzlich die gleichen Randbedingungen wie in Abschnitt 5.2.1. Es werden wiederum die drei Systeme A, B und C unterschieden, wobei sowohl der Godard-1- als auch der NLMS-Algorithmus betrachtet werden. Zusätzlich werden nunmehr drei verschiedene Störszenarios in die Untersuchungen mit einbezogen. Es handelt sich dabei um unterschiedliche Störfälle, die aufgrund der Ergebnisse aus Kapitel 2 berechnet werden. Das heißt, es werden mittels Poisson-Verteilungen die Kombinationen unterschiedlicher Einzelstörungen gebildet.

In Tabelle D.1 im Anhang D sind die Signalstörabstände am Eingang des Empfängers zusammengefasst. Sie ergeben sich gemäß der Berechnungsvorschrift aus den Gleichungen 3.8 bis 3.10 für die einzelnen Störszenarios in Verbindung mit den entsprechenden Übertragungsparametern. Da die Impulsstörer nur zeitweilig auftreten, ist der Signalstörabstand als Mittelwert über die gesamte Übertragungsdauer zu sehen. Der Signalstörabstand ist bei Auftreten eines relevanten Impulsstörers schlechter als in der Tabelle angegeben. Zunächst wird bei den Untersuchungen auf den Einsatz von Kanalcodierungsverfahren verzichtet.

In Tabelle 5.3 sind die Ergebnisse einander gegenübergestellt. Vergleicht man die Resultate

System		Störszenario 1		Störszenario 2		Störszenario 3	
		Godard-1 P_{bit}	NLMS P_{bit}	Godard-1 P_{bit}	NLMS P_{bit}	Godard-1 P_{bit}	NLMS P_{bit}
A1	uncodiert	$6.1 \cdot 10^{-3}$	$5.2 \cdot 10^{-3}$	$20.6 \cdot 10^{-3}$	$18.6 \cdot 10^{-3}$	$8.8 \cdot 10^{-3}$	$6.9 \cdot 10^{-3}$
	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$2.1 \cdot 10^{-3}$	$1.7 \cdot 10^{-3}$	$2.9 \cdot 10^{-4}$	$8.6 \cdot 10^{-5}$
B1	uncodiert	$4.2 \cdot 10^{-3}$	$4.1 \cdot 10^{-3}$	$10.2 \cdot 10^{-3}$	$9.8 \cdot 10^{-3}$	$4.3 \cdot 10^{-3}$	$4.2 \cdot 10^{-3}$
	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$3.8 \cdot 10^{-4}$	$3.6 \cdot 10^{-4}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
C1	uncodiert	$2.1 \cdot 10^{-3}$	$2.1 \cdot 10^{-3}$	$4.5 \cdot 10^{-3}$	$4.4 \cdot 10^{-3}$	$3.2 \cdot 10^{-3}$	$3.1 \cdot 10^{-3}$
	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
A2	uncodiert	$19.4 \cdot 10^{-3}$	$14.2 \cdot 10^{-3}$	$58.6 \cdot 10^{-3}$	$43.8 \cdot 10^{-3}$	$31.1 \cdot 10^{-3}$	$17.6 \cdot 10^{-3}$
	codiert	$2.3 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-5}$	$7.5 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$5.5 \cdot 10^{-4}$
B2	uncodiert	$32.9 \cdot 10^{-3}$	$11.2 \cdot 10^{-3}$	$37.9 \cdot 10^{-3}$	$31.9 \cdot 10^{-3}$	$29.8 \cdot 10^{-3}$	$12.1 \cdot 10^{-3}$
	codiert	$4.76 \cdot 10^{-3}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$1.46 \cdot 10^{-4}$	$2.4 \cdot 10^{-3}$	$3.1 \cdot 10^{-3}$	$1.1 \cdot 10^{-4}$
C2	uncodiert	$5.4 \cdot 10^{-3}$	$4.2 \cdot 10^{-3}$	$11.7 \cdot 10^{-3}$	$10.3 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^{-3}$	$6.1 \cdot 10^{-3}$
	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$2.1 \cdot 10^{-4}$	$7 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$

Tabelle 5.3: Zusammenstellung der Simulationsergebnisse aus Abschnitt 5.2.2

tate der Untersuchungen miteinander, so stellt man fest, dass die besten Ergebnisse bei einer Trägerfrequenz von 12 MHz - also für das System C - erzielt werden. Die schlechtesten Resultate ergeben sich für die Trägerfrequenz von 4 MHz, das heißt für das System A. Diese Beobachtungen gelten dabei sowohl für den Godard-1- als auch für den NLMS-Algorithmus. Auch hier sind die Bitfehlerraten, wie in Tabelle 5.2, scheinbar relativ hoch. Allerdings ist diesmal zu bedenken, dass bei der vorliegenden Untersuchung nur der Ausschnitt einer Übertragung betrachtet wird, der tatsächlich mit einer Störung beaufschlagt ist. Das heißt, die gesamte Dauer der Übertragung ist stark gestört. In der Realität kommt dieser Fall so nicht vor. Die kurzzeitig auftretenden Störungen werden von länger andauernden quasi störungsfreien beziehungsweise schwach gestörten Phasen begleitet. Zum Abschluss des Abschnitts 5.2.2 wird aufgezeigt, dass dann für diesen Fall eine gute Übertragungsqualität erreicht wird. Aus den gerade erläuterten Gründen sind daher die hier dargestellten Ergebnisse als ausreichend gut für eine Übertragung ohne Codierung zu bewerten.

Ein Vergleich der Algorithmen untereinander ergibt, dass in den meisten Fällen die Bitfehlerraten annähernd gleich sind. Zur Verdeutlichung sind die Resultate für die Simulationen von X.1 (uncodiert) aus Tabelle 5.3 nochmals in Bild 5.1 grafisch dargestellt. Wie man

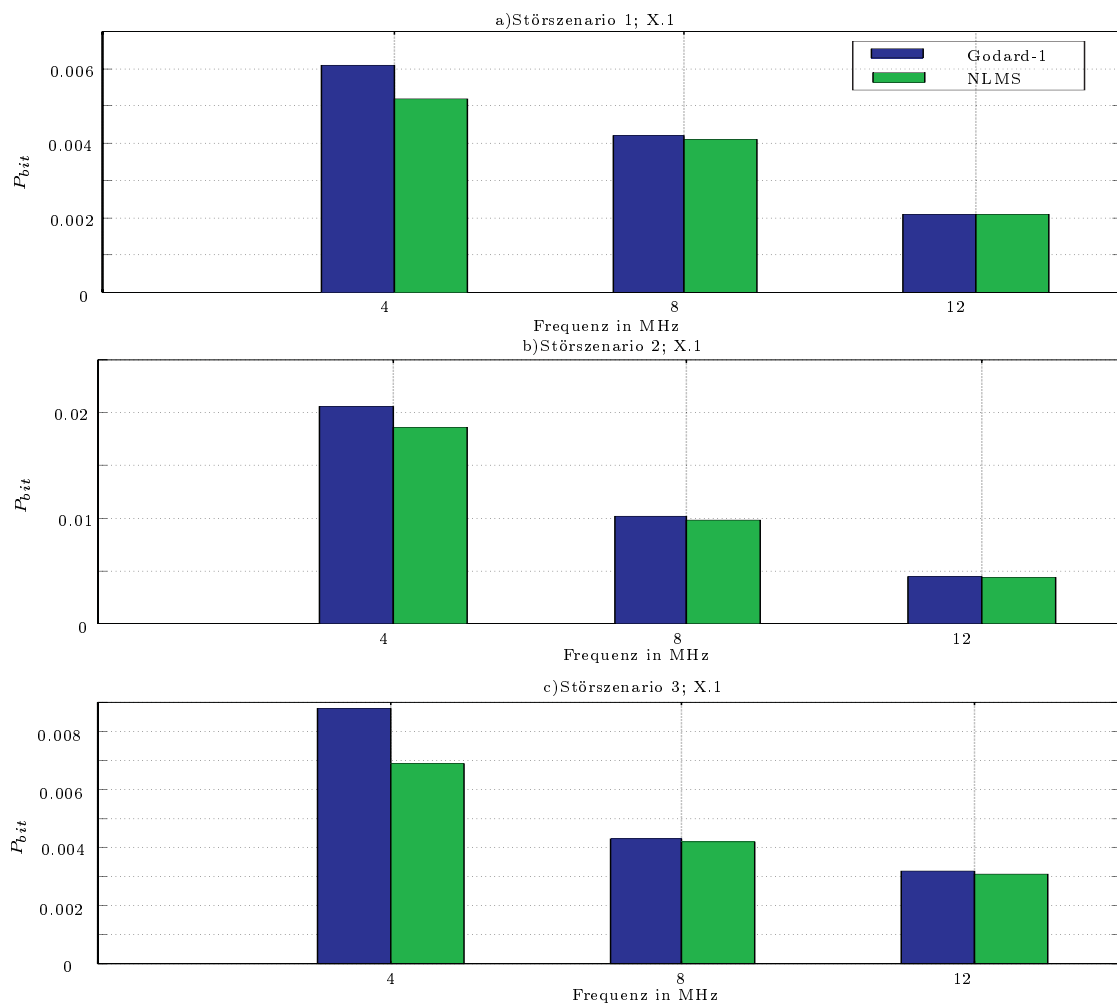


Bild 5.1: Bitfehlerrate der Systeme X.1 nach Tabelle 5.3

sieht, sind die Ergebnisse, die mit dem NLMS-Algorithmus erzielt werden, zumeist etwas besser als die des Godard-1-Algorithmus. Der NLMS-Algorithmus unterscheidet sich - wie bereits mehrfach beschrieben - nur in der Trainingsphase von der Adaptionvorschrift des Godard-1-Algorithmus. Allerdings haben die Ergebnisse der Untersuchungen in störungsfreier Umgebung gezeigt, dass der NLMS-Algorithmus in diesem Bereich keinen Vorteil gegenüber dem Godard-1-Algorithmus erzielt.

Im weiteren zeitlichen Verlauf der Simulationen unterscheiden sich die beiden Algorithmen nur noch aufgrund der Schrittweite $\tilde{\mu}$, nutzen aber die gleiche Fehlerbedingung. Der NLMS-Algorithmus arbeitet mit geringerer Schrittweite als der Godard-1-Algorithmus. Daher hat er den Vorteil, dass er im stationären Bereich bessere Ergebnisse erzielt als der Godard-1-Algorithmus. Eine Verkleinerung der Schrittweite für den Godard-1-Algorithmus ist allerdings nicht zu empfehlen, da im Anfangsbereich der Adaption dann eine zu geringe Konvergenzgeschwindigkeit erzielt wird.

Eine Möglichkeit die Ergebnisse des Godard-1-Algorithmus zu verbessern, besteht darin, mit einer Schrittweitemumschaltung zu arbeiten. Allerdings widerspricht dies in gewisser Weise dem blinden Ansatz, da es eigentlich keine festgelegte Zeitdauer für ein Training gibt. Man kann beispielsweise für den Fall A1/Godard-1; Störszenario 2 eine Bitfehlerrate von $P_{bit} = 19.5 \cdot 10^{-3}$ erzielen. Diese liegt somit im Bereich der Fehlerrate des NLMS-Algorithmus. Dabei wird für eine Zeitdauer von $20 \mu s$ eine Schrittweite von $\tilde{\mu} = 0.5$ und ab diesem Zeitpunkt von $\tilde{\mu} = 0.3$ genutzt. Der Unterschied zum „ungeschalteten“ Fall ist aber nur gering. Außerdem nähern sich die Ergebnisse für die höheren Trägerfrequenzen ohnehin einander an, so dass der Nutzen, der mit diesem zusätzlichen Aufwand verbunden ist, nicht gerechtfertigt wird.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Schrittweitemumschaltung in Abhängigkeit vom Adaptionfehler zu gestalten. Sinkt dieser Fehler unter einen Grenzwert, so wird mit einer geringeren Schrittweite, im untersuchten Fall mit $\tilde{\mu} = 0.3$, gerechnet. Damit ergibt sich für den Fall A1/Godard-1 eine Bitfehlerrate von $P_{bit} = 19.6 \cdot 10^{-3}$. Wiederum ist die Verbesserung der Fehlerrate nur gering und rechtfertigt deshalb den erhöhten Aufwand nicht.

Aus Bild 5.1 ist weiterhin ersichtlich, dass die Übertragung bei 12 MHz eindeutig am besten ist. Dies liegt daran, dass sich der Einfluss der spektralen Verteilung der Störungen bemerkbar macht. Da die auftretenden Störungen nach den Untersuchungen aus Kapitel 2 eher in den unteren Frequenzbereichen liegen, können mit einer Trägerfrequenz von 12 MHz die besseren Ergebnisse bei gleicher Sendeleistung erzielt werden.

Die bisherigen Untersuchungen beziehen sich auf den *worst-case-Kanal* zwischen Batterie und CD-Wechsler. Um zu zeigen, dass die Ergebnisse auch auf andere Übertragungskanäle übertragbar sind, sind im Anhang D in Tabelle D.2 die Ergebnisse einer solchen Untersuchung zusammengefasst. Es handelt sich um die kürzere, nicht so kritische Strecke zwischen zentralem Steuergerät und dem Fensterhebermotor. Wie man sieht, ist das Ergebnis qualitativ ähnlich wie bei den Resultaten aus der Betrachtung der langen Strecke. Somit kann festgehalten werden, dass eine Trägerfrequenz von 12 MHz im Vergleich zu anderen Trägerfrequenzen die besten Ergebnisse erzielt. Dieses Resultat bestätigt die Ergebnisse der Betrachtungen in den Kapiteln 2 und 3.

Da bisher auf die Kanalcodierung verzichtet wurde, ist im nächsten Schritt der Einsatz eines einfachen Kanalcodierverfahrens mit Interleaving, wie es bereits in Kapitel 3 be-

geschrieben ist, näher zu untersuchen. Es wird ein Hamming-Code benutzt, der ein Fehlerbit korrigieren beziehungsweise zwei Fehlerbit pro Codewort erkennen kann. Außerdem wird der Datenstrom im Sinne eines Interleaving aufgeteilt. Durch das Interleaving wird die Leistungsfähigkeit des Codes gesteigert, weil die Impulsstörer von begrenzter Dauer sind und somit eine bestimmte Anzahl aufeinander folgender Bits stören. Da diese Bits durch das Interleaving nicht mehr zum gleichen Codewort gehören, werden pro Codewort weniger Bits gestört als ohne Interleaving. Die Grenzwerte für den Entwurf des Interleaver ergeben sich nach Kapitel 3 folgendermaßen:

$$M > l_n \quad M: \text{Anzahl der Spalten; } l_n: \text{Länge des Codeworts}$$

$$N > T_{imp}/T_{sym} \quad N: \text{Anzahl der Zeilen; } T_{imp}: \text{Dauer des Störimpulses;}$$

$$T_{sym}: \text{Dauer des Symbols}$$

Legt man das Interleaving gemäß Kapitel 2 für eine maximale Dauer der Impulsstörer von $10 \mu\text{s}$ aus, so ergeben sich die folgenden Werte:

$$\text{Datenrate: } 2 \text{ Mbit/s; } M \geq 8, N > 10$$

$$\text{Datenrate: } 4 \text{ Mbit/s; } M \geq 8, N > 20.$$

Die entsprechenden Ergebnisse der Untersuchung der Übertragung mit Kanalcodierung sind ebenfalls in Tabelle 5.3 aufgeführt. Wie man sieht und auch erwartet hat, wird bereits durch die Einführung eines einfachen Codiervorgangs die Bitfehlerrate der Übertragung merklich herabgesetzt.

Zum allgemeinen Verständnis der Bewertung der Bitfehlerraten ist noch anzuführen, dass für den Fall mit Kanalcodierung die Bitfehlerrate angibt, welcher Anteil der Störung nicht erkannt wurde. Die nicht erkannten Fehler sind als kritisch zu bewerten, da sie nicht zu einer Wiederholung der gesendeten Nachricht führen können, wie dies beispielsweise beim CAN-Protokoll vorgesehen ist. Das bedeutet, dass eine Nachricht möglicherweise „verloren“ geht und es deshalb zu einem kompletten Datenverlust kommt. Wird der Fehler allerdings erkannt, so kann dieser Datensatz erneut angefordert werden. Die Informationen gehen dann nicht „verloren“. Ausserdem ist zu erwähnen, dass in den Fällen mit Bitfehlerraten $P_{bit} < 2 \cdot 10^{-5}$, nur eine Abschätzung der Bitfehlerrate aufgeführt ist, da die Simulation bis zum Erreichen von 100 Bitfehlern sehr lange dauert.

In Bild 5.2 ist das zugrunde liegende Prinzip dargestellt. Die Sendedaten $d(n)$ werden

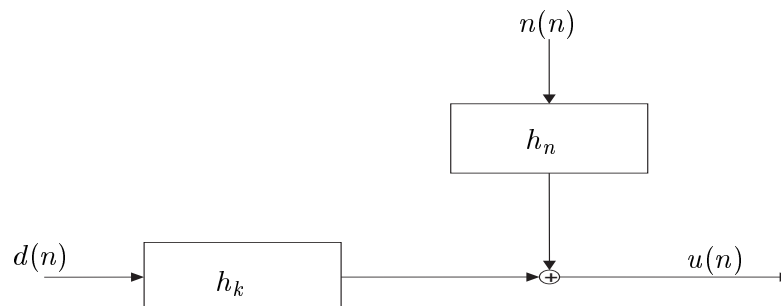


Bild 5.2: Blockschaltbild der Simulationen in gestörter Umgebung

über den Kanal h_k übertragen. Dagegen durchläuft die Störung $n(n)$ die Strecke h_n . In den hier betrachteten Fällen werden zur Datenübermittlung der Kanal von der Batterie zum CD-Wechsler und vom Grundmodul zum Fensterheber genutzt. Die Störung wird jeweils durch eine 2 m lange Strecke gedämpft.

Die bisher genutzten Störszenarios beruhen auf einer *worst-case* Betrachtung. In der Regel entstehen die Störungen aber nicht am Empfänger, sondern an einer anderen Stelle des Bordnetzes. Die leitungsgeführten Störungen werden demnach durch die Strecke von ihrem Entstehungsort bis zum Empfänger des Datensignals gedämpft. Im Folgenden geht man von einem solchen Fall aus.

Die Ergebnisse dieser Untersuchungen sind in den Tabellen 5.4 und 5.5 dargestellt. Aufgrund

System		Störszenario 2	
		Godard-1 P_{bit}	NLMS P_{bit}
B1	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
C1	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
B2	codiert	$3.8 \cdot 10^{-3}$	$9.4 \cdot 10^{-5}$
C2	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$

Tabelle 5.4: Zusammenstellung der Simulationsergebnisse für eine 8 m lange Strecke mit Störung nach Bild 5.2

System		Störszenario 2	
		Godard-1 P_{bit}	NLMS P_{bit}
B1	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
C1	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
B2	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
C2	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$

Tabelle 5.5: Zusammenstellung der Simulationsergebnisse für eine 2 m lange Strecke mit Störung nach Bild 5.2

der Erkenntnisse aus Tabelle 5.3 werden nur noch die Systeme B und C mit Codierung betrachtet. Auf die erneute Untersuchung von System A wird verzichtet, da die erzielten Resultate gemäß Tabelle 5.3 im Vergleich zu den Systemen B und C zu schlecht sind. Deshalb wird auch nur noch das Störszenario 2 betrachtet, weil dieses ebenfalls den kritischsten Fall repräsentiert. Wie den beiden Tabellen 5.4 und 5.5 zu entnehmen ist, kann mit den veränderten Systembedingungen nach Bild 5.2 eine gute Übertragungsqualität in gestörter Umgebung erreicht werden. Die Algorithmen Godard-1 und NLMS sind in diesem Fall in etwa gleich leistungsfähig. Aus diesem Grund ist die blinde Entzerrung hier vorzuziehen, weil dadurch auf die Trainingsphasen verzichtet werden kann.

Die bisherigen Untersuchungen setzen einen zeitinvarianten Übertragungskanal voraus. Daher beschäftigt sich der folgende Abschnitt nun mit der Datenübertragung bei zeitvarianten Kanälen.

