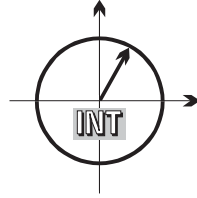


■ *Forschungsberichte aus dem
Institut für Nachrichtentechnik
der Universität Karlsruhe (TH)*



Henrik Schober

■ **Breitbandige OFDM** **Funkübertragung bei hohen** **Teilnehmergeschwindigkeiten**

■ Band 8

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der
Universität Karlsruhe (TH)**

Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 1 Marcel Kohl
Simulationsmodelle für die Bewertung von Satellitenübertragungsstrecken im 20/30 GHz Bereich
- Band 2 Christoph Delfs
Zeit-Frequenz-Signalanalyse: Lineare und quadratische Verfahren sowie vergleichende Untersuchungen zur Klassifikation von Klaviertönen
- Band 3 Gunnar Wetzker
Maximum-Likelihood Akquisition von Direct Sequence Spread-Spectrum Signalen
- Band 4 Anne Wiesler
Parametergesteuertes Software Radio für Mobilfunksysteme
- Band 5 Karl Lütjen
Systeme und Verfahren für strukturelle Musteranalysen mit Produktionsnetzen
- Band 6 Ralf Machauer
Multicode-Detektion im UMTS
- Band 7 Gunther Sessler
Schnell konvergierender Polynomial Expansion Multiuser Detektor mit niedriger Komplexität
- Band 8 Henrik Schober
Breitbandige OFDM Funkübertragung bei hohen Teilnehmergeschwindigkeiten

Vorwort des Herausgebers

Die heute in der Mobilfunktechnik eingesetzten Übertragungsverfahren stellen entweder moderate Datenraten bei Geschwindigkeiten, die von Kraftfahrzeugen erreicht werden, zur Verfügung (Generalized Packet Radio System (GPRS), Universal Mobile Telecommunication System (UMTS)) oder sie liefern bei niedrigen Geschwindigkeiten höhere Datenraten (Wireless Local Area Network (WLAN) nach IEEE 802.11a oder nach HiperLAN/2). Da in Zukunft aber die Nachfrage nach breitbandigen und damit hochratigen Übertragungen bei hohen Teilnehmergeschwindigkeiten steigen wird, erscheint es plausibel, bekannte Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) Verfahren, wie z.B. Digital Video Broadcast - Terrestrisch (DVB-T), dahin gehend zu untersuchen, ob sie für diese Anforderungen geeignet sind. Eine Anwendung kann z.B. ein Download aus dem Internet in einem Inter City Express (ICE) sein, der Geschwindigkeiten von über 300 km/h erreicht.

Im Rahmen des vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) geförderten Forschungsprojekts Communication and Mobility by Cellular Advanced Radio (COMCAR), ergab sich die Notwendigkeit, den mobilen Empfang bei OFDM Systemen genauer zu untersuchen. Um diese Aufgabe zu lösen, waren im mobilen Empfänger einsetzbare Schätzer für die Teilnehmergeschwindigkeit und für die Impulsverbreiterung zu entwerfen und auf ihre Leistungsfähigkeit zu untersuchen. Beide Algorithmen sollten anschließend in einen Kanalschätzer für die breitbandige OFDM Funkübertragung bei hohen Geschwindigkeiten eingesetzt werden. Dabei war von Datenraten von bis zu 10 Mbit/s bei Teilnehmergeschwindigkeiten von bis zu 350 km/h auszugehen. Als Grundlage der Downlinkübertragung sollte das bei DVB-T eingesetzte OFDM Verfahren dienen.

Eine Lösung der so umrissenen Aufgabe ist mit der vorliegenden Dissertation *Breitbandige OFDM Funkübertragung bei hohen Teilnehmergeschwindigkeiten* von Henrik Schober gegeben. Der technisch-wissenschaftliche Beitrag der Arbeit lässt sich folgendermaßen zusammenfassen:

- Es wurden neuartige, robuste, mit einfachen Mittel realisierbare Schätzer für die Relativgeschwindigkeit v von Sender und Empfänger und für die, aufgrund des Dopplereffekts eintretende, Impulsverbreiterung $\Delta\tau$ eines OFDM Systems entworfen und analytisch sowie durch Simulationen auf ihre praktische Einsetzbarkeit hin untersucht.
- Es wurde ein neuer, praktisch verwendbarer Algorithmus für die Kanalschätzung in breitbandigen OFDM Funkübertragungssystemen bei hohen Teilnehmergeschwindigkeiten entwickelt und durch Simulationen auf seine Brauchbarkeit getestet.