5.2.3 Übertragung bei zeitvariantem Übertragungskanal

In Kapitel 2 wurde dargestellt, dass das PLC-System weitestgehend als zeitinvariant angenommen werden kann. Allerdings soll die Leistungsfähigkeit des Systems auch für den zeitvarianten Fall aufgezeigt werden. Eine geringe Zeitvarianz wird von dem vorgestellten System ohnehin beherrscht, da der Adaptionsvorgang mit langsamer Zeitvarianz zurecht

kommt. Eine Nachführung der Filterkoeffizienten für die schwache Zeitvarianz ist somit problemlos möglich.

Zur Erzeugung eines stärker zeitvarianten Übertragungskanals wird ein schneller Übergang der langen Übertragungsstrecke auf die kürzere simuliert. Das bedeutet, zu Anfang der Simulation hat man faktisch eine Übertragung zwischen Batterie und CD-Wechsler und am Ende eine Übertragung zwischen Fensterheber und zentralem Steuergerät. Die Ergebnisse der Simulation für den zeitvarianten Fall ohne Störung sind in Tabelle 5.6 dargestellt. Man kann der Tabelle entnehmen, dass die Übertragungsqualität für System C - also die 12 MHz Trägerfrequenz - am besten ist.

System		keine Störung	
		Godard-1 P_{bit}	NLMS P_{bit}
B1	codiert	$9.2 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-5}$
C1	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
B2	codiert	$3.4 \cdot 10^{-3}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
C2	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$

Tabelle 5.6: Zusammenstellung der Simulationsergebnisse für eine 8m lange Strecke

System		Störszenario 1	
		Godard-1 P_{bit}	NLMS P_{bit}
B1	codiert	$1.4 \cdot 10^{-3}$	$2.4 \cdot 10^{-4}$
C1	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
B2	codiert	$7.9 \cdot 10^{-3}$	$2.8 \cdot 10^{-5}$
C2	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$

Tabelle 5.7: Zusammenstellung der Simulationsergebnisse für eine 2m lange Strecke

Betrachtet man dagegen den zeitvarianten gestörten Fall in Tabelle 5.7, dann erkennt man, dass wiederum die Ergebnisse, die mit der höheren Trägerfrequenz erzielt werden, am besten sind. Außerdem kann festgehalten werden, dass der NLMS-Algorithmus hinsichtlich der Fehlerrate leichte Vorteile gegenüber dem Godard-1-Algorithmus hat. Allerdings sind die Unterschiede sehr gering und betreffen nur das System B. Es ist bei einer Entscheidung für einen Entzerreralgorithmus daher explizit zu berücksichtigen, dass der NLMS-Algorithmus eine Trainingsphase benötigt. Im Folgenden wird genauer auf diesen Aspekt eingegangen.

Bei der CAN-Übertragung sind beispielsweise die einzelnen Nachrichtentelegramme von minimal 44 Bit bis maximal 108 Bit lang [19]. Demnach verlängert eine Trainingsphase von 10 μ s bei einer Symbolrate von 2 MBaud das Einzeltelegramm im ungünstigsten Fall (minimale Länge des Telegramms) um etwa 45 Prozent. Damit sind anstelle von 44 Bit dann 64 Bit zu übertragen. Insgesamt ist demnach der Godard-1-Algorithmus dem NLMS-Algorithmus vorzuziehen, wenn ein Übertragungssystem gemäß System C genutzt wird.

In Bild 5.3 ist der Fehler während des Adaptionprozesses aufgezeichnet. Dabei ist in Teilbild a) der störungsfreie, zeitvariante Fall und in Teilbild b) der störungsbehaftete, zeitvariante Fall dargestellt. Bei einem zeitvarianten System ohne Störung wird der dargestellte Fehler beim Übergang zwischen den unterschiedlichen Übertragungsfunktionen größer. Allerdings steigt dieser Fehler im Vergleich zu seinem Anstieg bei einer auftretenden Störung nur unwesentlich an. Da die Stördetektion erst bei wesentlich höheren

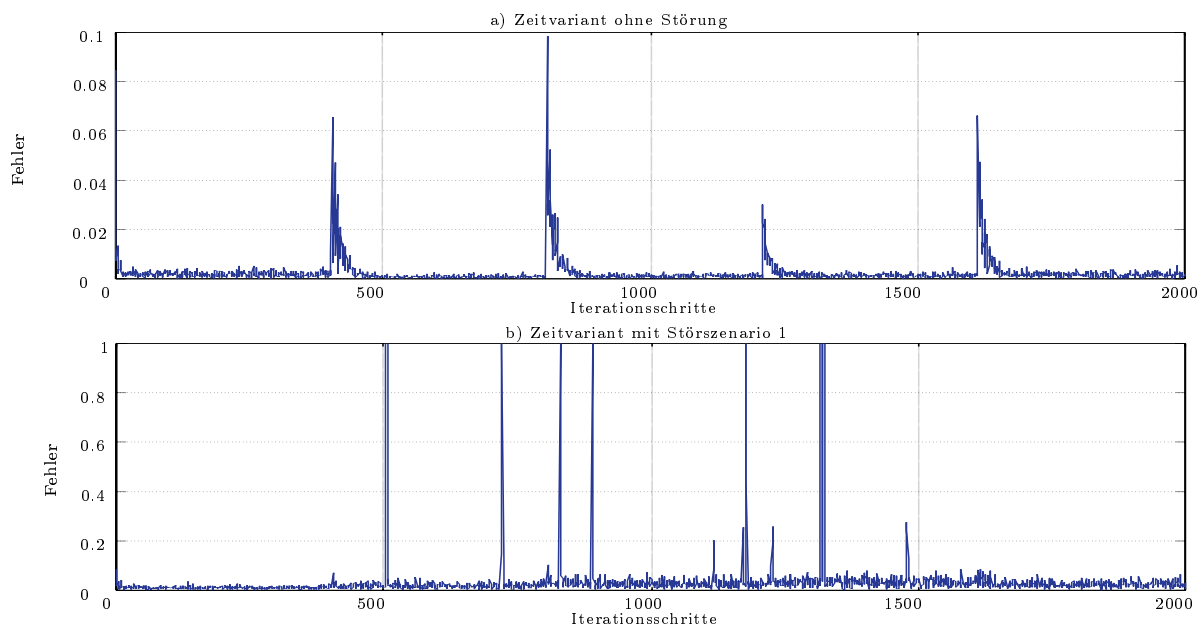


Bild 5.3: Fehler nach jeweils 50 Simulationen

Fehlerwerten einsetzt, wird der Adaptionsvorgang bei Zeitvarianzen fortgesetzt und die Filterkoeffizienten werden nachgeführt.

Im störungsbehafteten Fall hingegen steigt der Fehlerwert deutlich an, wie Bild 5.3 b) zu entnehmen ist. Damit übersteigt der Fehlerwert den Grenzwert für die Stördetektion und die Adaption wird ausgesetzt. Erst nach Ende der Störung werden die Filterkoeffizienten wieder adaptiv berechnet.

Im ungünstigsten Fall treten Störung und Zeitvarianz gleichzeitig auf. Dann hat die Stördetektion auf jeden Fall Vorrang. Das bedeutet, die Adaption wird ausgesetzt und der Adaptionsvorgang erst nach Ende der Störung weitergeführt. Dadurch entsteht allerdings in Bezug auf die Übertragungsqualität kein Nachteil, weil das Signal ohnehin durch die detektierte Störung überdeckt wird.

Zusammenfassend bleibt festzuhalten, dass sowohl das System mit dem Godard-1-Algorithmus als auch das mit dem NLMS-Algorithmus eine gute Übertragungsqualität erreichen. Diejenige Trägerfrequenz, bei der die besten Resultate erzielt werden, ist dabei System C mit 12 MHz. Eine ausreichend gute Qualität kann allerdings auch bei 8 MHz erreicht werden.

Man kann den Ergebnissen zudem entnehmen, dass eine Kanalcodierung notwendig ist. Diese verbessert die Übertragungsqualität entscheidend. Selbst durch den Einsatz eines einfachen Kanalcodierers mit Interleaving sind bereits gute Ergebnisse möglich. Allerdings steckt in der Optimierung des Kanalcodierers ein großes Potential für die Verbesserung der Qualität der Übertragung über die Energieversorgungsleitungen. Seine Optimierung, basierend auf den Ergebnissen der Untersuchungen aus Kapitel 2, ist daher für zukünftige Arbeiten sehr interessant.

Im nächsten Kapitel wird nun anhand einer Realisierung im Kraftfahrzeug die Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen bewertet.

Kapitel 6

Bewertung des Einsatzes von PLC im Kraftfahrzeug

Bisher waren die Untersuchungen zum Thema PLC im Kraftfahrzeug rein theoretischer Natur. Um eine fundierte Bewertung des Einsatzes der Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug vornehmen zu können, sind allerdings auch Untersuchungen in realer Umgebung notwendig. Aus diesem Grund werden im vorliegenden Kapitel zunächst erste Ergebnisse einer Realisierung im Fahrzeug vorgestellt. Dabei wird für verschiedene Trägerfrequenzen und Übertragungstrecken die Qualität der Kommunikation ermittelt.

Für den späteren Einsatz dieser Technik ist neben der Übertragungsqualität auch die elektromagnetische Verträglichkeit ein relevanter Gesichtspunkt. Dieser Aspekt ist in die vollständige Betrachtung zur Bewertung mit aufzunehmen. Daher werden im vorliegenden Kapitel die Ergebnisse erster entsprechender Untersuchungen erläutert.

Das Kapitel endet mit einer zusammenfassenden Bewertung des vorgestellten Entwurfs zur Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug.

6.1 Realisierung im Fahrzeug

Die vorgestellte Realisierung im Fahrzeug basiert auf den Demonstrationsboards der Firma YAMAR. Die genannten Boards sind im Verlauf dieser Arbeit bei YAMAR entstanden. Sie arbeiten auf der Basis des CAN-Protokolls. Die Datenrate der CAN-Kommunikation mittels dieser Boards beträgt 250 kbit/s. Diese Datenrate liegt im Bereich der heute üblichen Übertragungsraten bei der CAN-Kommunikation. Dadurch ist es möglich, Steuergeräte (beziehungsweise Anwendungen) aus heutigen Fahrzeugen aus ihrem eigentlichen CAN-Kommunikationsverbund herauszulösen und stattdessen mittels der PLC-Demonstrationsboards zu vernetzen. Damit die Möglichkeit eines Vergleiches von verschiedenen Trägerfrequenzen besteht, sind zwei Trägerfrequenzen realisiert; dies sind 2.5 MHz und 5 MHz. Diese Frequenzen sind nach den Untersuchungen der vorangegangenen Kapitel nicht optimal. Dennoch kann anhand der Untersuchungsergebnisse gezeigt werden, was bei einer Realisierung zu beachten ist. Desweiteren können die theoretischen Ergebnisse aus den Kapiteln 2 und 3 überprüft werden.

Das Ziel beim Einsatz dieser Demonstrationsboards ist der grundsätzliche Nachweis, dass eine Kommunikation über die Energieversorgungsleitungen im Kraftfahrzeug möglich ist. Insbesondere soll gezeigt werden, dass diese Art der Datenübertragung ohne Modifikationen am bestehenden Bordnetz funktioniert. Dies ist ein wichtiger Gesichtspunkt, wenn es um eine relativ schnelle Einführung dieser Technologie für die Serienproduktion geht. Desweiteren kann anhand der Implementierung nachgewiesen werden, dass die Funktionsweise einer heute gebräuchlichen Anwendung auf Basis der PLC keine funktionalen Nachteile mit sich bringt. Es werden die Vorteile, die sich durch die PLC-Übertragung ergeben, herausgearbeitet. Ebenso werden die Probleme erläutert, die sich durch die Einführung eines solchen Systems im Kraftfahrzeug ergeben.

6.1.1 Beschreibung des Demonstrationsaufbaus

Zunächst stellt sich die Frage nach der Auswahl einer geeigneten Anwendung, um ein funktionsfähiges PLC-System im Fahrzeug implementieren zu können. Bei dieser Entscheidung sind bestimmte Kriterien zu beachten. Im Vordergrund der Analyse steht die Untersuchung der Übertragungsqualität bei Einsatz der PLC in einer realen Umgebung. Es ist somit möglich, den Einfluss, der auf dem Bordnetz vorhandenen Störungen, im realen System aufzuzeigen. Die Anforderungen an die Demonstrationsanwendung sind im Folgenden aufgeführt:

- **Anwendung, deren Wirkung für den Nutzer deutlich erkennbar ist;** da es sich um eine Beispielanwendung handelt, sollte den Nutzern die Funktionsweise transparent sein. Es ist somit möglich, direkt bei Nutzung des Systems die Funktionalität zu überprüfen, ohne aufwendige Analysegeräte zu verwenden.
- **abgeschlossene Anwendung ohne Schnittstellen nach außen;** das System funktioniert rein auf PLC-Vernetzungsebene und benötigt keinen Datenaustausch mit anderen Steuergeräten oder Sensoren im Fahrzeug, deren Kommunikation über herkömmliche Bussysteme abgewickelt wird.
⇒ Realisierung eines Teilsystems
- **Begrenzung der Anzahl der Busteilnehmer;** die maximale Anzahl sollte zwei betragen.

Aufgrund dieser Kriterien wird das elektrische Fensterhebersystem als Beispielanwendung ausgewählt. Es kann als in sich geschlossene Anwendung realisiert werden und seine Funktionsweise ist dem Nutzer sofort transparent. Im Folgenden werden die Funktionalität und der Aufbau des Systems näher erläutert.

In modernen Fahrzeugen beherrscht ein elektrisches Fensterhebersystem neben den einfachen Öffnungs- und Schließmechanismen verschiedene Funktionen. Dazu gehören Komfort-Öffnen/Schließen¹ ebenso, wie der Einklemmschutz und die Abschaltung des Motors, falls er in den Block fährt.

¹Hierunter versteht man das komplette Öffnen/Schließen des Fensters, ohne den Schalter gedrückt halten zu müssen.

Das hier vorgestellte Beispielsystem arbeitet nach folgendem Prinzip. Es sind, wie oben gefordert, nur zwei Teilnehmer im PLC-Netzwerk vorhanden. Diese Einschränkung wird vorgenommen, da es um die Überprüfung der Übertragungsqualität geht. Dabei ist ausschließlich entscheidend, welchen Einfluss die Störungen des Bordnetzes und der genutzte Übertragungskanal auf die Kommunikation ausüben. Es wird durch diese Untersuchung in realistischer Umgebung möglich, die Ergebnisse der vorangegangenen Kapitel zu überprüfen.

Das Prinzip des Systems ist in Bild 6.1 dargestellt. Bei den beiden Busteilnehmern handelt

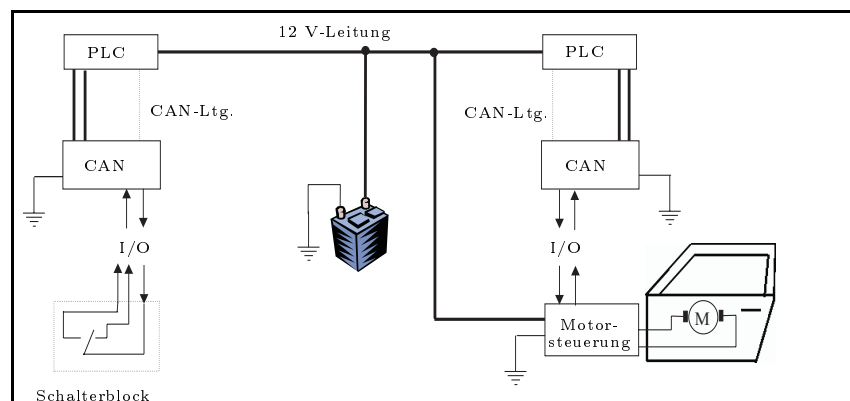


Bild 6.1: Prinzipdarstellung des Systems

es sich um den Schalterblock zur Betätigung des Fensterhebers und den Fensterhebermotor beziehungsweise die Steuerung für diesen Motor. Diese beiden Teilnehmer kommunizieren mittels des CAN-Protokolls miteinander. Die notwendige Software für die Anwendung ist im Rahmen einer Diplomarbeit entstanden [48].

Die physikalische Ebene der Kommunikation wird nun durch die PLC-Übertragung ersetzt. Die herkömmlichen CAN-Telegramme werden über die Ankopplung der Demonstrationsboards auf die Energieversorgungsleitung moduliert und mittels dieser Leitung übertragen. Die CAN-Boards selber sind mit dem Fensterheberschalter und der Motorsteuerung (MS) verbunden. Sie erhalten von dort die Steuersignale und leiten sie gemäß dem CAN-Protokoll an die PLC-Boards weiter. Diese sorgen dann dafür, dass die Nachrichten auf der Energieversorgungsleitung übertragen werden. Dabei ist ein großer Vorteil, der bereits in Kapitel 1 als wichtiges Entwurfskriterium genannt wurde, dass die Programmierung der CAN-Boards auf herkömmliche Weise unter Nutzung der am Markt erhältlichen Standardsoftwaretools erfolgen kann. Somit bemerkt der Entwickler beziehungsweise der Anwender nichts von der geänderten physikalischen Ebene.

Wie bereits erwähnt, wird mit einer Datenrate von 250 kbit/s übertragen. Die auf dem Kanal benötigte Bandbreite hingegen beträgt 625 kHz. Dieser Unterschied resultiert aus dem verwendeten Kanalcodierungsverfahren. Im Gegensatz zu den bisherigen Untersuchungen arbeiten die benutzten Boards mit einem Golay-Code, der wiederum mit einem Interleaver kombiniert ist. Die Auslegung des Codes erfolgt auf Basis der Untersuchungen aus Kapitel 2.

Es wird von einer maximalen Dauer der Impulsstörungen von $10 \mu\text{s}$ ausgegangen. Damit ergibt sich bei einer Bandbreite von 625 kHz eine maximale Anzahl von etwa 6 gestörten

Bits. Ein Golay-Code kann gewöhnlich 3 Bit korrigieren (beispielsweise in [53]). Durch das genutzte Interleaving ist es im vorliegenden Fall möglich, bis zu 6 Bit pro Codewort zu korrigieren [44]. Die richtige Wahl des Kanalcodes ist insofern für die Untersuchungen wichtig, da, wie bereits in Kapitel 5 gezeigt, durch einen leistungsfähigen Kanalcodierer die Übertragungsqualität entscheidend verbessert werden kann.

Das zuvor beschriebene System wird zunächst in einem Laborfahrzeug implementiert und getestet. Laborfahrzeuge sind in der heutigen Entwicklung von Kraftfahrzeugen ein wichtiger Bestandteil des Entwicklungsprozesses. Auf ihrer Basis ist es möglich, alle elektrischen Komponenten an einem gut zugänglichen Aufbau als Gesamtsystem zu testen. Sie werden auf dem Aluminiumrahmen des Laborfahrzeugs befestigt und sind somit ohne große Umbauten erreichbar. Bild 6.2 zeigt einen solchen Aufbau. Man erkennt sehr gut, dass

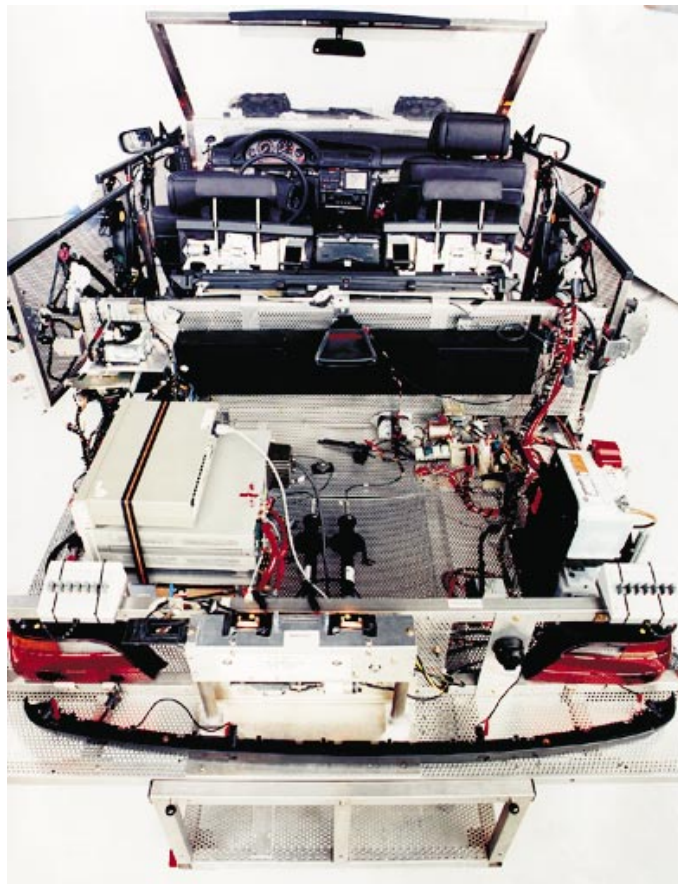


Bild 6.2: Laborfahrzeug

der Zugang zu allen Punkten des Bordnetzes ohne großen Aufwand möglich ist.