Karlsruhe im Juni 2003
Friedrich Jondral

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik
Universität Karlsruhe (TH), 2003

Druck: Druckerei Ernst Grässer, Humboldtstr. 1
76131 Karlsruhe, Tel. 0721/615050

ISSN 1433-3821

Breitbandige OFDM

Funkübertragung bei hohen Teilnehmergeschwindigkeiten

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Henrik Schober

aus

Berlin

Tag der mündlichen Prüfung:

05.06.2003

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. E.h. Norbert Fliege

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH). Mein ganz besonderer Dank gilt dem Institutsleiter Prof. Dr.rer.nat. Friedrich Jondral für die Übernahme des Hauptreferats und die hervorragende Betreuung der Arbeit. Ich konnte jederzeit seiner Unterstützung sicher sein und er gab mir in vielen Diskussionen, die oft über die universitären Belange hinausgingen, viel von seiner Erfahrung mit auf den Weg.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. E.h. Norbert Fliege, Leiter des Lehrstuhls für Elektrotechnik an der Universität Mannheim, möchte ich sehr für sein Interesse an dieser Arbeit, seine Anregungen und die Übernahme des Korreferats danken.

Den Verantwortlichen des Bundesministeriums für Bildung und Forschung (BMBF), des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt (DLR) und von Sony International Europe (STC) für die Durchführung des Projektes UMTSplus / COMCAR, in dessen Rahmen die Dissertation entstanden ist, danke ich ebenfalls. Insbesondere seien hier Richard A. Stirling-Gallacher und Zhaocheng Wang von Sony erwähnt, die in freundschaftlicher Zusammenarbeit mit vielen Diskussionen und Anregungen zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Mein Dank gilt auch allen Kollegen am Institut für die vielfältige Unterstützung und für ein sehr angenehmes Arbeitsklima. Besonders möchte ich Herrn Dr.-Ing. Gunther Sessler, Herrn Dr.-Ing. Ralf Machauer und Herrn Ihan Martoyo, M.Sc., für die freundschaftliche Zusammenarbeit, die vielen abwechslungsreichen Diskussionen und die Durchsicht von Veröffentlichungen sowie der Dissertation danken. Herrn Dipl.-Ing.(FH) Reiner Linnenkohl und Herrn Dipl.-Ing. Ulrich Kaage danke ich für die unermüdliche Hilfsbereitschaft bei Software-Problemen. Desweiteren möchte ich allen Studien- und Diplomarbeitern sowie Hilfwissenschaftlern danken, die ebenso zum Gelingen dieser Arbeit maßgeblich beigetragen. Frau Angelika Olbrich gebührt großer Dank für die schnelle und zuverlässige Anfertigung von vielen Bildern und Grafiken. Unserer Sekretärin Frau Gabriele Kuntermann danke ich für die sehr gute Zusammenarbeit und ihre stete Hilfsbereitschaft.

Mein größtes Dankeschön geht an meine Frau Birgit, die mit viel Geduld, Rücksichtnahme und Motivation Ihren Anteil am Gelingen dieser Arbeit hat, und an Lasse Johannes, der seinem Papa immer genügend Schlaf zugestand und ihn abends durch sein Lachen allen Stress vergessen ließ.

Zusammenfassung

Seit Anfang der neunziger Jahre des 20. Jahrhunderts erfreut sich *Orthogonal Frequency Division Multiplex* (OFDM) als Grundlage für die Datenübertragung in Mobilfunksystemen immer größerer Beliebtheit. Neben den Systemen zur großflächigen terrestrischen Rundfunk- und Fernsehübertragung *Digital Audio Broadcast* (DAB) und *Digital Video Broadcast Terrestrial* (DVB-T) setzen sich auch immer mehr Systeme in drahtlosen lokalen Netzwerken (WLAN) durch. Neben Hiperlan/2 hält vor allem IEEE 802.11a immer stärker Einzug in den WLAN-Bereich.