In einem zweiten Schritt findet dann die Implementierung in einem herkömmlichen Serienfahrzeug statt [27]. Ein wesentliches Ziel der vorliegenden Arbeit besteht darin, ein PLC-System zu entwerfen, welches keine bemerkenswerten Modifikationen der heutigen Bordnetze erfordert. Daher sind die Untersuchungen in einem marktüblichen Fahrzeug essentiell wichtig.

Da die Realisierung im Laborfahrzeug als Vorstufe zu den Betrachtungen am Fahrzeug angesehen werden kann, wird hier nur auf die Ergebnisse der Untersuchungen an einem

Serienfahrzeug eingegangen. Mit den entsprechenden Resultaten beschäftigt sich der folgende Abschnitt.

6.1.2 Ergebnis der Untersuchungen im Fahrzeug

Die Bedenken, die bei der Einführung einer PLC-Übertragung angeführt werden, gehen zumeist davon aus, dass eine gute Übertragungsqualität wegen der vielen vorkommenden Störungen auf dem Bordnetz nicht erreicht werden kann. Daher ist es Aufgabe der vorliegenden Realisierung im Fahrzeug, diese Problematik gezielt zu untersuchen. Die theoretischen Betrachtungen, die zum Entwurf des Übertragungssystems geführt haben, sind aus den vorangegangenen Kapiteln ersichtlich. An dieser Stelle werden nunmehr diese Überlegungen anhand einer praktischen Realisierung evaluiert.

Damit verschiedene Umgebungsbedingungen in den Betrachtungen berücksichtigt werden, beziehen sich die nachfolgenden Untersuchungen im Fahrzeug auf unterschiedliche Übertragungsstrecken. Diese unterscheiden sich - wie bereits in den vorangegangenen Kapiteln - durch ihre Länge und Komplexität. Außerdem ist der Einfluss während der Fahrt ein wichtiger Faktor bei der Beurteilung des PLC-Systems. Es sind daher insbesondere Strecken im Motorraum zu untersuchen, da während der Fahrt in diesem Bereich mit zusätzlichen Störungen zu rechnen ist. Aus Gründen der Übersichtlichkeit werden für die hier dargestellte Auswertung repräsentative Übertragungsstrecken ausgewählt und im Rahmen der Beschreibung genauer analysiert. Die Einteilung der Strecken erfolgt nach ihrer ungefähren Länge. Dabei verlaufen die kurzen Strecken

- vom Sicherungskasten in der vorderen Fahrgastzelle zum Zigarettenanzünder
- vom Sicherungskasten zum Diagnosestecker im Motorraum
- vom Sicherungskasten zur Versorgung des elektrischen Lüfters im Motorraum
- vom Zigarettenanzünder zum Diagnosestecker im Motorraum.

Die langen Strecken verlaufen

- vom Sicherungskasten zum Stecker der Anhängerkupplung
- vom Zigarettenanzünder zur Anhängerkupplung.

Da die Strecken in verschiedenen Fahrzeugen stets unterschiedliche Übertragungscharakteristiken aufweisen, werden bewusst andere Strecken untersucht als bei den bisherigen Betrachtungen. Damit ist es möglich, die Unabhängigkeit der theoretischen Überlegungen von den jeweiligen Fahrzeugtypen aufzuzeigen.

Die Versuchsfahrten erfolgen mit einem Fahrzeug, welches über ein automatisches Getriebe und diverse elektrische Sonderausstattungen verfügt. Um im Fahrzeug einen möglichst hohen Störpegel zu gewährleisten, werden die Fahrten mit eingeschalteten elektrischen Verbrauchern durchgeführt. Dies sind beispielsweise:

- Sitzheizung Fahrer und Beifahrer auf unterschiedlichen Stufen
- Heckscheibenheizung
- Stand- und Abblendlicht
- Klimaanlage
- Radioanlage
- elektrische Fensterheber (mehrmalige Auf- und Abbewegung)
- elektrisches Schiebedach
- elektrische Sitzverstellung Fahrersitz

Um auch drehzahlbedingte Einflüsse in die Betrachtungen einzubeziehen, wird der Getriebewahlhebel auf sportliche Fahrweise eingestellt. Damit kann ein zu frühes Hochschalten in den nächsten Gang verhindert werden, so dass das Drehzahlniveau insgesamt höher ist.

Die Bewertung der Übertragungsqualität wird nicht anhand der Bitfehlerrate vorgenommen, weil für die vorliegende Übertragung nur von Bedeutung ist, wie hoch die Fehlerrate in Bezug auf die CAN-Übertragung ist. Für die Ermittlung der Übertragungsqualität ist es wichtig, dass während der gesamten Fahrtdauer permanent Nachrichten gesendet werden. Im CAN-Protokoll wird durch das Netzwerkmanagement sichergestellt, dass das System kommunikationsfähig ist. Daher werden zyklisch bestimmte Nachrichten gesendet. Zum besseren Verständnis sind an dieser Stelle einige kurze Erläuterungen zum CAN-Protokoll notwendig.

Verteilt man ein System auf mehrere über ein Netzwerk kommunizierende Knoten, sind bestimmte Aufgaben zu erfüllen. Es fallen insbesondere im Zusammenhang mit der Konfiguration, der Initialisierung und der Überwachung der Netzwerkteilnehmer spezifische Aufgaben an. Das Netzwerkmanagement (NMT) stellt diese Funktionalitäten zur Verfügung. Im Netzwerkmanagement-Modell hat ein Knoten, der sogenannte NMT-Master, die Aufgabe, die Kommunikationsfähigkeit und damit die Verfügbarkeit, der im Netzwerk konfigurierten Knoten, die als NMT-Slaves bezeichnet werden, sicherzustellen. Im Netzwerkmanagementprotokoll kommunizieren die NMT-Slaves mit dem NMT-Master ausschließlich in Form einer Master-Slave-Beziehung. Es wird jedoch die Erkennung eines Ausfalls des NMT-Masters durch die NMT-Slaves gewährt. Die Aufgaben des NMT sind teilnehmerbezogen. Das für die Kommunikation zwischen NMT-Master und NMT-Slaves zu Grunde gelegte Protokoll kann mit zwei Nachrichten realisiert werden. Der Master spricht einen bestimmten Slave mittels einer speziellen Nachricht über dessen NMT-Slave-Adresse an. Der angesprochene Slave antwortet jeweils mit der zweiten festgelegten Nachricht und identifiziert sich über seine NMT-Adresse. Der NMT-Master fordert nun jeweils nach Ablauf der vereinbarten Überwachungszeit über ein Datenanforderungstelegramm mit vereinbartem Identifier den NMT-Slave auf, seinen aktuellen Kommunikationszustand an den NMT-Master zu übermitteln. Im störungsfreien Fall werden diese Nachrichten in bestimmten Zeitabständen ausgetauscht und die Kommunikation ist stabil. Falls einer der Teilnehmer nicht in der festgelegten Zeit antwortet oder der Master die Anforderung nicht in einer bestimmten Zeit sendet, beginnt eine Art Neusynchronisierung, bei der sich die Teilnehmer wieder im Netzwerk identifizieren [19].

Aufgrund der Tatsache, dass diese Nachrichten zyklisch gesendet werden und auch bekannt sind, eignen sie sich sehr gut für eine Auswertung der Fehlerwahrscheinlichkeit bei der PLC-Übertragung. Mittels des Software-Tools CANoe² können die übertragenen Daten während der Fahrt mitgeschrieben werden. In Bild 6.3 ist der Versuchsaufbau vom Prinzip her dargestellt. Die beiden Kommunikationsteilnehmer werden an verschiedene

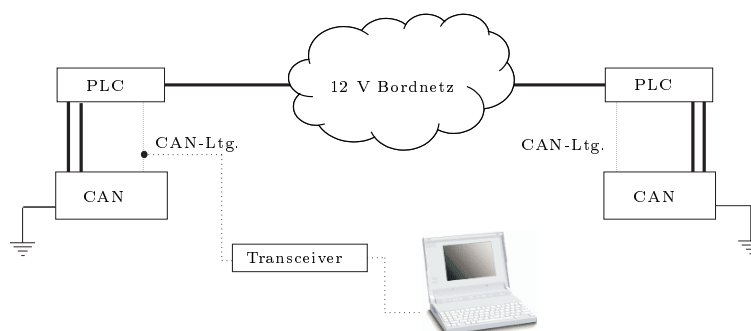


Bild 6.3: Prinzipdarstellung des Logging-Aufbaus

Punkte der Energieversorgungsleitung angeschlossen und tauschen die oben beschriebenen Netzwerkmanagement-Botschaften aus.

Desweiteren ist zu beachten, dass im CAN-Protokoll bei einer fehlerhaften Übertragung, die von einem Teilnehmer als fehlerhaft gekennzeichnete Nachricht zerstört und ein sogenannter *ErrorFrame* geschickt wird. Der ursprüngliche Sender wiederholt daraufhin das gerade gesendete Telegramm [19]. Kritisch im Sinne der CAN-Übertragung ist daher ein vollständiger Datenverlust oder, durch die ständige Notwendigkeit eine Nachricht zu wiederholen, die Blockierung des Busses.

Für die Beurteilung der Übertragungsqualität werden aus diesem Grund verschiedene Fälle berücksichtigt. Dabei werden die auftretenden *ErrorFrames* ausgewertet. Diese führen, wie oben bereits erwähnt, zu einer Wiederholung der gerade gesendeten Nachricht. Außerdem werden auch die Neusynchronisationen des Netzwerkmanagement ausgewertet. Diese treten – wie zuvor erläutert – auf, wenn die erwartete Antwort eines Teilnehmers nicht in einem bestimmten Zeitrahmen erfolgt.

Zunächst werden Messungen im Stillstand des Fahrzeugs mit angeschalteter Zündung durchgeführt. Die Kommunikation funktioniert bei einer Trägerfrequenz von 5 MHz einwandfrei. Es gehen weder Telegramme verloren, noch kommt es zur Übermittlung von *ErrorFrames*. Bei einer Trägerfrequenz von 2.5 MHz kommt es hingegen zu Fehlern bei der Übertragung.

Bei einem Netzwerk mit zwei Teilnehmern besteht keine Gefahr, dass die Sicherheit der Kommunikation durch eine zu hohe Buslast gefährdet ist. Dagegen nimmt in einem Mehrpunktnetzwerk die Buslast aufgrund der höheren Anzahl an Teilnehmern zu. Da jede Übertragungsstrecke eine unterschiedliche Fehlerwahrscheinlichkeit aufweist und die *ErrorFrames* als Broadcast an alle Teilnehmer versendet werden, kann im ungünstigsten Fall die Übertragung vollkommen *zerstört* sein. Aus diesem Grund ist eine Trägerfrequenz von

²CAN Open Environment; Entwicklungstool der Firma Vector

Trägerfrequenz f_c in MHz	Übertragungsstrecke		Anzahl der Nachrichten	Anzahl der ErrorFrames	Anzahl der Neusynchronisationen
	Knoten 1	Knoten 2			
Kurze Strecken					
5	Sicherungskasten	Lüfter	37584	3	2
2.5	Sicherungskasten	Lüfter	37584	54	1038
5	Sicherungskasten	Zigarettenanzünder	26741	7	3
2.5	Sicherungskasten	Zigarettenanzünder	26741	932	437
5	Sicherungskasten	Diagnosestecker	31564	3	7
2.5	Sicherungskasten	Diagnosestecker	31564	1	1178
5	Zigarettenanzünder	Diagnosestecker	32259	2	8
2.5	Zigarettenanzünder	Diagnosestecker	keine Kommunikation möglich		
Lange Strecken					
5	Sicherungskasten	Anhängerkupplung	30268	1	4
2.5	Sicherungskasten	Anhängerkupplung	30268	1	4
5	Zigarettenanzünder	Anhängerkupplung	28195	0	7
2.5	Zigarettenanzünder	Anhängerkupplung	keine Kommunikation möglich		

Tabelle 6.1: Ergebnisse der Messfahrten

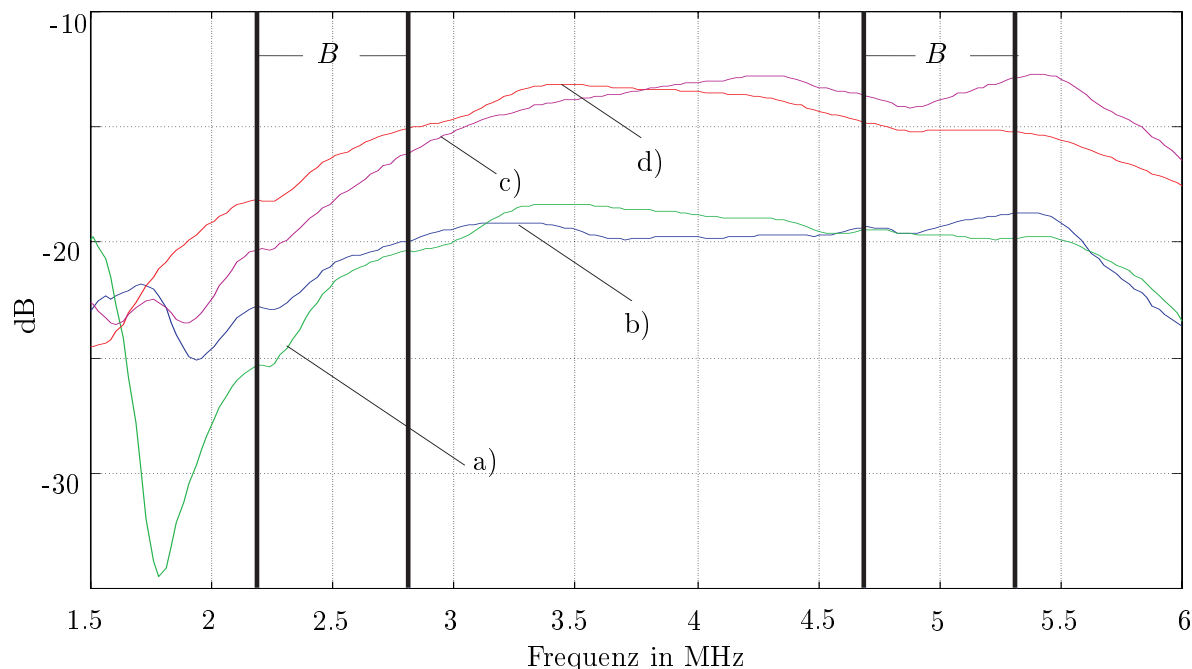
2.5 MHz für den Einsatz im Kraftfahrzeug nicht zu empfehlen, weil bereits im Stillstand des Fahrzeugs eine fehlerhafte Kommunikation feststellbar ist. Dieses Ergebnis ist nicht überraschend. Es bestätigt die theoretischen Betrachtungen des Kapitels 2.

Die Trägerfrequenz von 5 MHz ist nach den Überlegungen aus Kapitel 2 auch nur sub-optimal. Allerdings basieren die hier vorliegenden Ergebnisse auf einer Symbolrate von 625 kBaud auf dem Übertragungskanal. Wie bereits erwähnt, sind bei dieser Symbolrate und einem Impulsstörer der Dauer $10 \mu\text{s}$ maximal 6 Bit beschädigt. Daher wurde der Kanalcodierer bereits auf Grundlage der Untersuchungen aus Kapitel 2 verbessert und ein Golay-Code implementiert. Dies ist die Ursache für die guten Ergebnisse bei einer Trägerfrequenz von 5 MHz. Prinzipiell gilt aber weiterhin, dass der Aufwand, der für die Kanalcodierung *spendiert* wird, bei Einsatz einer höheren Trägerfrequenz eingespart beziehungsweise reduziert werden kann. Der Gewinn wird bei Symbolraten ab 1 MBaud deutlicher, da dann bereits Fehler von 10 Bit und mehr über den Kanalcode korrigierbar sein müssten. Liegt die Trägerfrequenz allerdings in einem Bereich, in dem diese Impulsstörer keinen Einfluss haben, so kann der Kanalcodierer entsprechend einfacher ausgelegt werden.

Nun wird die Fehlerrate während der Fahrt untersucht. Es werden verschiedene Versuchsfahrten unternommen, die sich zu gleichen Teilen aus Stadtverkehr, Fahrten über Landstraßen und Autobahnen zusammensetzen. In Tabelle 6.1 sind die Ergebnisse zusammengestellt. Der Tabelle ist zu entnehmen, dass die Übertragung mit einer Trägerfrequenz von 5 MHz im direkten Vergleich zu einer Trägerfrequenz von 2.5 MHz die besseren Ergebnisse aufweist. Entscheidend ist dabei unter anderem, dass bei einer Trägerfrequenz von 2.5 MHz je nach Übertragungsstrecke gar keine Kommunikation möglich ist und in

den meisten Fällen nur eine schlechte Qualität erreicht wird.

Um die Gründe für dieses unterschiedliche Verhalten genauer aufzuzeigen, sind in Bild 6.4 die Übertragungsfunktionen von vier verschiedenen Strecken dargestellt. In der Abbil-



- | | |
|--|---------------------------------|
| a) Zigarettenanzünder-Anhängerkupplung | c) Sicherung-Zigarettenanzünder |
| b) Zigarettenanzünder-Diagnosestecker | d) Sicherung-Anhängerkupplung |

Bild 6.4: Übertragungsfunktionen im Vergleich

dung sind um die jeweiligen Trägerfrequenzen die ungefähren Bereiche der notwendigen Bandbreite B für die Übertragung durch vertikale Linien abgegrenzt. Innerhalb dieser Bereiche liegen die für die Übertragung relevanten Teile der Übertragungsfunktion. Es werden die Strecken zwischen

- a) Zigarettenanzünder und Anhängerkupplung
- b) Zigarettenanzünder und Diagnosestecker im Motorraum
- c) Sicherungskasten und Zigarettenanzünder
- d) Sicherungskasten und Anhängerkupplung

miteinander verglichen. Um einen schnellen Überblick über die Qualität der Übertragung auf diesen Strecken zu ermöglichen, sind in Bild 6.5 die auftretenden Fehlerereigniswahrscheinlichkeiten für jede Strecke bei den beiden Trägerfrequenzen aufgetragen. Unter einem Fehlerereignis sind die *ErrorFrames* und die Anzahl der Neusynchronisationen zusammengefasst. Diese absoluten Werte werden zur Ermöglichung einer besseren Vergleichbarkeit auf die jeweilige Anzahl der empfangenen Nachrichten bezogen, so dass

sich die Fehlerereigniswahrscheinlichkeit ergibt. Zur Darstellung in Bild 6.5 ist anzumerken, dass die Skalierung bei 2.5 MHz und bei 5 MHz zu beachten ist. Es handelt sich um vollkommen verschiedene Wertebereiche.

Aus Bild 6.5 ist ersichtlich, dass für die Übertragungskanäle nach a) und b) bei 2.5 MHz keine Kommunikation möglich ist. Dies liegt daran, dass die Dämpfung bei diesen Strecken für die genutzten Sendesignale bereits zu groß ist. Dabei darf der Betrag der Übertragungsfunktion allerdings in diesem Fall nicht als absolute Grenze gesehen werden. Bei den hier verwendeten PLC-Demonstrationsboards sind vielmehr die Treiberleistung und die Eingangsempfindlichkeit nicht optimiert. Daher kann es bereits bei geringer Dämpfung zu Problemen in der Übertragung kommen.

Bei 5 MHz hingegen ist immer eine Kommunikation möglich. Allerdings zeigen die Kurven b) und c), dass trotz eines besseren Dämpfungsverlaufes als bei den Kurven a) und d) eine höhere Anzahl an Fehlern auftritt, wenn man das fahrende Fahrzeug betrachtet. Dies liegt daran, dass neben der Übertragungsfunktion die Störumgebung auf der Leitung eine Rolle spielt. Bei den Strecken b) und c) handelt es sich um Leitungen, die im vorderen Bereich des Fahrzeugs, oft sogar im Motorraum liegen und somit während der Fahrt beeinflusst werden. Daher ist zwar auf diesen Strecken der Betrag der Übertragungsfunktion im störungsfreien Zustand besser, allerdings wird durch die auftretenden Störungen die Übertragungsqualität verschlechtert. Das macht sich in einem leicht erhöhten Fehleraufkommen bemerkbar.