Der Bedarf an Übertragungskapazität und damit Bandbreite wächst, gerade auch für mobile Anwendungen zum Beispiel in Autos oder Zügen. Dafür werden breitbandige Systeme benötigt, die auch in schwierigen Ausbreitungsszenarien bei hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten zuverlässig funktionieren. Diese Anforderungen können von OFDM-basierten Systemen erfüllt werden. Neben einer großen Bandbreiteneffizienz bieten sie einfache Möglichkeiten zur Vermeidung von Inter-Symbol-Interferenzen und weisen ein robustes Verhalten gegenüber Dopplereinflüssen auf.

Gegenstand dieser Arbeit sind mobile OFDM-basierte Funkübertragungssysteme, die für verschiedenste Kanaleigenschaften bei hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten bis zu 360 km/h analysiert werden. Zunächst werden die Auswirkungen der Mobilität auf das System sowohl qualitativ als auch quantitativ beschrieben. Anschließend wird ein adaptives Kanalschätzverfahren auf Basis eines Wienerfilters vorgestellt, das sich auf die unterschiedlichen Ausbreitungsszenarien einstellen kann. Hier spielt neben der Leistungsfähigkeit bezüglich der Bitfehlerraten vor allem die Realisierbarkeit und die recheneffiziente Auslegung eine große Rolle.

Zur Anpassung des Filters an das aktuelle Ausbreitungsszenario werden zum Einen die mittlere Impulsverzögerung (Delay Spread) des Kanals und zum Anderen die aktuelle Teilnehmergegeschwindigkeit benötigt. Für diese beiden Parameter werden Schätzverfahren vorgeschlagen, die die entsprechenden Parameter aus den Empfangssignalen extrahieren und für die Adaption des Wienerfilters zur Verfügung stellen. Zur Verifikation der Algorithmen wurden Simulationen auf Basis des DVB-T-Systems durchgeführt. Einerseits ist es ein bereits standardisiertes System, andererseits bietet gerade DVB-T schon heute die Möglichkeit zur breitbandigen Übertragung von Daten bei hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten in größeren Gebieten.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Systembeschreibung und Mobilfunkkanäle	5
2.1	Systembeschreibung	5
2.1.1	OFDM Übertragung	6
2.1.2	Vor- und Nachteile von OFDM Systemen	13
2.2	Mobilfunkkanäle	15
2.2.1	FIR-Filter Kanalmodell	18
2.2.2	Rayleigh- und Rice-Verteilung	19
2.2.3	Einfluss der Dopplerverschiebung	20
2.2.4	Die WSSUS-Annahmen	28
2.2.5	Verzögerungs-Leistungsspektrum und Impulsverbreiterung	28
2.2.6	Ausbreitungsszenarien von COST 207	30
2.2.7	Korrelationsfunktion der Kanalübertragungsfunktion	31
3	Digital Video Broadcasting Terrestrial (DVB-T)	35
3.1	DVB-T Systemaufbau	36
3.2	Kanalcodierung	38
3.2.1	Reed-Solomon-Code	38
3.2.2	Äußerer Interleaver	39
3.2.3	Faltungscodes	39
3.2.4	Innerer Interleaver	40
3.3	Modulation	41
3.4	OFDM-Symbolaufbau	43
3.4.1	Transmission Parameter Signalling	43

3.4.2	Pilotträger	43
4	Mobiler Empfang bei OFDM Systemen	47
4.1	Störungen durch den Dopplereffekt	48
4.2	Kanalschätzalgorithmen	52
4.2.1	Lineare Interpolation	53
4.2.2	Kubische Interpolation	54
4.2.3	Wienerfilter	55
4.2.4	Ansatz zur Aufwandsreduktion	61
4.3	Schätzung der Teilnehmergeschwindigkeit	67
4.3.1	Der Schätzalgorithmus	67
4.3.2	Beurteilung der Schätzgenauigkeit	70
4.4	Schätzung der Impulsverbreiterung	82
4.4.1	Abhängigkeit zwischen $\Delta\tau$ und τ_0	83
4.4.2	Schätzalgorithmus nach Onizawa	85
4.4.3	Schätzung der mittleren Impulsverbreiterung	86
5	Ergebnisse	93
5.1	Ergebnisse der Kanalschätzung	93
5.1.1	Theoretische untere Schranke der Bitfehlerrate	93
5.1.2	Ergebnisse der linearen und kubischen Interpolation	94
5.1.3	Ergebnisse der adaptiven Wienerfilterung	96
5.2	Ergebnisse der Geschwindigkeitsschätzung	108
5.2.1	Darstellung der Simulationsergebnisse	108
5.2.2	Verifikation der Eigenschaften	109
5.3	Ergebnisse der Impulsverbreiterungsschätzung	113
5.3.1	Simulationsergebnisse für den Schätzer nach Onizawa	113
5.3.2	Simulationsergebnisse für das vorgeschlagene Verfahren	115