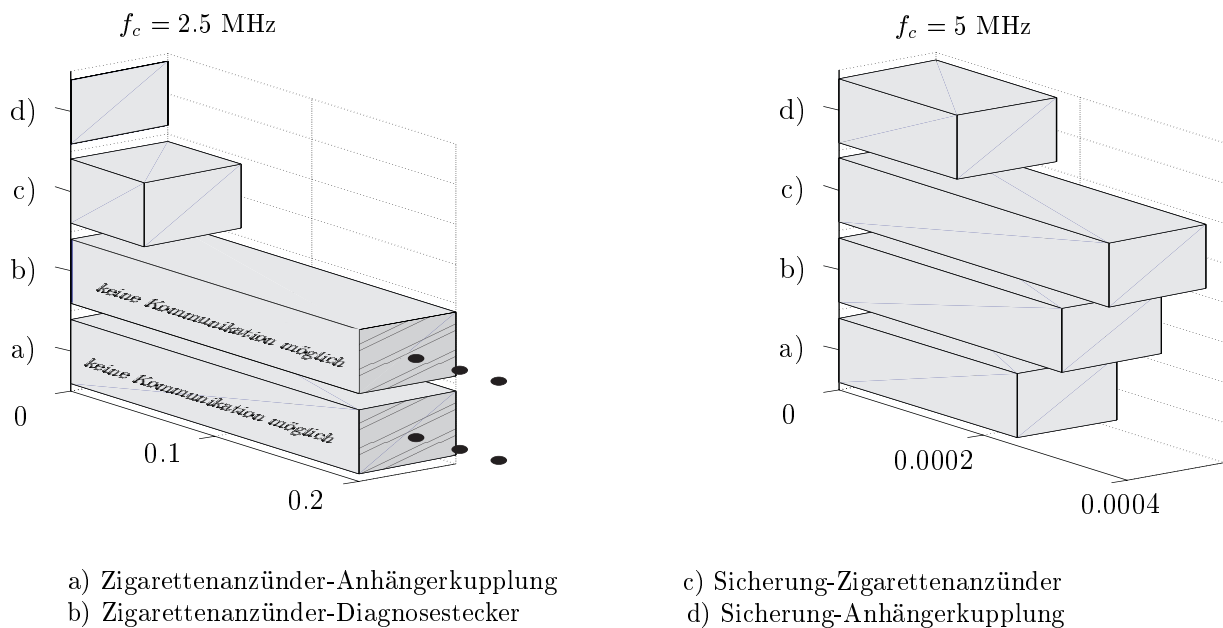


Bild 6.5: Fehlerereigniswahrscheinlichkeit der Strecken aus Bild 6.4

Dieser Abschnitt hat gezeigt, dass, wie in den Kapiteln 2 und 3 theoretisch nachgewiesen, die Nutzung von höheren Trägerfrequenzen auch in der praktischen Realisierung bessere Ergebnisse liefert. Diese Randbedingung ist beim Entwurf des Systems unbedingt zu beachten.

Eine andere Problematik ergibt sich, wenn die Regelungen zur elektromagnetischen Verträglichkeit in Bezug auf die Abstrahlung durch ein System bei der PLC Übertragung

betrachtet werden. Im Folgenden wird darauf genauer eingegangen.

6.2 Elektromagnetische Verträglichkeit

Zu Beginn des vorigen Abschnitts wurde bereits darauf hingewiesen, dass verschiedene Bedenken bestehen, wenn von der Einführung eines PLC-Systems im Kraftfahrzeug gesprochen wird. Neben den zuvor erwähnten Zweifeln bezüglich der Zuverlässigkeit der Kommunikation, ist ein weiterer Gesichtspunkt die elektromagnetische Verträglichkeit des Systems. Eine Voraussetzung für den Einbau von Komponenten in ein Fahrzeug ist die Erfüllung von bestimmten Grenzwerten im Hinblick auf ihre elektromagnetische Verträglichkeit. Zu diesem Thema existiert zahlreiche Literatur und es gibt verschiedene Normen, die einzuhalten sind. In diesem Zusammenhang sind sowohl allgemeine DIN-Normen wie beispielsweise [9] als auch firmenspezifische Vorschriften wie [23] zu berücksichtigen.

Wenn man von elektromagnetischer Verträglichkeit spricht, ist einerseits die Beeinflussung der Funktionalität der Komponente durch äußere Störungen gemeint und andererseits die Beeinflussung der Funktionalitäten anderer Komponenten durch das betreffende Gerät selbst. Im vorangegangenen Abschnitt ist die Beeinflussung der Kommunikation durch äußere Einflüsse untersucht worden. An dieser Stelle geht es nunmehr um den Einfluss, den die PLC-Bausteine und die Kommunikation über die Energieversorgungsleitung auf andere Teilnehmer im Fahrzeug haben.

Es gibt verschiedene Messverfahren, die bei einer EMV-Qualifizierung durchgeführt werden. Im Folgenden werden die Ergebnisse der Untersuchungen zum Abstrahlverhalten der leitungsgeführten Größen des PLC-Systems vorgestellt. Ein Aufbau, der diesen Einfluss erfasst, ist die sogenannte Stripline. In Bild 6.6 ist er grafisch dargestellt. Die Stripline

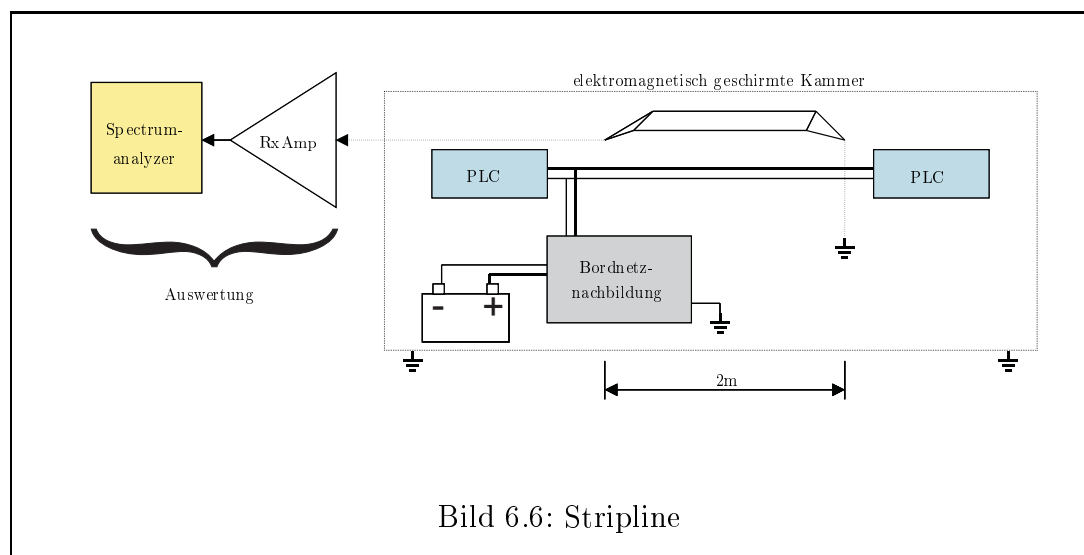


Bild 6.6: Stripline

ist ein TEM³-Wellenleiter ohne schirmende Ummantelung. Sie ist ein stark aufgeweiteter Koaxialleiter, bei dem der Abstand zwischen Innen- und Außenleiter so groß ist, dass man dazwischen einen Prüfling einbringen kann. Der Außenleiter besteht aus einer

³transversal- elektromagnetisch

ebenen Platte, über der der plattenförmige Innenleiter, das sogenannte Septum, isoliert angebracht ist. Da die Stripline ein offenes Gebilde ist, wirkt sie als Antenne. Deshalb ist im Betrieb eine Kabine zur Schirmung erforderlich [40].

Die im Bild dargestellte KFZ-Bordnetznachbildung simuliert die Impedanz des Kabelbaumes. Sie ermöglicht den Vergleich der Störaussendung verschiedener Störquellen bei der Prüfung im Labor. Es wird die Abstrahlung des Versuchsaufbaus gemessen und als Spektrum in $\text{dB}\mu\text{V}$ über der Frequenz aufgetragen.

Damit sinnvolle Messergebnisse erreicht werden, ist dafür zu sorgen, dass auf der Leitung eine genügend hohe Buslast vorhanden ist. Daher wird in kurzen Zeitabständen ein Telegramm von den PLC-Bausteinen gesendet.

In Bild 6.7 sind die Ergebnisse für verschiedene Messungen mit der Stripline dargestellt. Bevor auf diese Ergebnisse näher eingegangen wird, sind noch einige Erläuterungen zu den Parametern der Messungen erforderlich.

In der Abbildung sind jeweils die Grenzwertkurven aus der entsprechenden Norm [23] angegeben. Im Bereich zwischen 0 und 30 MHz wird mit einer Messbandbreite von 10 kHz gemessen. Ab 30 MHz wird mit einer Bandbreite von 100 kHz gemessen. Damit sind auch die hohen Abstrahlwerte im Bereich ab 30 MHz zu erklären. Die Kurve wird durch die Vergrößerung der Messbandbreite angehoben.

In Bild 6.7 sind die Ergebnisse für die Kommunikation mit einer Trägerfrequenz von 2.5 MHz (6.7 a)) und mit einer Trägerfrequenz von 5 MHz (6.7 b)) dargestellt. Wie man sieht, werden bei den jeweiligen Trägerfrequenzen die Grenzwerte überschritten. Dies ist nicht verwunderlich, da bei diesen Frequenzen auf der Leitung mit einer gewissen Sendeleistung Daten übertragen werden.

Deshalb ist zu beachten, dass sich die Normen auf *ungewollt* ausgesandte Störungen beziehen. Aus diesem Grund sollte verhindert werden, dass Steuergeräte oder Komponenten, die Leitungen, an denen sie angeschlossen sind, durch ungewollte Störaussendung belasten. Im vorliegenden Fall ist daher zu berücksichtigen, dass das Senden bei der Trägerfrequenz keine ungewollte Störung ist. Dies ist vielmehr für die Funktion des Konzeptes zwingend erforderlich. Daher ist die Überschreitung der Grenzwerte im Bereich der Trägerfrequenz als zulässig zu betrachten, solange keine Beeinflussung von anderen Funktionalitäten vorliegt. Diese Problematik ist allerdings vor der Einführung einer solchen Technik im Fahrzeug noch detailliert zu behandeln. Sie ist vergleichbar zu den Problemen, die es bei der PLC-Technik im Niederspannungsbereich gibt. Dort sind die entsprechenden Frequenzen durch die Regulierungsbehörde für Post und Telekommunikation auch noch nicht freigegeben. Im Automobilbereich stellt sich diese Frage in etwas veränderter Form. Es bleibt noch zu klären, ob mit den gültigen Normen die Einführung der PLC-Technik im Kraftfahrzeug möglich ist. Dies ist allerdings eine Fragestellung, die von einem Standardisierungsgremium behandelt werden muss. In diesem Zusammenhang sind erste Bestrebungen zu nennen, ein Konsortium zur Standardisierung der PLC-Technik für den Automobilbereich zu gründen [46].

Betrachtet man die Ergebnisse für die höheren Frequenzbereiche, stellt man fest, dass die Grenzwerte dort überschritten werden, obwohl das DQPSK-Spektrum eigentlich eine genügend hohe Dämpfung besitzen sollte. Der Sprung im Spektrum bei 30 MHz ist natürlich mit der veränderten Messbandbreite zu erklären. Allerdings sollte dies dennoch nicht zur

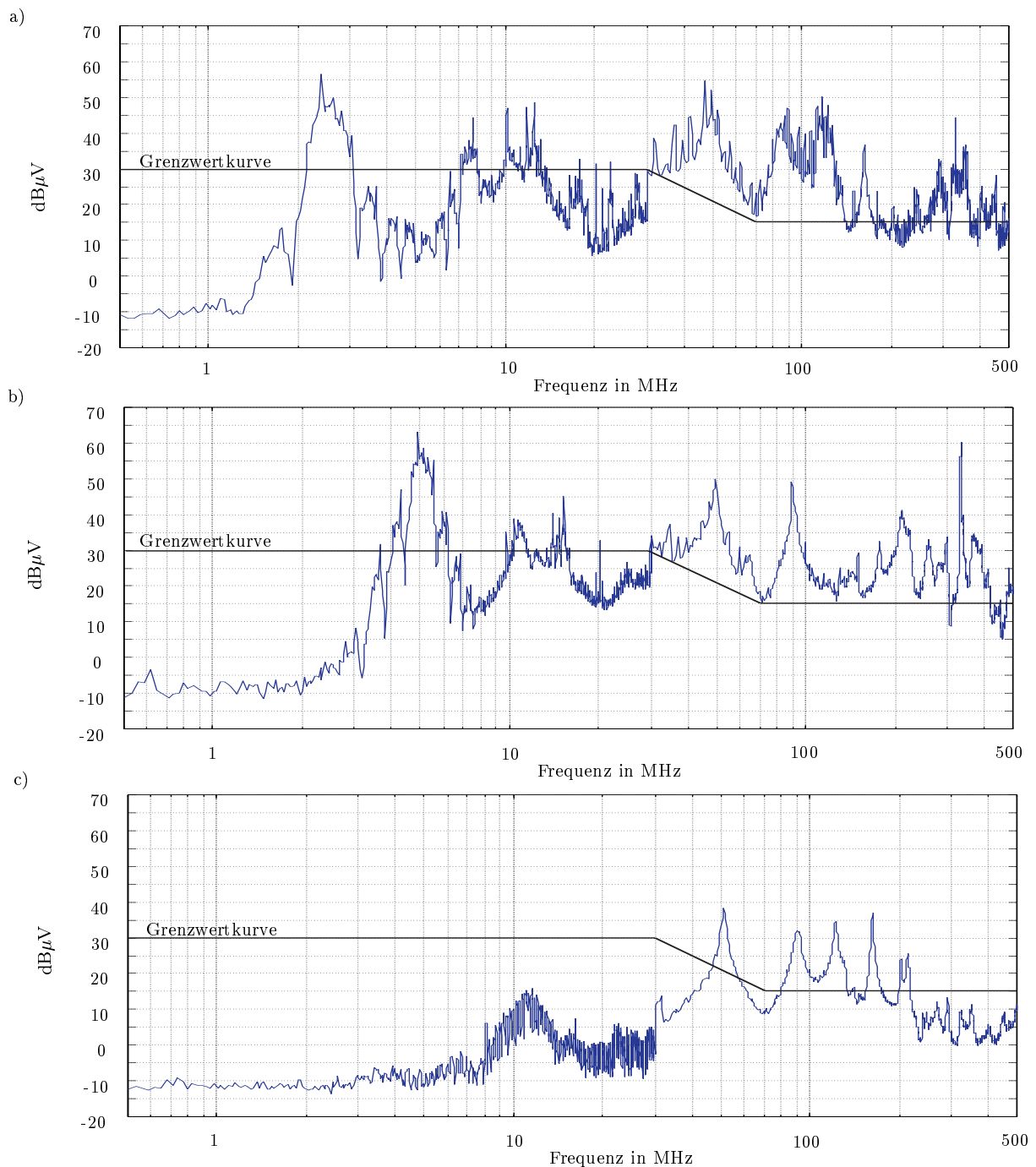


Bild 6.7: Ergebnisse der Abstrahlungsmessungen

Überschreitung der Grenzwerte führen. Um diesem Phänomen auf den Grund zu gehen, ist in Bild 6.7 c) das Resultat der Messung bei spannungsversorgten CAN-Boards ohne PLC-Buslast dargestellt.

Auch in diesem Fall werden die Grenzwerte in den hohen Frequenzbereichen überschritten. Das Problem dieser Grenzwertüberschreitungen wird von den Boards selber verursacht. Die genutzten Boards sind bezüglich der elektromagnetischen Abstrahlung nicht optimiert. Es werden auf den Boards und auf den Zuleitungen zu den CAN-Boards Rechtecksignale über „längere“ Strecken geführt. Dies hat Einfluss auf die Messergebnisse und

führt zu den schlechten Abstrahlwerten in den hohen Frequenzbereichen.

Der Einfluss des Messaufbaus auf die Stripline-Messung kann durch eine Veränderung des Versuchsaufbaus noch verdeutlicht werden. Zur Erläuterung sind daher in Bild 6.8 die unterschiedlichen Versuchsaufbauten in einer vereinfachten Darstellung abgebildet. In

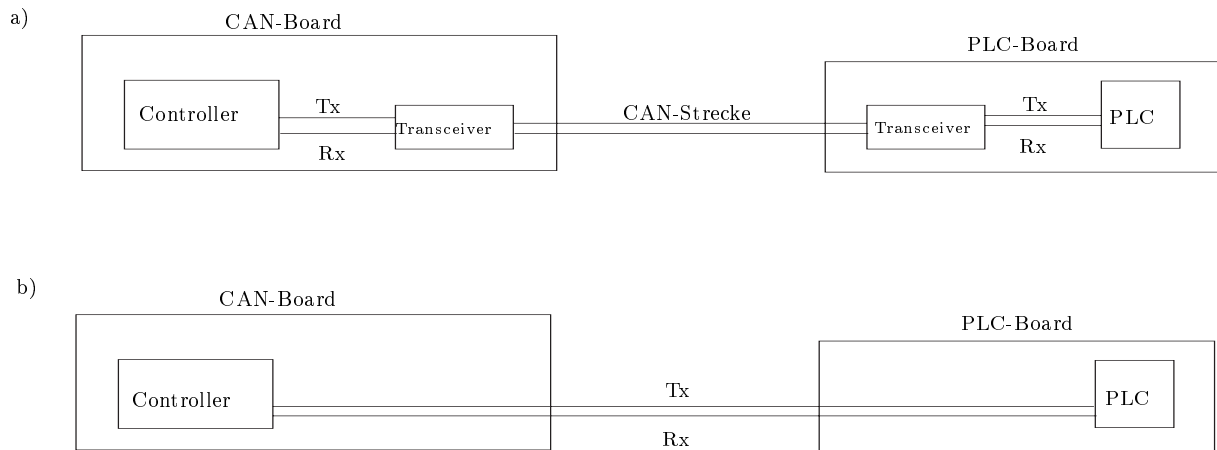


Bild 6.8: Prinzipaufbau CAN-PLC Verbindung

Teilbild a) ist der bisher benutzte Aufbau dargestellt. Die Sende-Signale (Tx) des CAN-Controllers werden an den CAN-Transceiver gesendet. Von dort werden sie als CAN-Telegramme an einen zweiten CAN-Transceiver im Gehäuse des PLC-Boards geleitet. Dieser übermittle sie als Tx-Signal an den PLC-Controller. Das bedeutet, dass eine reguläre CAN-Strecke im Versuchsaufbau vorhanden ist. Diese Variante entspricht natürlich nicht dem späteren Ziel für das PLC-System, weil die PLC-Bausteine für den beschriebenen Fall zusätzlich zu einer normalen CAN-Strecke zu verwenden sind. Dieser Aufbau wurde so realisiert, um keine Veränderung an den CAN-Boards vornehmen zu müssen.

Der Aufbau wird nun dahingehend verändert, dass die CAN-Transceiver und damit die CAN-Strecke vollständig eingespart werden (6.8 b)). Die Sende- (Tx) beziehungsweise Empfangs-Signale (Rx) des CAN-Controllers werden nun direkt an den PLC-Baustein gesendet. Mittels dieses Aufbaus finden nunmehr erneut die Messungen unter der Stripline statt.

Die Ergebnisse sind in Bild 6.9 dargestellt. Wie man sieht, überschreiten die Kurven die Grenzwerte in den höheren Bereichen noch deutlicher als beim Aufbau nach Bild 6.8 a). Der Grund dafür ist, dass nun die Rx/Tx-Signale über eine weite Strecke offen geführt werden. Das macht sich in einem schlechteren EMV-Verhalten bemerkbar, da diese Signale aufgrund ihrer *Rechteckcharakteristik* sehr ungünstig bezüglich ihrer EMV-Eigenschaften sind.

Aufgrund dieser Ergebnisse wird deutlich, dass nicht das Sendesignal selbst der kritischste Bestandteil für die Abstrahlung des PLC-Systems ist. Es muss vielmehr bei der Integration des Systems auf einem ASIC⁴ beim Design großer Wert auf die elektromagnetische Verträglichkeit gelegt werden.