A	Verwendete Mobilfunkkanäle	121
A.1	Ländliche Umgebung	121
A.2	Städtische Umgebung	122
A.3	Hügeliges Gelände	122
B	Herleitungen	124
B.1	Korrelationsfunktion des nicht-frequenzselektiven Kanals	124
B.2	Herleitung der Schätzfehlerdichte	124
	Abkürzungen, Notation und Formelzeichen	129
	Literaturverzeichnis	135
	Index	139
	Lebenslauf	141

1 Einleitung

In den letzten zehn Jahren hat der gesamte Mobilfunkbereich einen kräftigen Aufschwung erlebt. Stand zunächst die normale drahtlose Telefonie im Vordergrund, steigt nun der Bedarf an Kapazitäten zur Datenübertragung. Wurden bis heute hauptsächlich Daten per SMS verschickt, sollen nun auch Bilder, Internetseiten oder Videodaten über das Mobilgerät versendet und empfangen werden. Da die Übertragungskapazitäten des Systems der zweiten Mobilfunkgeneration GSM (*engl.* Global System for Mobile Communications) dazu nicht ausreichen, wurden Erweiterung mit einer erhöhten Übertragungsrate wie GPRS (*engl.* General Packet Radio Service), EDGE (*engl.* Enhanced Data Rates for GSM Evolution) und HSCSD (*engl.* High Speed Circuit Switched Data) entwickelt, die der 2,5. Generation zugeordnet werden. Um aber den zukünftigen Anforderungen gerecht zu werden, hat Europa das Mobilfunksystem der dritten Generation UMTS (*engl.* Universal Mobile Telecommunications System) standardisiert, das zunächst auf Datenraten bis zu 2 MBit/s ausgelegt wurde.

Für die Übertragung von beispielsweise Videodaten werden aber zum Teil noch höhere Übertragungsraten benötigt, was Gegenstand der Weiterentwicklung von UMTS ist. Eine weitere Möglichkeit aber besteht zum Beispiel darin, bereits vorhandene breitbandige Systeme zu nutzen, die noch freie Kapazitäten haben. Im Rahmen des COMCAR-Projektes (*engl.* Communication and Mobility by Cellular Advanced Radio) [61], das vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) gefördert wurde, sind Ansätze verfolgt worden, zum Beispiel den Digital Video Broadcast Terrestrial (DVB-T) Standard als breitbandigen Downlink für die individuelle mobile Kommunikation zu nutzen. Der in der Regel schmalbandige Uplink kann weiterhin über GSM, UMTS oder andere Systeme erfolgen. In diesem Projekt wurde weiterhin neben der Entwicklung von breitbandigen Antennen [12] für verschiedene Funkssysteme auch an neuen Konzepten für Kommunikationsprotokolle und an der Koexistenz von unterschiedlichen Systemen in gleichen Frequenzbändern geforscht.

DVB-T wurde ursprünglich für die terrestrische stationäre Datenübertragung ausgelegt. Soll dieses System nun für den mobilen Empfang von entweder Rundfunk- und Fernsehdaten oder auch zur mobilen Individualkommunikation verwendet werden, muss DVB-T zunächst auf seine Eignung hin untersucht werden. Dabei steht der Einfluss der Störungen, die durch die Mobilität verursacht werden, im Vordergrund und ergibt die Anforderungen an den Empfänger.