⁴Application Specific Integrated Circuit

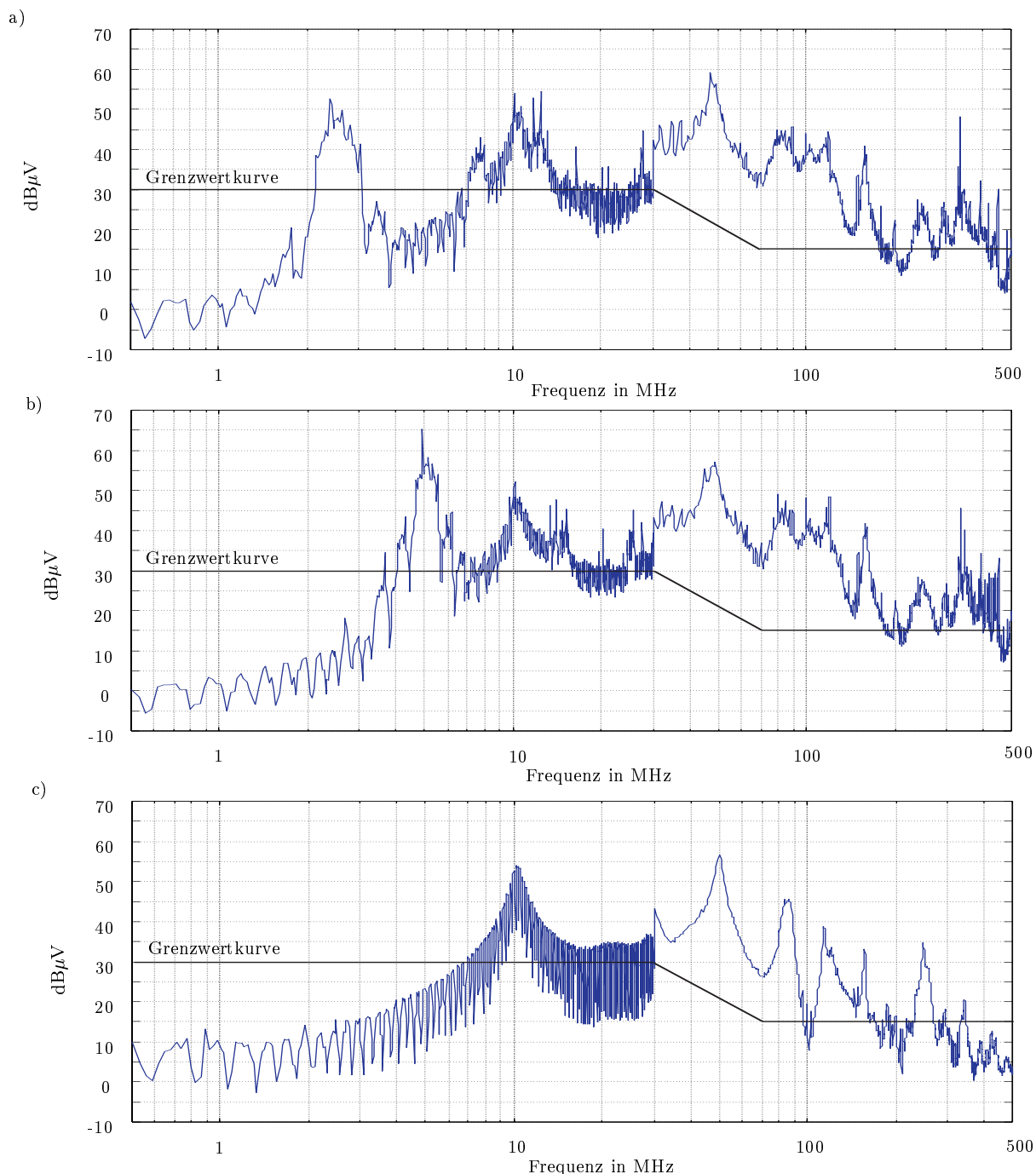


Bild 6.9: Ergebnisse der Abstrahlungsmessungen

6.3 Bewertung der PLC-Übertragung

Die in diesem Kapitel vorgestellten Realisierungen beziehen sich auf Anwendungen mit Datenraten bis 250 kbit/s. Die Bandbreite auf der Leitung ist mit maximal 625 kHz belegt. Aus diesem Grund ist auf den Demonstrationsboards noch keine Entzerrung realisiert. Das ist aber für die Übertragung mit höheren Datenraten, wie im Rahmen dieser Arbeit gezeigt wurde, unerlässlich.

Dies bedeutet, dass mit höheren Datenraten der Aufwand für die Realisierung steigt. Wie

bereits mehrfach erwähnt, sind die Kosten für das PLC-System im Kraftfahrzeugbereich ein wichtiges Entwurfskriterium. Es hängt daher stark von der Anwendung ab, ob sich die Einführung der PLC für einen Automobilhersteller lohnt.

In Kapitel 1 sind verschiedene denkbare Anwendungen beschrieben. Diese unterscheiden sich durch unterschiedliche Anforderungen an die Übertragungssicherheit und den Realisierungsaufwand. Es ist dabei beispielsweise nach den geforderten Datenraten, der Komplexität der Vernetzung und dem Zugriffsverfahren zu unterscheiden. In Abhängigkeit von diesen Parametern steigt oder fällt der Aufwand für die Realisierung. Betrachtet man nun im Gegenzug die Möglichkeiten, die sich durch die Einführung der PLC im Kraftfahrzeug ergeben, so kann abgeschätzt werden, wieweit der Aufwand lohnend ist.

Mit dem Einsatz der PLC für die CAN-Kommunikation werden hohe Anforderungen an das Zugriffsverfahren gestellt. Außerdem ist die Vernetzung der einzelnen Komponenten deshalb sehr komplex, weil die Kommunikation über ein recht weitläufiges Netzwerk funktionieren muss. Wenn auch die Idee, Daten über die Energieversorgungsleitungen zu übertragen, vom technischen Gesichtspunkt aus sehr interessant ist, so ist doch die Einführung und Durchsetzung einer solchen Technologie entscheidend von der Kostenfrage abhängig. Das bedeutet, dass durch die Einführung der PLC für die CAN-Kommunikation der Preis pro Knoten wenigstens gleich bleiben oder gar sinken muss. Dass die gleichen technischen Anforderungen zu erfüllen sind, ist dabei selbstverständlich.

Eine weitere Möglichkeit des Einsatzes der PLC-Technologie ist die Nutzung dieser Vernetzungsmöglichkeit zur Anbindung von Sensoren an ein zentrales Steuergerät. Der Vorteil, der sich durch die PLC-Technik ergibt, ist die einfache Vernetzung mit dem zentralen Steuergerät, da keine separaten Leitungen verlegt werden müssen. Somit ist eine höhere Flexibilität bei der Auslegung solcher Systeme gewährleistet. In diesem Fall ist es nicht erforderlich, das CAN-Protokoll zu nutzen, sondern es reichen Protokolle mit geringeren Datenraten und beispielsweise Master-Slave-Beziehung aus. Dadurch sind die Anforderungen an die Kommunikation geringer. Es ist hierbei natürlich zu bedenken, dass die Kosten für solche Systeme mit herkömmlicher Verkabelung in der Regel sehr gering sind. Das bedeutet, die Kostenspanne für die PLC-Realisierung sinkt ebenfalls.

Betrachtet man weitere Anwendungsfälle, ergeben sich andere Kriterien, die bei der Entscheidung für die PLC-Technik eine Rolle spielen. Eine Möglichkeit diese Technik im Kraftfahrzeug zu nutzen, ist nach Kapitel 1 der Nachrüstungsmarkt. Die Idee, es dem Kunden zu ermöglichen, seine nachträglichen Ausstattungswünsche ohne großen Aufwand zu erfüllen, ist äußerst vielversprechend und mit einem hohen Potential verbunden. Für diesen Fall muss natürlich im bestehenden Netzwerk des Fahrzeugs eine Art Gateway vorhanden sein, was es ermöglicht, die Daten von der Energieversorgungsleitung in das übrige Netz zu leiten. Es hängt dann von der Datenrate und vom Protokoll ab, wie aufwändig eine solche Realisierung ist. Da hiermit aber direkt ein kundenwerter Vorteil erzielt werden kann, ist die Kostenfrage nicht ganz so kritisch wie im ersten Fall. Außerdem ist zu berücksichtigen, dass durch diese einfache Möglichkeit der Nachrüstung, aufwändige Maßnahmen zur nachträglichen Integration von Steuergeräten entfallen.

Wiederum anders stellt sich die Situation für die Kommunikation bei sicherheitskritischen Anwendungen dar. Hierbei sind hohe Anforderungen an die Übertragungsqualität zu erfüllen. Es ist allerdings ebenso denkbar, die PLC-Übertragung nur als zusätzliche Redundanzebene zu nutzen. Damit könnten dann Notfallfunktionen abgewickelt werden,

für die keine hohen Datenraten erforderlich sind. Der Vorteil hierbei ist, dass ohne Spannungsversorgung ohnehin keine Kommunikation möglich ist. Mit der PLC-Technik ist aber gewährleistet, dass, solange die Energieversorgung funktionsfähig ist, auch eine Kommunikation erfolgen kann.

Anhand der hier aufgeführten Beispiele erkennt man, dass die Anforderungen und damit auch die Bewertungsgrundlagen für die verschiedenen Anwendungen sehr unterschiedlich sein können. Damit ist eine Bewertung der PLC für den Einsatz im Kraftfahrzeug aber ebenso vielfältig zu sehen. Die in dieser Arbeit vorgestellte Untersuchung zeigt, dass die Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen in heute aktuellen Bordnetzen zuverlässig möglich ist. Dabei sind allerdings einige Bedingungen zu beachten und zu optimieren. Insbesondere die Fragen bezüglich der elektromagnetischen Verträglichkeit und der Umgang mit bestehenden Normen sind in der Phase der Standardisierung zu klären. In diesem Zusammenhang sind erste Bestrebungen der Standardisierung zwischen unterschiedlichen Automobilherstellern zu erwähnen [46].

Es ist zu beachten, dass der Realisierungsaufwand für höhere Datenraten steigt. Somit sind die gestiegenen Kosten gegen den Nutzen, den man mit der Technik erzielt, abzuwägen. Ganz besonders wichtig ist der Hinweis, dass die vorliegenden Untersuchungen eine Aussage über den Einsatz in aktuellen Bordnetzen ermöglichen. Eine weitere wichtige Perspektive ist aber auch das Design von Bordnetzen, die bewusst PLC als Kommunikationstechnik benutzen und hierfür optimiert sind. Das betrifft nicht nur die Struktur des Bordnetzes, sondern natürlich auch die Auswahl beziehungsweise den Entwurf des zu nutzenden Kommunikationsprotokolls.

Es bleibt festzuhalten, dass die Datenübertragung über die Energieversorgungsleitungen im Fahrzeug eine technische Entwicklung darstellt, die in Zukunft mehr und mehr von Interesse sein wird. Es gibt kurzfristig realisierbare Ansätze, die auf der Grundlage der bestehenden Bordnetze Lösungsmöglichkeiten bieten. Diese können für höhere Datenraten erweitert werden, indem die in dieser Arbeit vorgestellten und an die speziellen Anforderungen adaptierten Entzerreralgorithmen zum Einsatz kommen. Desweiteren werden in Zukunft auch die Ansätze mit steigendem Interesse verfolgt werden, die das Bordnetz für die PLC-Technik neu konzeptionieren.

Es ist wichtig, an dieser Stelle noch einmal darauf hinzuweisen, dass es nicht ausreicht, die Lösungsvorschläge aus dem Hausbereich für den Kraftfahrzeugeinsatz zu adaptieren. Dies liegt in erster Linie an den Kostenrahmenbedingungen, die im Automobilbereich zu erfüllen sind.

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

Die steigenden Anforderungen an heutige Automobile hinsichtlich des Komforts und der Sicherheit führen zur Notwendigkeit, immer mehr elektrische beziehungsweise elektronische Komponenten in die Fahrzeuge zu integrieren. Dadurch steigt der Vernetzungsaufwand zwischen diesen Geräten. Da in Fahrzeugen nur ein begrenztes Raumangebot zur Verfügung steht und auch aus ökonomischen Erwägungen das Gewicht nicht weiter ansteigen soll, wird in der vorliegenden Arbeit ein möglicher Lösungsansatz für diese Problematik aufgezeigt. Das vorgestellte Übertragungssystem nutzt die vorhandene Infrastruktur der Energieversorgung zur Kommunikation.

Ein wichtiges Entwurfskriterium in der vorliegenden Arbeit ist die Realisierbarkeit des *Powerline Communication* (PLC) Systems in bestehenden Bordnetzen. Aus diesem Grund ist ein wesentlicher und unverzichtbarer Bestandteil der Arbeit die Untersuchung des Übertragungskanals, insbesondere da es zu diesem Themengebiet bisher keine vergleichbaren Untersuchungen gibt. Die Hauptproblematik bei der Kanaluntersuchung sind verschiedene Freiheitsgrade, die die Kanaleigenschaften beeinflussen, aber nicht deterministisch beschrieben werden können. Dies liegt daran, dass sich die Kabelbäume selbst innerhalb einer Baureihe unterscheiden (Stichwort hierzu ist beispielsweise die Rückleitung über die Karosserie, die als Masse dient; Kapitel 1). Daher werden als Grundlage für die Untersuchungen unterschiedlichste Messungen an aktuellen Bordnetzen vorgenommen. Bei der Datenübertragung über einfache Kupferleitungen erwartet man, dass die Dämpfung in höheren Frequenzbereichen zunimmt und damit die Übertragungsqualität sinkt. Die Ergebnisse, der hier vorliegenden Untersuchungen, hingegen zeigen, dass der Übertragungskanal sich in höheren Frequenzbereichen für eine Übertragung der Daten besser eignet als in den unteren Bereichen. Dies liegt an den besonderen Gegebenheiten eines Kraftfahrzeug-Bordnetzes. Ein Bordnetz ist ein stark verzweigtes Netzwerk, wobei der „Energieversorgungsteil“ des Kabelbaumes nicht für eine Kommunikation optimiert ist. Daher sind die Leitungen nicht angepasst abgeschlossen, so dass es bedingt durch Reflexionen an diesen Abschlüssen zu Phasensprüngen und damit zu Auslöschungen in der Übertragungsfunktion kommt. Dies bedingt die relativ schlechten Übertragungseigenschaften in den unteren Frequenzbereichen bei störungsfreiem Übertragungskanal.

Betrachtet man nun zusätzlich die auftretenden Störungen, so zeigt sich, dass neben einem Hintergrundrauschen insbesondere Impulsstörer eine Rolle spielen. Diese treten mehr oder

weniger zufällig in Abhängigkeit von Ereignissen auf, die durch die Fahrzeuginsassen (beispielsweise Betätigen von elektrischen Funktionen) oder aber das Fahrzeug selbst verursacht werden. Diese Störungen werden nach typischen Impulsformen klassifiziert, da trotz der Unterschiedlichkeit der Bordnetze hier Regelmäßigkeiten erkennbar sind. Desweiteren werden parametrisierbare Modelle der Einzelimpulse erstellt. Dabei zeigt sich, dass die Impulsstörer hauptsächlich in niedrigen Frequenzbereichen auftreten. Dies spricht erneut für die Wahl eines höheren Frequenzbandes für die Übertragung. Für eine vollständige Modellierung des Übertragungskanals ist das zeitliche Auftreten der einzelnen Störungen sehr wichtig. Da sich auch für diese *Störmuster* Regelmäßigkeiten erkennen lassen, wird ein statistische Modell des zeitlichen Auftretens der Einzelimpulse innerhalb eines solchen Musters auf Basis der Poisson-Verteilung entwickelt. Diese statistische Darstellung ermöglicht es, Störmuster aus den zuvor beschriebenen, parametrisierbaren Einzelimpulsen zu generieren, die typischen Schaltvorgängen entsprechen (beispielsweise Betätigung der Zentralverriegelung). Somit kann der Übertragungskanal für die weiteren Untersuchungen vollständig beschrieben werden.

Die gute Modellierung des Übertragungskanals und die Forderung, ein einfach zu implementierendes Modulationsverfahren zu nutzen, führt zum Entwurf eines Modulators auf der Basis eines Differentiellen Quadratur Phasensprungverfahrens (DQPSK). Die Festlegung der Trägerfrequenz ist hierbei ein sehr wichtiges Entwurfskriterium. Neben den Ergebnissen der Kanaluntersuchung wird zusätzlich als Bewertungskriterium der Signalstörabstand bei verschiedenen Frequenzen berechnet. Das Ergebnis dieser Berechnungen bestätigt die Aussagen der Kanaluntersuchung, dass sich höhere Frequenzbänder für eine Übertragung besser eignen. Mit einer geschickten Festlegung der Trägerfrequenz kann die Qualität der Übertragung bereits stark verbessert werden. Als Kanalcodierer wird ein einfacher Hamming-Code mit Interleaving ausgewählt, weil die Hauptstöreinflüsse – wie zuvor erwähnt – bereits durch die sorgfältige Festlegung der Trägerfrequenz vermindert werden. Der Blockcode kann Impulsstörungen begrenzter Länge korrigieren beziehungsweise erkennen. Durch das Interleaving werden die auftretenden Burstfehler auf mehrere Codeworte verteilt, wodurch die Erkennungs- und Korrektoreigenschaften des Codes nicht so leistungsfähig sein müssen.

Im Kraftfahrzeug werden heute für die Kommunikation hauptsächlich Systeme mit Datenraten bis zu 500 kbit/s eingesetzt. In Zukunft werden die Anforderungen an die Datenrate mit steigenden Anforderungen an die Fahrzeuge allerdings ebenfalls ansteigen. Daher ist es wichtig, auch zu untersuchen, inwieweit das PLC-System für höhere Datenraten geeignet ist. Aus diesem Grund werden verschiedene Entzerrerkonzepte vor dem Hintergrund der eingesetzten Kommunikationsprotokolle vorgestellt und genauer untersucht. Es stellt sich heraus, dass die höchsten Anforderungen an die Entzerrung von einem Multi-Master-Protokoll (wie beispielsweise dem im Automobilbereich weit verbreiteten CAN-Protokoll) gestellt werden, da alle Teilnehmer jederzeit senden dürfen, wenn der Bus frei ist. Es gibt also keine fest zugeordneten Kommunikationspartner und im ungünstigsten Fall unterscheiden sich die Übertragungsstrecken aus der Sicht des Empfängers von Nachricht zu Nachricht. Aus diesem Grund erweist es sich als sinnvoll, neben den herkömmlichen trainingsbasierten Algorithmen auch blinde Entzerreralgorithmen zu betrachten. Die einzelnen Entzerreralgorithmen werden für die PLC-Übertragung untersucht. Es stellt sich im Verlauf der Untersuchungen heraus, dass neben dem NLMS-Algorithmus auch ein blinder Algorithmus, der Godard-1-Algorithmus, für die weiteren Betrachtungen in Frage

kommt.

Die Entzerrung bei der PLC-Übertragung im Kraftfahrzeug ist allerdings gleichfalls in Bezug auf den Umgang mit den Störungen zu sehen. Das eigentliche Ziel des Systementwurfs besteht - wie zuvor bereits erläutert - zwar darin, einen Frequenzbereich für die Übertragung zu wählen, in dem die Impulsstörungen gemäß der Untersuchungen zum Übertragungskanal nicht so häufig vorkommen. Allerdings kann das Auftreten von Störungen selbst in diesen Frequenzbereichen nie ganz ausgeschlossen werden. Daher werden für die Impulsstörungserkennung zwei Strategien beschrieben und untersucht. Das Ziel bei der Störungserkennung ist, ein Kriterium zu finden, welches unabhängig vom Entzerrereingangssignal und damit auch von den Einflüssen des Übertragungskanals ist. Daher beruht die schließlich ausgewählte Störungsdetektion auf dem quadratischen Fehler des Entzerreralgorithmus. Diese Methode bedeutet keinen großen zusätzlichen Implementierungsaufwand, weil der quadratische Adaptionsfehler ohnehin für die Einstellung der Entzerreralgorithmen benötigt wird. Es wird gezeigt, dass diese Detektion zuverlässig arbeitet. Sie verhindert, dass die Entzerrung durch das Auftreten eines Impulsstörers instabil wird.