Daher wurde für das COMCAR-Projekt im Rahmen dieser Arbeit zunächst die prinzipielle Leistungsfähigkeit von OFDM-basierten Systemen bei hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten untersucht, wobei maximale Geschwindigkeiten von 360 km/h angenommen wurden. Die auftretenden Dopplereffekte verursachen Interferenzen zwischen den parallelen Unterträgern, wodurch deren Orthogonalität zerstört und die Systemleistung herabgesetzt wird. Diese Störungen werden in dieser Arbeit sowohl qualitativ als auch quantitativ dargestellt und ihr Einfluss auf die Systemleistung beschrieben.

Da die Übertragung in einem großen Geschwindigkeitsbereich von 0 km/h bis 360 km/h sowie in einem großen Bereich der mittleren Impulsverbreiterung (*engl.* Delay Spread) funktionieren soll, wird ein Vorschlag für eine adaptive Kanalschätzung gemacht, die auf der Basis der Wienerfilterung arbeitet. Für die optimale Filterung ist stets die Berechnung der Filterkoeffizienten mit Hilfe einer Matrixinversion in Abhängigkeit der Geschwindigkeit und der Impulsverbreiterung notwendig. Dies bedeutet im Empfänger einen hohen Rechenaufwand, der gerade im mobilen Endgerät kritisch ist. Um dies zu vermeiden, wird ein adaptives Wienerfilter vorgeschlagen, das auf die Berechnung der Filterkoeffizienten im Endgerät verzichtet. Statt dessen werden vorberechnete Filtersätze verwendet, die je nach Kanalzustand und Geschwindigkeit aus dem Speicher gelesen werden. Die Auswirkungen bei Fehlanpassung an den Kanal werden ausführlich diskutiert. Bei der Auswahl der Filtersätze wird neben der Bitfehlerleistung auch der Rechenaufwand mit einbezogen, um diesen im mobilen Endgerät möglichst gering zu halten.

Zur Auswahl der Filtersätze ist die Kenntnis der Geschwindigkeit und der mittleren Impulsverbreiterung notwendig. Dazu werden zwei Verfahren vorgeschlagen, die diese Parameter zuverlässig schätzen und somit die Auswahl des bestmöglichen Filtersatzes gewährleisten.

Die vorliegende Arbeit ist wie folgt gegliedert.

In Kapitel 2 wird das Prinzip der OFDM-Übertragung erläutert und das Systemmodell eingeführt. Weiterhin werden die für die Funkübertragung typischen Kanaleigenschaften in dem Frequenzbereich um 800 MHz beschrieben und das darauf aufbauende Kanalmodell dargestellt.

Kapitel 3 gibt einen kurzen Überblick über das DVB-T-System, das als Grundlage für die Verifikation der Algorithmen dient, die im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurden.

Der Einfluss der Mobilität auf das Übertragungsverfahren wird in Kapitel 4 dargestellt. Weiterhin wird hier auch das adaptive Wienerfilter und dessen Eigenschaften bei Fehlanpassung an den Kanal beschrieben. Die beiden Parameterschätzverfahren

für die Geschwindigkeit und die mittlere Impulsverbreiterung schließen das Kapitel ab, wobei auch auf deren Eigenschaften bezüglich der Schätzgenauigkeit und auf die Eigenschaften der Schätzfehler eingegangen wird.

Kapitel 5 enthält zuerst einige Simulationsergebnisse, die die prinzipielle Leistungsfähigkeit von DVB-T bei hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten darlegen. Desweiteren werden die Eigenschaften der Schätzverfahren dargestellt und verifiziert, die in Kapitel 4 theoretisch hergeleitet wurden.

2 Systembeschreibung und Mobilfunkkanäle

Dieses Kapitel beschreibt die grundlegenden Eigenschaften eines OFDM basierten Übertragungssystems. In Abschnitt 2.1 werden der Aufbau und die Eigenschaften des Überfahrens selbst dargestellt. Abschnitt 2.2 beschäftigt sich mit den Kanalmodellen, die in dieser Arbeit als Grundlage für die entwickelten Algorithmen zur Kanalschätzung dienen.