Die Betrachtung von Systemen mit unterschiedlichen Datenraten und Trägerfrequenzen ergibt, dass der Godard-1-Algorithmus durchaus mit dem NLMS-Algorithmus konkurrieren kann. Da bei dem blinden Ansatz keine Trainingsphase notwendig ist, weist er durch die geringere Diskrepanz zwischen Brutto- und Nettodatenrate Vorteile gegenüber dem trainingsbasierten System auf. Bei den Untersuchungen bestätigt sich, dass die Übertragung in höheren Frequenzbereichen eine bessere Übertragungsqualität garantiert. In Bezug auf die Kanalcodierung wird durch Simulationen nachgewiesen, dass der Aufwand für die Kanalcodierung reduziert wird, wenn bei der Festlegung der Trägerfrequenz die Ergebnisse der Kanaluntersuchung aus Kapitel 2 zugrunde gelegt werden. Zur vollständigen Betrachtung des Entwurfs gehört die Berücksichtigung von zeitvarianten Systemen, weil der Übertragungskanal aus der Sicht des Entzerrers aufgrund des untersuchten Kommunikationsprotokolls durchaus zeitvariant sein kann. Dabei zeigt sich, dass die ausgewählten Algorithmen auch mit diesen Umgebungsbedingungen umgehen können.

Die bisherigen Untersuchungen waren rein theoretischer Natur. Entscheidend für die Beurteilung dieser Technologie ist allerdings auch, wie sie sich beim Einsatz im Fahrzeug bewährt.

Die Bewertung der PLC im Kraftfahrzeug wird daher mittels Demonstrationsboards vorgenommen. Diese werden erstmals für Untersuchungen im Fahrzeug eingesetzt. Die betrachtete Datenrate beträgt 250 kbit/s auf der Basis des CAN-Protokolls. Es werden Untersuchungen unter realen Bedingungen in einem herkömmlichen Serienfahrzeug durchgeführt. Dazu werden zwei verschiedene Trägerfrequenzen untersucht. Hierbei zeigt sich, dass die geringere Trägerfrequenz, wie bei den Kanaluntersuchungen bereits gezeigt, schlechte Resultate erzielt. Das bedeutet, dass die Kommunikation nicht zuverlässig ist und teilweise - je nach Übertragungstrecke - gar keine Kommunikation möglich ist. Die zweite Trägerfrequenz führt hingegen zu einer stabilen Kommunikation. Allerdings liegt auch diese Frequenz nach den Kanaluntersuchungen noch nicht in einem Bereich, der als optimal angesehen werden kann. Die guten Ergebnisse bei dieser Frequenz sind mit der relativ geringen Datenrate in Verbindung mit dem gewählten Kanalcodierungsverfahren zu begründen. Dadurch verursachen die Impulsstörungen Bitfehler je Codewort, die in der Regel in einem Bereich liegen, der vom Kanalcode korrigiert werden kann. Es bestä-

tigt sich, dass durch eine sorgfältige Auswahl der Trägerfrequenz ein weniger aufwändiger Kanalcode realisierbar ist.

Im Rahmen der Realisierungsuntersuchungen werden auch erste Aussagen zur elektromagnetischen Verträglichkeit des Systems getroffen. Es wird deutlich, dass in diesem Bereich noch weiterer Handlungsbedarf besteht. Gleichzeitig ist aber auch festzuhalten, dass die Optimierung des EMV-Verhaltens erst mit fortschreitenden Entwicklungsschritten durchgeführt werden kann.

Insgesamt zeigen die hier beschriebenen Untersuchungen, dass die PLC-Technik auch für den Automobilbereich eine interessante und innovative Technologie darstellt. Es ist daher sehr empfehlenswert, ihren Einsatz zukünftig voranzutreiben und weiter zu optimieren.

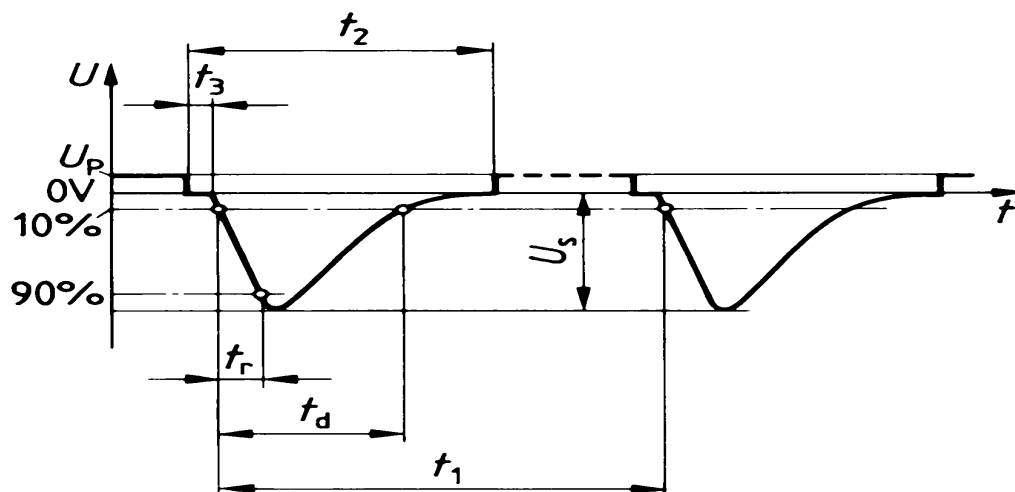
Denkt man an die möglichen Anwendungen, die mittels dieser Technologie verwirklicht werden können, so werden sich aufgrund der in Kapitel 1 angedeuteten Möglichkeiten in Zukunft weitere Felder für Untersuchungen eröffnen. Es ist allerdings wichtig, dass die verschiedenen Automobilhersteller und die entsprechende Zulieferindustrie einen gemeinsamen Standard festlegt, auf dem die weiteren Entwicklungen beruhen. Dies führt zu einer Vereinheitlichung der notwendigen Entwicklungswerkzeuge und gleichzeitig - durch das entsprechend große Marktvolumen - zu geringeren Kosten für die einzelnen PLC-Bausteine. Wie bereits angedeutet, gibt es schon erste Ansätze im Hinblick auf eine Standardisierung.

Als Thema für weitere Arbeiten ist insbesondere die Kanalcodierung ein interessantes Feld. Außerdem ist die elektromagnetische Verträglichkeit der PLC-Technik im weiteren Verlauf der Entwicklungen genauer zu untersuchen. Es sei an dieser Stelle noch erwähnt, dass die Ansätze, die ein Neukonzept für das Bordnetz im Hinblick auf PLC vorsehen, künftig sicherlich sehr interessante Aspekte bieten werden.

Anhang A

Anmerkungen zu Kapitel 2

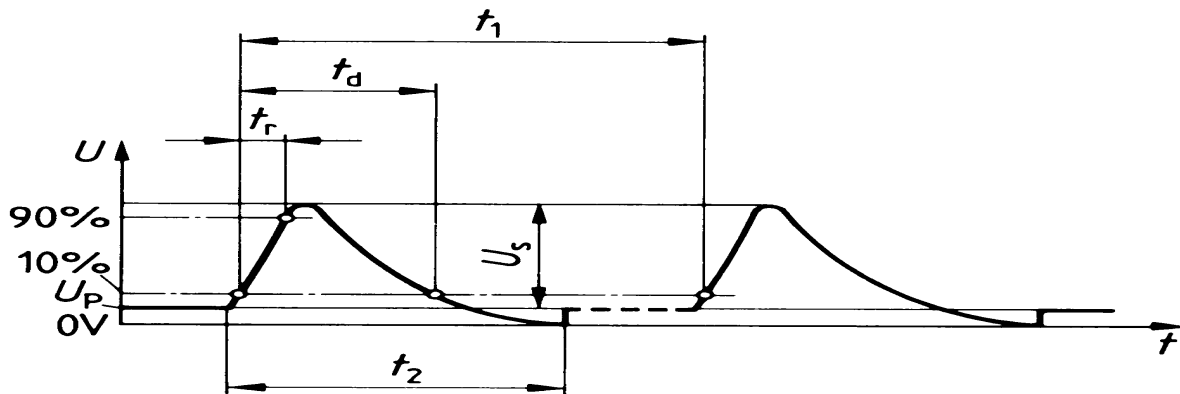
Die Prüfimpulse nach DIN 40839 Teil 1



Einstellwerte für 12-V-Bordnetzspannung

$U_s = 0$ bis -100 V	$t_r = 1$ μ s (bei $U_s = -100$ V)
$R_i = 10$ Ω	$t_1 = 0,5$ bis 5 s
$t_d = 2$ ms	$t_2 = 200$ ms
$t_3 = \leq 100$ μ s (kürzestmögliche Zeit zwischen dem Abschalten der Versorgungsquelle und dem Anlegen des Impulses ist anzustreben)	

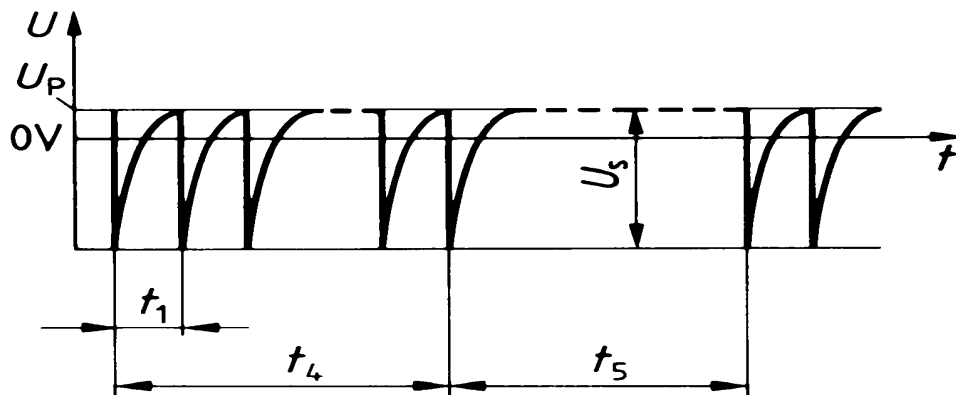
Bild A.1: Prüfimpuls 1 nach DIN 40839 Teil 1



Einstellwerte für 12-V-Bordnetzspannung

- $U_s = 0 \text{ bis } 100 \text{ V}$
- $R_i = 10 \Omega$
- $t_d = 0,05 \text{ ms}$
- $t_r = 1 \mu\text{s}$ (bei $U_s = 100 \text{ V}$)
- $t_1 = 0,5 \text{ bis } 5 \text{ s}$
- $t_2 = 200 \text{ ms}$

Bild A.2: Prüfimpuls 2 nach DIN 40839 Teil 1



Einstellwerte für 12-V-Bordnetzspannung

- $U_s = 0 \text{ bis } -150 \text{ V}$
- $R_i = 50 \Omega$
- $t_d = 0,1 \mu\text{s}$
- $t_r = 5 \text{ ns}$ (bei $U_s = -150 \text{ V}$)
- $t_1 = 100 \mu\text{s}$
- $t_4 = 10 \text{ ms}$
- $t_5 = 90 \text{ ms}$

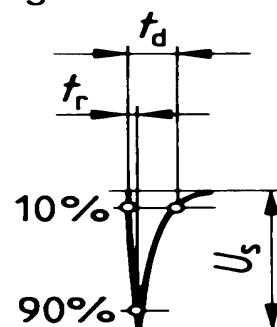
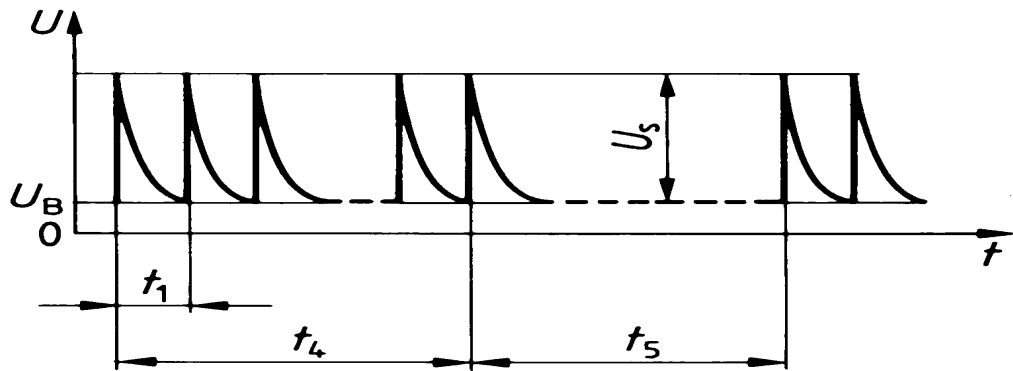


Bild A.3: Prüfimpuls 3a nach DIN 40839 Teil 1



Einstellwerte für 12-V-Bordnetzspannung

- $U_s = 0$ bis 100 V
- $R_i = 50 \Omega$
- $t_d = 0,1 \mu\text{s}$
- $t_r = 5 \text{ ns}$ (bei $U_s = 100 \text{ V}$)
- $t_1 = 100 \mu\text{s}$
- $t_4 = 10 \text{ ms}$
- $t_5 = 90 \text{ ms}$

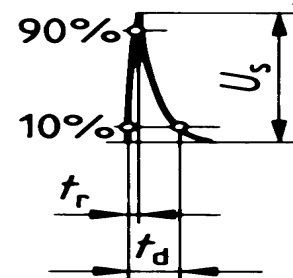
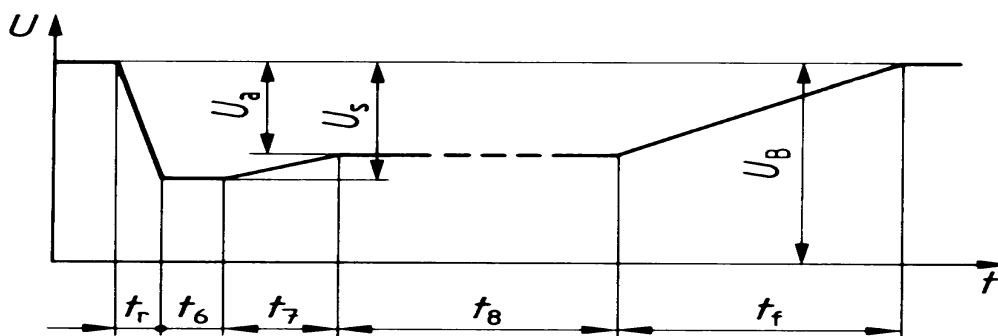


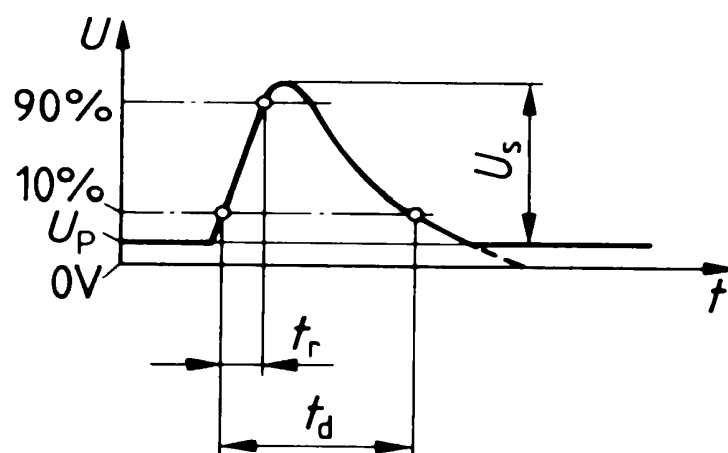
Bild A.4: Prüfpuls 3b nach DIN 40839 Teil 1



Einstellwerte für 12-V-Bordnetzspannung

- $U_B = 12 \text{ V}$
- $U_s = -4$ bis -6 V (An den Starterklemmen kann U_s einen Wert von -7 V annehmen. Es wird deshalb empfohlen, Bauteile, die empfindlich auf Spannungseinbrüche reagieren, nicht an diese Klemmen anzuschließen)
- $U_a = -2,5$ bis -5 V mit $|U_a| < |U_s|$
- $R_i = 0,01 \Omega$
- $t_6 = 15 \text{ ms}$
- $t_7 = 50 \text{ ms}$
- $t_8 = 0,5 \text{ s}$ bis 20 s
- $t_r = 5 \text{ ms}$ (für $U_s = -6 \text{ V}$)
- $t_f = 100 \text{ ms}$ (für $U_a = -5 \text{ V}$)

Bild A.5: Prüfpuls 4 nach DIN 40839 Teil 1



Einstellwerte für 12-V-Bordnetzspannung

$$U_s = 26,5 \text{ bis } 86,5 \text{ V}$$

$$R_i = 0,5 \text{ bis } 4 \Omega$$

$$t_d = 40 \text{ bis } 400 \text{ ms}$$

$$t_r = 0,1 \text{ bis } 10 \text{ ms}$$

Bild A.6: Prüfimpuls 5 nach DIN 40839 Teil 1

Anhang B

Anmerkungen zu Kapitel 3

B.1 Analytische Signale

Zur Herleitung des Begriffes der analytischen Signale geht man von einer typischen Empfängerkonstellation aus, wie sie in Bild B.1 dargestellt ist. Die Impulsantworten der Empfangsfilter sind durch

$$h_1(t) = h_0(t) \cdot \cos \omega_c t \quad (\text{B.1})$$

$$\hat{h}_1(t) = h_0(t) \cdot \sin \omega_c t \quad (\text{B.2})$$

beschrieben. In komplexer Schreibweise kann man diese Impulsantworten folgendermaßen zusammenfassen

$$h(t) = h_1(t) + j\hat{h}_1(t) = h_0(t) \cdot e^{j\omega_c t}. \quad (\text{B.3})$$

Hiermit ist folgende Formulierung für das Gesamtsystem möglich

$$\begin{aligned} x(t) &= x_1(t) + jx_2(t) \\ &= x_{BP}(t) * h_1(t) + jx_{BP}(t) * \hat{h}_1(t) \\ &= x_{BP}(t) * h(t) \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Geht man davon aus, dass $h(t)$ ein ideales Quadraturnetzwerk darstellt, so sind Real- und Imaginärteil von $x(t)$ zueinander hilberttransformiert

$$x(t) = x_1(t) + j\mathcal{H}\{x_1(t)\} = x_1(t) + j\hat{x}_1(t). \quad (\text{B.5})$$

Für das Spektrum von $x(t)$ gilt

$$\mathcal{F}\{x_1(t)\} = X_1(j\omega) \quad (\text{B.6})$$

$$\mathcal{F}\{\hat{x}_1(t)\} = -j \operatorname{sgn}(\omega) \cdot X_1(j\omega). \quad (\text{B.7})$$

Wegen der Linearität der Fouriertransformation gilt daher

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\{x(t)\} &= X_1(j\omega) + j[-j \operatorname{sgn}(\omega) \cdot X_1(j\omega)] \\ &= X_1(j\omega)[1 + \operatorname{sgn}(\omega)]. \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

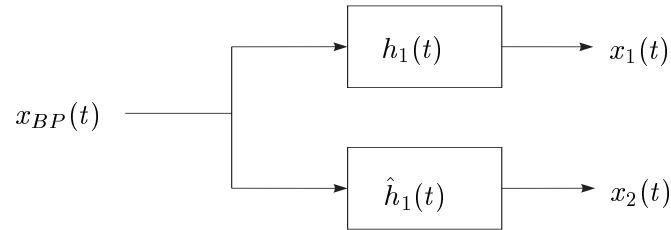


Bild B.1: Empfängerstruktur für ein Bandpaßsignal $x_{BP}(t)$

Damit ergibt sich aus Gleichung B.8

$$\mathcal{F}\{x_1(t) + j\hat{x}_1(t)\} = \begin{cases} 2X_1(j\omega) & \text{für } \omega > 0 \\ 0 & \text{für } \omega < 0. \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

Es kann also festgehalten werden, dass ein komplexes Zeitsignal, dessen Imaginärteil die Hilberttransformierte seines Realteils ist, ein Spektrum besitzt, das für negative Frequenzen verschwindet. Solche Signale nennt man analytische Signale.

Allgemein kann einem reellen Signal $x(t)$ ein analytisches Signal

$$x^+(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \quad (\text{B.10})$$

zugeordnet werden. Dann ist

$$x(t) = \Re\{x^+(t)\} \quad (\text{B.11})$$

$$\hat{x}(t) = \Im\{x^+(t)\}. \quad (\text{B.12})$$

Anhang C

Anmerkungen zu Kapitel 4

C.1 Anmerkungen zum LMS-Algorithmus

C.1.1 Herleitung des minimalen quadratischen Fehlers

Basierend auf einem Transversalfilter (siehe beispielsweise Bild 4.2) ergibt sich der Schätzfehler $e(n)$ zu

$$e(n) = d(n) - \sum_{k=0}^{M-1} w_k^* u(n-k). \quad (\text{C.1})$$

Hierbei ist $d(n)$ das gewünschte Ausgangssignal, w_0, w_1, \dots, w_{M-1} sind die Filterkoeffizienten und $u(n), u(n-1), \dots, u(n-M+1)$ sind die entsprechenden Eingangssignalwerte. Die Kostenfunktion J kann also folgendermaßen beschrieben werden

$$\begin{aligned} J &= E\{e(n)e^*(n)\} \\ &= E\{|d(n)|^2\} - \sum_{k=0}^{M-1} w_k^* E\{u(n-k)d^*(n)\} - \sum_{k=0}^{M-1} w_k E\{u^*(n-k)d(n)\} \\ &\quad + \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{M-1} w_k^* w_i E\{u(n-k)u^*(n-i)\}. \end{aligned} \quad (\text{C.2})$$

Diese Gleichung kann nun umgeformt werden, indem die Erwartungswertausdrücke vereinfacht werden. Es gilt

$$E\{|d(n)|^2\} = \sigma_d^2, \quad (\text{C.3})$$

wobei mit σ_d^2 die Varianz des gewünschten Ausgangssignals bezeichnet wird; Mittelwertfreiheit vorausgesetzt. Desweiteren ist

$$E\{u(n-k)d^*(n)\} = p(-k) \quad (\text{C.4})$$

$$E\{u^*(n-k)d(n)\} = p^*(-k). \quad (\text{C.5})$$

Hierbei bezeichnet $p(-k)$ die Kreuzkorrelation zwischen dem Eingangswert $u(n-k)$ und dem gewünschten Ausgangssignal $d(n)$. Schließlich kann geschrieben werden

$$E\{u(n-k)u^*(n-i)\} = r(i-k), \quad (\text{C.6})$$

mit $r(i-k)$ als Autokorrelationsfunktion der Eingangssignalwerte für den Zeitpunkt $i-k$.

Insgesamt kann mit den Gleichungen C.3 bis C.6 Gleichung C.2 folgendermaßen umgeschrieben werden

$$J = \sigma_d^2 - \sum_{k=0}^{M-1} w_k^* p(-k) + \sum_{k=0}^{M-1} w_k^* p^*(-k) + \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{M-1} w_k^* w_i r(i-k). \quad (\text{C.7})$$

Diese Gleichung kann in eine Matrixschreibweise überführt werden. Dazu sind folgende Notationen anzuwenden:

a) Für die Autokorrelationsmatrix gilt

$$\mathbf{u}(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-M+1)]^T \quad (\text{C.8})$$

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)\} \quad (\text{C.9})$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \cdots & r(M-1) \\ r^*(1) & r^*(0) & \cdots & r(M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r^*(M-1) & r^*(M-2) & \cdots & r(0) \end{bmatrix}. \quad (\text{C.10})$$

b) Für den Kreuzkorrelationsvektor gilt

$$\mathbf{p} = E\{\mathbf{u}(n)d^*(n)\} \quad (\text{C.11})$$

$$\mathbf{p} = [p(0), p(-1), \dots, p(1-M)]^T. \quad (\text{C.12})$$

Setzt man diese Ausdrücke in Gleichung C.7 ein, so ergibt sich

$$J(\mathbf{w}) = \sigma_d^2 - \mathbf{w}^H \mathbf{p} - \mathbf{p}^H \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}. \quad (\text{C.13})$$

Da die Autokorrelationsmatrix \mathbf{R} positiv definit ist, existiert die inverse Matrix \mathbf{R}^{-1} , so dass die Kostenfunktion J nun folgendermaßen geschrieben werden kann

$$J(\mathbf{w}) = \sigma_d^2 - \mathbf{p}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} + (\mathbf{w} - \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p})^H \mathbf{R} (\mathbf{w} - \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}). \quad (\text{C.14})$$

Aus dieser Gleichung ist sofort erkennbar, dass die Kostenfunktion minimal wird, wenn die Wiener-Lösung

$$\mathbf{w}_0 = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (\text{C.15})$$

eingesetzt wird, so dass für die minimale Kostenfunktion gilt

$$J_{min} = \sigma_d^2 - \mathbf{p}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (\text{C.16})$$

$$= \sigma_d^2 - \mathbf{p}^H \mathbf{w}_0. \quad (\text{C.17})$$

C.1.2 Der Gradientenvektor ∇J

Ausgehend von komplexen Eingangswerten sind auch die Filterkoeffizienten als komplex zu betrachten. Somit gilt für den k -ten Filterkoeffizienten

$$w_k = a_k + jb_k, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{C.18})$$

Damit kann der Gradientenoperator des k -ten Elements folgendermaßen definiert werden

$$\nabla_k = \frac{\delta}{\delta a_k} + j \frac{\delta}{\delta b_k}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{C.19})$$

Wendet man diesen Operator nun auf die Kostenfunktion an, so ergibt sich folgender Ausdruck

$$\nabla_k J = \frac{\delta J}{\delta a_k} + j \frac{\delta J}{\delta b_k}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{C.20})$$

Daraus ergibt sich schließlich

$$\nabla J(n) = \begin{bmatrix} \frac{\delta J(n)}{\delta a_0(n)} + j \frac{\delta J(n)}{\delta b_0(n)} \\ \frac{\delta J(n)}{\delta a_1(n)} + j \frac{\delta J(n)}{\delta b_1(n)} \\ \vdots \\ \frac{\delta J(n)}{\delta a_{M-1}(n)} + j \frac{\delta J(n)}{\delta b_{M-1}(n)} \end{bmatrix} \quad (\text{C.21})$$

$$= -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w}(n). \quad (\text{C.22})$$

C.1.3 Herleitung des NLMS-Algorithmus

Ausgehend vom Koeffizienteneingangsvektor $\mathbf{u}(n)$ und der gewünschten Antwort $d(n)$ kann die Änderung des Koeffizientenvektor $\hat{\mathbf{w}}(n+1)$ beschrieben werden, als

$$\delta \hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n+1) - \hat{\mathbf{w}}(n), \quad (\text{C.23})$$

wobei auch hier gilt

$$\hat{\mathbf{w}}^H(n+1)\mathbf{u}(n) = d(n). \quad (\text{C.24})$$

Die quadratische Norm der Änderung des Koeffizientenvektors $\hat{\mathbf{w}}(n+1)$ kann folgendermaßen ausgedrückt werden

$$\begin{aligned} \|\delta \hat{\mathbf{w}}(n+1)\|^2 &= \delta \hat{\mathbf{w}}^H(n+1) \delta \hat{\mathbf{w}}(n+1) \\ &= [\hat{\mathbf{w}}(n+1) - \hat{\mathbf{w}}(n)]^H [\hat{\mathbf{w}}(n+1) - \hat{\mathbf{w}}(n)] \end{aligned} \quad (\text{C.25})$$

$$= \sum_{k=0}^{M-1} |\hat{w}_k(n+1) - \hat{w}_k(n)|^2. \quad (\text{C.26})$$

Nun führt man für die Koeffizienten $\hat{w}_k(n)$, den Koeffizienteneingangsvektor $\mathbf{u}(n)$ und die gewünschte Antwort $d(n)$ die komplexe Schreibweise ein

$$\hat{w}_k(n) = a_k(n) + jb_k(n), \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (\text{C.27})$$

$$u(n-k) = u_1(n-k) + ju_2(n-k) \quad (\text{C.28})$$

$$d(n) = d_1(n) + jd_2(n). \quad (\text{C.29})$$

Es gilt nun für Gleichung C.25

$$\|\delta \hat{\mathbf{w}}(n+1)\|^2 = \sum_{k=0}^{M-1} ([a_k(n+1) - a_k(n)]^2 + [b_k(n+1) - b_k(n)]^2). \quad (\text{C.30})$$

Desweiteren kann Gleichung C.24 folgendermaßen geschrieben werden:

$$\sum_{k=0}^{M-1} (a_k(n+1)u_1(n-k) + b_k(n+1)u_2(n-k)) = d_1(n) \quad (\text{C.31})$$

$$\sum_{k=0}^{M-1} (a_k(n+1)u_2(n-k) - b_k(n+1)u_1(n-k)) = d_2(n). \quad (\text{C.32})$$

Kombiniert man die Ausdrücke C.30, C.31 und C.32, so erhält man die nachfolgende Kostenfunktion:

$$\begin{aligned} J(n) = & \sum_{k=0}^{M-1} ([a_k(n+1) - a_k(n)]^2 + [b_k(n+1) - b_k(n)]^2) \\ & + \lambda_1 [d_1(n) - \sum_{k=0}^{M-1} (a_k(n+1)u_1(n-k) + b_k(n+1)u_2(n-k))] \\ & + \lambda_2 [d_2(n) - \sum_{k=0}^{M-1} (a_k(n+1)u_2(n-k) - b_k(n+1)u_1(n-k))], \end{aligned} \quad (\text{C.33})$$

wobei λ_1 und λ_2 sogenannte Lagrange Multiplizierer sind. Um die optimalen Werte für $a_k(n+1)$ und $b_k(n+1)$ zu ermitteln, ist die Kostenfunktion nach diesen Werten zu differenzieren und anschließend gleich Null zu setzen. Das Ergebnis der Differentiationen ist

$$2[a_k(n+1) - a_k(n)] - \lambda_1 u_1(n-k) - \lambda_2 u_2(n-k) = 0 \quad (\text{C.34})$$

$$2[b_k(n+1) - b_k(n)] - \lambda_1 u_2(n-k) + \lambda_2 u_1(n-k) = 0. \quad (\text{C.35})$$

Faßt man diese Ergebnisse wieder zur komplexen Schreibweise zusammen, so ergibt sich der folgende Ausdruck:

$$2[\hat{w}_k(n+1) - \hat{w}_k(n)] = \lambda^* u(n-k), \quad k = 0, 1, \dots, M-1. \quad (\text{C.36})$$

wobei der Lagrange-Multiplizierer jetzt komplex geschrieben ist; $\lambda = \lambda_1 + j\lambda_2$. Nun wird $u^*(n-k)$ auf beiden Seiten der Gleichung multipliziert und die Summe über alle Integerwerte von k von 0 bis $M-1$ gebildet

$$\begin{aligned}\lambda^* &= \frac{2}{\sum_{k=0}^{M-1} |u(n-k)|^2} \left[\sum_{k=0}^{M-1} \hat{w}_k(n+1)u^*(n-k) - \sum_{k=0}^{M-1} \hat{w}_k(n)u^*(n-k) \right] \\ &= \frac{2}{\|\mathbf{u}(n)\|^2} [\hat{\mathbf{w}}^T(n+1)\mathbf{u}^*(n) - \hat{\mathbf{w}}^T(n)\mathbf{u}^*(n)],\end{aligned}\quad (\text{C.37})$$

wobei $\|\mathbf{u}(n)\|^2$ die euklidische Norm des Koeffizienteneingangsvektors ist. Unter Nutzung von Gleichung C.24 kann nun geschrieben werden

$$\lambda^* = \frac{2}{\|\mathbf{u}(n)\|^2} [d^*(n) - \hat{\mathbf{w}}^T(n)\mathbf{u}^*(n)]. \quad (\text{C.38})$$

Da für den Schätzfehler $e(n)$

$$e(n) = d(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n)\mathbf{u}(n) \quad (\text{C.39})$$

gilt, kann für den komplexen Lagrange-Multiplizierer folgendes geschrieben werden

$$\lambda^* = \frac{2}{\|\mathbf{u}(n)\|^2} e^*(n). \quad (\text{C.40})$$

Ersetzt man nun den Lagrange-Multiplizierer in Gleichung C.36, so erhält man den folgenden Ausdruck

$$\delta \hat{w}_k(n+1) = \hat{w}_k(n+1) - \hat{w}_k(n) \quad (\text{C.41})$$

$$= \frac{1}{\|\mathbf{u}(n)\|^2} u(n-k)e^*(n), \quad k = 0, 1, \dots, M-1. \quad (\text{C.42})$$

In der Vektorschreibweise bedeutet das

$$\begin{aligned}\delta \hat{\mathbf{w}}(n+1) &= \hat{\mathbf{w}}(n+1) - \hat{\mathbf{w}}(n) \\ &= \frac{1}{\|\mathbf{u}(n)\|^2} \mathbf{u}(n)e^*(n).\end{aligned}\quad (\text{C.43})$$

Führt man nun noch einen positiven reellwertigen Faktor ein, so ergibt sich die folgende Gleichung

$$\delta \hat{\mathbf{w}}(n+1) = \frac{\tilde{\mu}}{\|\mathbf{u}(n)\|^2} \mathbf{u}(n)e^*(n). \quad (\text{C.44})$$

Dieser Ausdruck kann nunmehr in äquivalenter Schreibweise folgendermaßen geschrieben werden

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \frac{\tilde{\mu}}{\|\mathbf{u}(n)\|^2} \mathbf{u}(n)e^*(n). \quad (\text{C.45})$$

Diese Gleichung beschreibt die Rekursion des NLMS-Algorithmus.

C.2 Anmerkungen zum RLS-Algorithmus

C.2.1 Das Lemma zur Matrixinversion

Gegeben seien zwei positiv definite $M \times M$ -Matrizen \mathbf{A} und \mathbf{B} die in folgender Beziehung zueinander stehen

$$\mathbf{A} = \mathbf{B}^{-1} + \mathbf{C}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{C}^H, \quad (\text{C.46})$$

wobei \mathbf{D} eine weitere positiv definite $N \times M$ -Matrix und \mathbf{C} eine $M \times N$ -Matrix ist. Bezugnehmend auf die Matrixinversion nach dem Lemma kann die inverse Matrix \mathbf{A}^{-1} nun folgendermaßen beschrieben werden

$$\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{B} - \mathbf{B}\mathbf{C}(\mathbf{D} + \mathbf{C}^H\mathbf{B}\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^H\mathbf{B}. \quad (\text{C.47})$$

C.2.2 Der Verstärkungsvektor $\mathbf{k}(n)$

Durch Umformung von Gleichung 4.36 erhält man

$$\mathbf{k}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n) \quad (\text{C.48})$$

$$= [\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)]\mathbf{u}(n). \quad (\text{C.49})$$

Wie man leicht sieht, entspricht der Klammerausdruck in der vorgenannten Gleichung der inversen Autokorrelationsmatrix $\mathbf{P}(n)$ (gemäß Gleichung 4.37), so dass sich für den Verstärkungsvektor der nachfolgende Ausdruck ergibt

$$\mathbf{k}(n) = \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n). \quad (\text{C.50})$$

C.3 Anmerkungen zur Blinden Entzerrung

C.3.1 Definition des Bussgang-Prozesses

Ein Zufallsprozess $y(n)$ ist ein Bussgang-Prozess, wenn er die folgende Bedingung erfüllt

$$E\{y(n)y(n-k)\} = E\{y(n)g(y(n-k))\}, \quad (\text{C.51})$$

wobei die Funktion $g(\cdot)$ eine gedächtnislose Nichtlinearität ist. Anders ausgedrückt kann man sagen, dass ein Bussgang-Prozess die Eigenschaft hat, dass seine Autokorrelationsfunktion gleich der Kreuzkorrelationsfunktion dieses Prozesses und dem Ausgang der gedächtnislosen Nichtlinearität dieses Prozesses ist [25].

C.3.2 Herleitungen zum Eigenvektor-Algorithmus (EVA)

Man geht von Gleichung 4.61

$$c_4^{x_0, x_1, x_2, x_3}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = \gamma_4^d \sum_{\nu} q_0^*(\nu) q_1^*(\nu + \lambda_1) q_2(\nu + \lambda_2) q_3(\nu + \lambda_3) \quad (\text{C.52})$$

aus. In Analogie zu den Gleichungen 4.62 und 4.63 legt man folgendes fest

$$x_0(n) = x_2(n) = z(n) = \sum_{\nu} s(\nu) d(n - \nu)$$

$$x_1(n) = x_3(n) = u(n) = \sum_{\nu} h(\nu) d(n - \nu).$$

Damit ergibt sich dann für $c_4^{zu}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$ der hier dargestellte Ausdruck

$$c_4^{zu}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = \gamma_4^d \sum_{\nu} s^*(\nu) s(\nu + \lambda_2) h^*(\nu + \lambda_1) h(\nu + \lambda_3). \quad (\text{C.53})$$

Berechnet man nun die i_1 -te Komponente, so ergibt sich

$$\sum_{i_2} c_4^{zu}(-i_1, 0, -i_2) = \sum_{i_2} \gamma_4^d \sum_n |s(n)|^2 h^*(n - i_1) h(n - i_2). \quad (\text{C.54})$$

In der Matrixschreibweise ergibt dies

$$\mathbf{C}_4^{zu} = \gamma_4^d \sum_n |s(n)|^2 \mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^*. \quad (\text{C.55})$$

Schätzung von \mathbf{R}_{uu} und \mathbf{C}_4^{zu}

Eine Schätzung für diese Matrizen ergibt sich aus L empfangenen Daten $u(0), \dots, u(L-1)$ nach [42] zu

$$\hat{\mathbf{R}} \triangleq \frac{1}{L-l} \sum_{n=l}^{L-1} \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^*(n) \quad \text{mit} \quad \mathbf{u}^*(n) \triangleq [u(n), u(n-1), \dots, u(n-l)] \quad (\text{C.56})$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{C}}_4^{zu} \triangleq & \frac{1}{L-l} \left(\sum_{n=l}^{L-1} |y(n)|^2 \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^*(n) \right) - \frac{1}{(L-l)^2} \left[\left(\sum_{n=l}^{L-1} |y(n)|^2 \right) \cdot \left(\sum_{n=l}^{L-1} \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^*(n) \right) \right. \\ & + \left(\sum_{n=l}^{L-1} \mathbf{u}(n) y^*(n) \right) \cdot \left(\sum_{k=l}^{L-1} \mathbf{u}^*(k) y(k) \right) \\ & \left. + \left(\sum_{n=l}^{L-1} \mathbf{u}(n) y(n) \right) \cdot \left(\sum_{n=l}^{L-1} \mathbf{u}^*(n) y^*(n) \right) \right] \quad (\text{C.57}) \end{aligned}$$

Anhang D

Anmerkungen zu Kapitel 5

System	Störszenario 1	Störszenario 2	Störszenario 3
A1	-4.1	-20.55	-17.19
B1	11.38	-7.42	-0.13
C1	25.17	12.17	21
A2	-13.13	-21.35	-16.25
B2	11.31	-4.9	1.75
C2	23.52	11.52	20.62

Tabelle D.1: Signalstörabstand für Tabelle 5.3

In der folgenden Tabelle sind die Ergebnisse der Simulationen entsprechend den Parametern aus Abschnitt 5.2.2 dargestellt. Im Gegensatz zu den Ergebnissen in Tabelle 5.3 handelt es sich nun um die Resultate des Übertragungskanals zwischen zentralem Steuergerät und dem Fensterheber.

System		Störszenario 1		Störszenario 2		Störszenario 3	
		Godard-1 P_{bit}	NLMS P_{bit}	Godard-1 P_{bit}	NLMS P_{bit}	Godard-1 P_{bit}	NLMS P_{bit}
A1	uncodiert	$2.6 \cdot 10^{-3}$	$2.7 \cdot 10^{-3}$	$19.1 \cdot 10^{-3}$	$9.5 \cdot 10^{-3}$	$8.4 \cdot 10^{-3}$	$3.7 \cdot 10^{-3}$
	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$4.3 \cdot 10^{-3}$	$2.2 \cdot 10^{-4}$	$1.2 \cdot 10^{-3}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
B1	uncodiert	$2.6 \cdot 10^{-3}$	$2.8 \cdot 10^{-3}$	$5.7 \cdot 10^{-3}$	$5.6 \cdot 10^{-3}$	$3.5 \cdot 10^{-3}$	$3.3 \cdot 10^{-3}$
	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$9.6 \cdot 10^{-5}$	$4 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
C1	uncodiert	$2.1 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$4.3 \cdot 10^{-3}$	$4.4 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$3.1 \cdot 10^{-3}$
	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$3.2 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
A2	uncodiert	$9.2 \cdot 10^{-3}$	$8.8 \cdot 10^{-3}$	$50.1 \cdot 10^{-3}$	$29 \cdot 10^{-3}$	$15.4 \cdot 10^{-3}$	$10.6 \cdot 10^{-3}$
	codiert	$2.64 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-5}$	$4.4 \cdot 10^{-3}$	$1.6 \cdot 10^{-3}$	$3.2 \cdot 10^{-4}$	$4.9 \cdot 10^{-3}$
B2	uncodiert	$6.9 \cdot 10^{-3}$	$5.8 \cdot 10^{-3}$	$16.8 \cdot 10^{-3}$	$14.2 \cdot 10^{-3}$	$5.9 \cdot 10^{-3}$	$5.9 \cdot 10^{-3}$
	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-4}$	$1.9 \cdot 10^{-4}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$
C2	uncodiert	$4.4 \cdot 10^{-3}$	$3.7 \cdot 10^{-3}$	$9.4 \cdot 10^{-3}$	$8.2 \cdot 10^{-3}$	$5.5 \cdot 10^{-3}$	$5.5 \cdot 10^{-3}$
	codiert	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$7.8 \cdot 10^{-5}$	$4 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$	$< 2 \cdot 10^{-5}$

Tabelle D.2: Zusammenstellung der Simulationsergebnisse der Kanals zwischen zentralem Steuergerät und Fensterheber

Abkürzungsverzeichnis

ABS	Anti-Blockier-System
AGC	Automatic Gain Control
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
CAN	Controller Area Network
CDMA	Code Division Multiple Access
CMA	Constant Modulus Algorithm
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance
CSMA/CD	Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection
DQPSK	Differential Quaternary Phase Shift Keying
DS	Direct Sequence
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EVA	Eigenvektor Algorithmus
EVU	Energieversorgungsunternehmen
FH	Frequency-Hopped
FSK	Frequency Shift Keying
HOS	Higher Order Statistics
ISI	Intersymbolinterferenzen
LMS	Least Mean Square
MSE	Minimum Squared Error
NLMS	Normalized Least Mean Square
NMT	Netzwerkmanagement
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PDA	Personal Digital Assistant
PLC	Powerline Communication
PN	Pseudo-Noise
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadratur Amplituden Modulation
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RLS	Recursive Least Squares
SNR	Signalstörabstand; Signal-to-Noise Ratio
TEM	Transversal-elektromagnetisch
TRT	Tonfrequenz-Rundsteuertechnik

Verzeichnis wichtiger Symbole

a	Amplitude bei der Störimpulsbeschreibung
$\mathcal{A}(f)$	Auslöschungen
\mathbf{a}	Codewort
$\Pi(t)$	Diracstoßfolge
B	Bandbreite
B_e	Spreizgewinn
$\mathcal{B}_{\ddot{u}}(f)$	Funktion zur Bestimmung der Übertragungsqualität
$\mathcal{B}_{\ddot{u},\text{opt}}(f)$	Bedingung für optimale Übertragungsqualität
b	Abklingdauer bei der Störimpulsbeschreibung
$\beta(n, i)$	Gewichtungsfaktor
\mathbf{C}_4^{zu}	Matrixschreibweise des Kreuzkumulanten c_4^{zu}
$c_4^{x_0, x_1, x_2, x_3}$	Kreuzkumulanten
$c_{\mathcal{A}}, c_{\mathcal{D}}, c_{\mathcal{I}}, c_{\mathcal{K}}$	Gewichtungsfaktoren
$\mathcal{D}(f)$	Dämpfung
$d(n)$	wertediskrete Datenfolge
d', d''	reelle Datenwerte
$\hat{d}(n)$	Ausgangssignal am nichtlinearen Schätzer
δ	Initialisierungsfaktor
$e(n)$	Schätzfehler
η	Musterfunktion innerhalb des Scharmittelwertes eines Zufallsprozesses
\mathcal{E}	Kostenfunktion
$F_z(t)$	Wahrscheinlichkeitsverteilung
f_c	Trägerfrequenz
f_p	Oszillationsfrequenz bei der Störimpulsbeschreibung
$f_z(t)$	Wahrscheinlichkeitsdichte
$G_{\text{cos}}(f)$	Übertragungsfunktion des Wurzel-Kosinus-Roll-Off Filters
$g(t)$	Impulsantwort
$g(y(n))$	gedächtnisloser, nichtlinearer Schätzer
γ_3	Skewness
γ_4	Kurtosis

H_{dB}	Betrag der Übertragungsfunktion in dB
$H(f)$	Übertragungsfunktion allgemein
$H_K(f)$	Übertragungsfunktion des Kanals
h_k	Impulsantwort des Übertragungskanals
h_n	Impulsantwort des Störübertragungskanals
$\mathcal{I}(f)$	Impulsstörungen
ISI_{EVA}	RestISI
$J(n)$	Kostenfunktion
$\mathcal{K}(f)$	Kosten
$\mathbf{k}(n)$	Verstärkungsvektor
k_g, k_o, k_u	Grenzwerte bei der Störungsdetektion
$L_N(f)$	spektrale Leistungsdichte des Störsignals
$L_S(f)$	spektrale Leistungsdichte des Nutzsignals
l_b	Länge eines Bündelfehlers
l_k	Länge eines Infowortes
l_n	Blocklänge des Blockcodes
l_t	Länge eines Bündelfehlers, der vom Blockcode korrigiert werden kann
λ	mittlere Anzahl von Ereignissen in einer Zeiteinheit
λ_{max}	größter Eigenwert der Autokorrelationsmatrix \mathbf{R}
$\Lambda(t)$	Dreieckimpuls
m	Mittelwert
m_x	Mittelwert von x
$\mu, \tilde{\mu}$	Schrittweitenfaktor
$N(f)$	Störleistung
$n(n)$	wertediskrete Datenfolge in der Regel Störung
$n_{exp}(t)$	exponentieller Störimpuls
$n_{tri}(t)$	dreieckförmiger Störimpuls
ω_p	Oszillationsfrequenz bei der Störimpulsbeschreibung
$P(k, t)$	Wahrscheinlichkeit
P_{bit}	Bitfehlerrate
P_{coeff}	Koeffizienteneingangsleistung
$\tilde{P}_{xx}^{(i)}(f)$	Leistungsdichtespektrum eines Datensegmentes $x_i(n)$
$P_{xx}^W(f)$	Leistungsdichtespektrum nach der Methode von Welch
$\mathbf{P}(n)$	inverse Autokorrelationsmatrix
\mathbf{p}	Kreuzkorrelationsvektor
$\hat{\mathbf{p}}$	Schätzung des Kreuzkorrelationsvektors
φ	Phasenwert
$\varphi_{nn}(\tau)$	Autokorrelationsfunktion des Einzelstörimpulses $n(t)$
$\varphi_{PoPo}(\tau)$	Autokorrelationsfunktion der poissonverteilten Diracstoßfolge

$\varphi_{tritri}(\tau)$	Autokorrelationsfunktion des Dreieckstörimpulses $n_{tri}(t)$
$\Phi(n)$	Autokorrelationsmatrix mit Gewichtungsfaktor
$q(n)$	Gesamtimpulsantwort beim EVA-Algorithmus
R	Informationsrate
R_b	Bitrate
\mathbf{R}	Autokorrelationsmatrix
$\hat{\mathbf{R}}$	Schätzung der Autokorrelationsmatrix
R_p	konstanter Faktor beim Godard-p-Algorithmus
r	roll-off-Faktor
$r_{xx}(0)$	Leistung am Entzerrerausgang
$S(f)$	Signalleistung
$s(n)$	Gesamtimpulsantwort beim EVA-Algorithmus
$s(t)$	Signal
$\text{SNR}(f)$	Signal-Störleistungsverhältnis
σ^2	Varianz
σ_x^2	Varianz von x
T, T_S, T_{sym}	Symboldauer
T_{imp}	Dauer der Impulsstörung
T_{tri}	Parameter des Dreieckimpulses
u	unabhängige Zufallsgröße
\mathbf{u}	Infowort
$\hat{\mathbf{u}}$	Schätzung des Infoworts
$\mathbf{u}(n)$	Eingangsvektor zur Zeit n
v	unabhängige Zufallsgröße
\mathbf{w}	Koeffizientenvektor
\mathbf{w}_{EVA}	Koeffizientenvektor der EVA-Lösung
\mathbf{w}_{MSE}	Koeffizientenvektor der MSE-Lösung
$\hat{\mathbf{w}}$	Schätzung des Koeffizientenvektors
$\mathbf{x}(\eta, t)$	Zufallsprozess
$x^+(t)$	analytisches Signal
ξ	<i>a priori</i> Schätzfehler
\mathbf{y}	Empfangswort
$y(n)$	Ausgangssignal des Entzerrers
$\mathbf{z}(\eta, k)$	Zufallsprozess der Zwischenzeiten
$\mathbf{z}(n)$	Kreuzkorrelationsmatrix mit Gewichtungsfaktor

Literaturverzeichnis

- [1] ARZBERGER, M. ; DOSTERT, Klaus ; WALDECK, Torsten ; ZIMMERMANN, Manfred: Fundamental properties of the low voltage power distribution grid. In: *International Symposium on Power-Line Communications and its applications*. Essen, April 1997, S. 45–50
- [2] BAGSCHIK, Peter ; LAWRENZ, Wolfhard ; LAWRENZ, Wolfhard (Hrsg.): *CAN - controller area network*. Heidelberg : Hüthig, 1997
- [3] BÖHME, Johann F.: *Stochastische Signale*. Stuttgart : B. G. Teubner, 1993
- [4] BOSS, Dieter ; JELONNEK, Björn ; KAMMEYER, Karl-Dirk: Generalized Eigenvector Algorithm for Blind Equalization. In: *ELSEVIER Signal Processing* Bd. 61. 1997, S. 237–264
- [5] BOSSERT, Martin ; PROF. DR.-ING. FLIEGE, Norbert (Hrsg.): *Kanalcodierung*. Stuttgart : B. G. Teubner, 1992 (Informationstechnik)
- [6] CAN Stand 11H Rev. 1.3. Lastenheft BMW AG. Mai 1997
- [7] CHAN, Christina K. ; GOOCH, Richard P. ; KRISHNAMURTHY, Giridhar ; SHYNK, John J.: A Comparative Performance Study of Several Blind Equalization Algorithms. In: *SPIE* (1991), Nr. 1565, S. 102–117
- [8] ConnectedDrive - <http://www.connecteddrive.com>. Online-Information der BMW Group. Nov. 2000
- [9] DIN 40839 Teil 1; Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) in Strassenfahrzeugen, Leitungsgeführte impulsförmige Störungen auf Versorgungsleitungen in 12-V- und 24-V-Bordnetzen. Okt. 1992
- [10] DOSTERT, Klaus: Telecommunications over the power distribution grid - possibilities and limitations. In: *International Symposium on Power-Line Communications and its applications*. Essen, April 1997, S. 1–9
- [11] DOSTERT, Klaus: EMC Aspects of High Speed Powerline Communications. In: *Proc. of 15. International Wroclaw Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility*. Warschau, Juni 2000, S. 98–102
- [12] DOSTERT, Klaus ; HALLDORSSON, Ulfur R.: Modulation für Powerline. In: *Funkschau* (1998), Nr. 6, S. 56–61

- [13] DOSTERT, Klaus ; WALDECK, Torsten ; ZIMMERMANN, Manfred: Konzepte für Powerline-Kommunikationssysteme. In: *Funkschau* (1998), Nr. 14, S. 40–43
- [14] DOSTERT, Klaus ; ZIMMERMANN, Manfred: Sprache über die Stromleitung. In: *Funkschau* (1998), Nr. 4, S. 22–27
- [15] DOSTERT, Klaus ; ZIMMERMANN, Manfred: A Multi-Path Signal Propagation Model for the Power Line Channel in the High Frequency Range. In: *Proc. of the 3rd International Symposium on Power-Line Communications*. Lancaster, 1999, S. 45–51
- [16] DOSTERT, Klaus ; ZIMMERMANN, Manfred: An Analysis of the Broadband Noise Scenario in Powerline Networks. In: *Proc. of the 4th International Symposium on Powerline Communications and its Applications*. Limerick, April 2000, S. 131–138
- [17] DOSTERT, Klaus ; ZIMMERMANN, Manfred: Die Kapazität von Powerline Kanälen unter Berücksichtigung von Beschränkungen der Sendeleistung und der nutzbaren Frequenzbereiche. In: *Kleinheubacher Berichte* Bd. 43, 2000, S. 58–66
- [18] ENDRES, Thomas J. ; JOHNSON, Jr. ; SCHNITER, Philip: Blind Equalization Using the Constant Modulus Criterion: A Review. In: *IEEE Proceedings, Special Issue on Blind Estimation*. 1998
- [19] ETSCHBERGER, Konrad ; ETSCHBERGER, Konrad (Hrsg.): *Controller-Area-Network*. 2. München : Carl Hanser Verlag München Wien, 2000
- [20] FRIEDRICH, Reiner. Die Elektrik/Elektronik der neuen 3er Limousine. Vortrag bei der BMW AG. Januar 1998
- [21] FRIEDRICHS, Bernd ; PROF. DR.-ING. DR.-ING. E.H. MARKO, Hans (Hrsg.) ; PROF. DR.-ING. HAGENAUER, Joachim (Hrsg.): *Kanalcodierung*. Berlin : Springer-Verlag, 1996 (Information und Kommunikation)
- [22] GODARD, Dominique N.: Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. In: *IEEE Transactions on Communications* (1980), Nov., Nr. 28, S. 1867–1875
- [23] GS 95002; Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) Anforderungen und Prüfungen. Konzern Norm BMW AG. Oktober 1999
- [24] HÄNSLER, Eberhard: *Statistische Signale*. Berlin : Springer-Verlag, 1991
- [25] HAYKIN, Simon: *Adaptive Filter Theory*. 3. Upper Saddle River, New Jersey : Prentice Hall, 1996 (Prentice-Hall information and system sciences series)
- [26] HENSEN, Christian ; SCHULZ, Wolfgang: High-Speed Data Rate Communication via Power Distribution Network Using DS-CDMA Technique. In: *IEEE Conference on Universal personal communications*. San Diego, 1997, S. 805–808
- [27] HILLMAYR, Heinrich: *Analyse und Implementierung eines Powerline Communication Systems im Kraftfahrzeug*. München, Technische Universität München - Lehrstuhl für Integrierte Schaltungen, Diplomarbeit, Januar 2001

- [28] HOFMEIR, Stefan: Daten-Highways für die letzte Meile. In: *Funkschau* (1999), Nr. 5, S. 56–58
- [29] SSC P485 PL Transceiver IC von Intellon. Technical Data Sheet. Juli 1998
- [30] Intellon for Vehicles. Vortrag bei der BMW AG. 1999
- [31] ISO-WD 11898 Teil 1 bis 3 Controller Area Network. 1999
- [32] JELONNEK, Björn ; KAMMEYER, Karl-Dirk: Eigenvector Algorithm for Blind Equalization. In: *Proc. IEEE Signal Proc. Workshop on Higher-Order Statistics*. South Lake Tahoe, Kalifornien, Juni 1993, S. 19–23
- [33] JELONNEK, Björn ; KAMMEYER, Karl-Dirk: A Closed-Form Solution to Blind Equalization. In: *ELSEVIER Signal Processing* Bd. 36. 1994, S. 251–259
- [34] JOHNSON, Jr. ; SCHNITER, Philip: Bounds for the MSE Performance of Constant Modulus Estimators. In: *IEEE Transactions on Informations Theory* (1999), June
- [35] KALLENBORN, Ralf ; WILHELM, Dirk: Internetzugang aus der Steckdose wird bald Realität. In: *ntz* (1999), Nr. 3, S. 18–20
- [36] KAMMEYER, Karl-Dirk ; PROF. DR.-ING. FLIEGE, Norbert (Hrsg.): *Nachrichtenübertragung*. Stuttgart : B. G. Teubner, 1992 (Informationstechnik)
- [37] KAMMEYER, Karl-Dirk: Geschlossene Lösungen zur blinden Entzerrung und Systemidentifikation. In: *Frequenz* 54 (1995)
- [38] KISTNER, Hans P.: Daten über Stromnetze. In: *Funkschau* (1998), Nr. 12, S. 22–27
- [39] KISTNER, Hans P. ; PAULER, Wolfgang: Powerline auf dem Prüfstand. In: *Funkschau* (1999), Nr. 10, S. 28–33
- [40] KÜHN, Wolfgang ; LASKE, Lothar ; WALZIK, Werner: *EMV in der Kfz-Technik - Störquellen, Koppelmechanismen, Meßmethoden, Meßmittel, EMV-Vorschriften*. Poing : Franzis Verlag GmbH, 1995
- [41] LÜKE, Hans D.: *Signalübertragung*. 5. Berlin : Springer-Verlag, 1992
- [42] MANOLAKIS, Dimitris G. ; PROAKIS, John G.: *Digital Signal Processing*. 3. Upper Saddle River, New Jersey : Prentice Hall, 1996
- [43] MARYANKA, Yair: QDC10 channel Encoder/Decoder. Juni 1999. – Information von YAMAR Electronics Ltd.
- [44] MARYANKA, Yair: DCB250 channel encoder/decoder. Juni 2000. – Information von YAMAR Electronics Ltd.
- [45] MÄUSL, Rudolf: *Digitale Modulationsverfahren*. 4. Heidelberg : Hüthig, 1995
- [46] Konsortium für neuen Bordnetz-Standard im Fahrzeug gegründet. Pressemitteilung der BMW Group. Januar 2001

- [47] PROAKIS, John G.: *Digital Communications*. 3. McGraw-Hill, Inc., 1995
- [48] REINING, Thomas: *Aufbau eines automobiltauglichen Prototypsystems zur Demonstration eines neuartigen, fahrzeuginternen Kommunikationsverfahrens*. München, Universität der Bundeswehr (FH), Diplomarbeit, April 2000
- [49] RUSE, Holger: *Fortschrittberichte VDI/Reihe 10*. Bd. 185 : Spread-Spectrum-Technik zur störsicheren digitalen Datenübertragung über Stromversorgungsnetze. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1991
- [50] <http://www.powerlinenet.de/>. Online Information der RWE Powerline GmbH. 2000
- [51] SATO, Y.: A method of self-recovering equalization for multi-level amplitude modulation. In: *IEEE Transactions on Communications* (1975), Juni, Nr. 23, S. 679–682
- [52] SCHIFFER, Andrea: Statistical Channel and Noise Modeling of Vehicular DC-Lines for Data Communication. In: *IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC 2000 -Spring)*. Tokyo, Mai 2000
- [53] SCHNEIDER-OBERMANN, Herbert ; MILDENBERGER, Otto (Hrsg.): *Kanalcodierung*. Braunschweig/Wiesbaden : Vieweg, 1998 (Studium Technik)
- [54] <http://www.siemens.de/plc>. Online-Information der Siemens AG. 2000
- [55] SIETMANN, Richard: Powerline für Gewerbekunden. In: *Funkschau* (1999), Nr. 4, S. 76–78
- [56] SÖDER, Günter: *Nachrichtentechnik*. Bd. 23 : Modellierung, Simulation und Optimierung von Nachrichtensystemen. Berlin : Springer-Verlag, 1993
- [57] STEARNS, Samuel D. ; WIDROW, Bernard: *Adaptive Signal Processing*. Englewood Cliffs, New Jersey : Prentice Hall, 1985 (Prentice-Hall signal processing series)
- [58] STIEGLER, Frank. http://www-iiit.etec.uni-karlsruhe.de/~stiegler/artikel/plc_im_kfz_2.html. Online-Information der Universität Karlsruhe - Institut für Industrielle Informationstechnik. Oktober 2000
- [59] TREICHLER, John R.: Practical blind demodulators for high-order QAM signals. In: *ELSEVIER Signal Processing* Bd. 67. 1998, S. 331–344
- [60] VICK, Ralf: Störpotentiale bei Powerline Communication. In: *Funkschau* (1999), Nr. 25, S. 70–73
- [61] WÖRNER, Achim: *Entwurf hochbitratiger Übertragungssysteme für die Teilnehmeranschlußleitung unter Berücksichtigung des Hardware-Aufwandes*. München, Technische Universität München - Lehrstuhl für Integrierte Schaltungen, Dissertation, September 1997
- [62] YANG, Howard H.: On-line blind equalization via on-line blind separation. In: *ELSEVIER Signal Processing* Bd. 68. 1998, S. 271–281