2.1 Systembeschreibung

Ein Nachteil der Einträgerübertragung (*engl.* single carrier transmission) ist die Inter-Symbol-Interferenz (ISI), die in Kanälen mit Mehrwegeausbreitung auftritt. Dabei ist das empfangene Symbol y_n nicht nur von dem aktuell gesendeten Symbol x_n , sondern auch von den vorherigen x_{n-i} abhängig. Die Interferenz ist um so größer, je kleiner die Symboldauer T_S und je größer die maximale Mehrwegeverzögerung τ_{max} ist. Eine andere, aber äquivalente Darstellungsweise ergibt sich, wenn das Spektrum des empfangenen Signals betrachtet wird. Gilt $\tau_{max} \ll T_S$, so unterliegt das Spektrum des empfangenen Signals einem flachen Fading, bei dem die gesamte Systembandbreite mit dem gleichen Fadingkoeffizienten multipliziert wird. Wird das Verhältnis τ_{max}/T_S erhöht, setzt zunehmend frequenzselektives Fading ein und das Spektrum des empfangenen Signals wird stärker gestört. Gerade für breitbandige Systeme, die eine sehr kurze Symboldauer aufweisen, ist im Empfänger sehr großer Aufwand nötig, um die ISI zu eliminieren. Um diese Problematik zu entschärfen, kann der Datenstrom auf verschiedene Träger aufgeteilt werden, die im Frequenzmultiplex angeordnet sind. Dadurch kann die Symboldauer auf den einzelnen Trägern vergrößert und somit die Interferenz reduziert werden. In herkömmlichen Frequenzmultiplexsystemen müssen zwischen den einzelnen Trägern Schutzbänder angeordnet werden, um Interferenzen zu vermeiden (Bild 2.1). Dadurch sinkt allerdings die spektrale Effizienz dieser Systeme, da Teile des Spektrums nicht mehr zur Informationsübertragung genutzt werden können.

OFDM geht im Frequenzmultiplex einen anderen Weg. Die einzelnen Träger werden überlappend angeordnet, bleiben bei passender Wahl der Symboldauer T_S beziehungsweise des Trägerabstandes Δf aber orthogonal. Die ersten Veröffentlichungen zur Datenübertragung auf orthogonalen parallelen Trägern gehen auf Chang

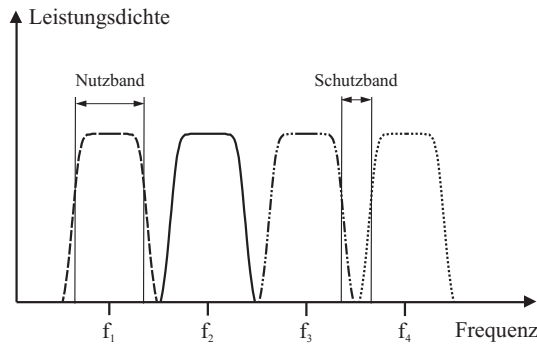


Bild 2.1 FDMA mit spektral getrennten Bändern

[7] und Salzberg [49] zurück. Weinstein und Ebert [60] schlugen 1971 die Verwendung der diskreten Fourier-Transformation (DFT) als Teil der Modulation vor, wodurch der technische Aufwand stark verringert wurde, da keine Oszillatorbänke zur Trägererzeugung mehr nötig waren. Allerdings rückte OFDM erst Ende der 80er Jahre in den Blickpunkt breiter kommerzieller Anwendungen, da erst jetzt die technologischen Voraussetzungen der digitalen Signalverarbeitung gegeben waren.

Seither hat OFDM einen rasanten Aufschwung genommen und wird sowohl im Rundfunkbereich als auch in lokalen drahtlosen Netzwerken (*engl.* Wireless Local Area Network (WLAN)) und zur leitungsgebundenen Datenübertragung erfolgreich eingesetzt. Digital Audio Broadcast (DAB) [19] und Digital Video Broadcast Terrestrial (DVB-T) [15] dienen als Beispiele für den digitalen Rundfunk. Die Standards Hiperlan/2 [18] und vor allem IEEE 802.11a [26] werden sehr erfolgreich in WLANs eingesetzt. Bei der leitungsgebundenen Datenübertragung findet OFDM sowohl in der xDSL-Technik [22] unter der Bezeichnung Discrete Multitone Technology (DMT) als auch bei der Datenübertragung über Stromnetze (*engl.* Power Line Communications (PLC)) Anwendung [11].

Im folgenden Abschnitt werden die Grundprinzipien der OFDM Übertragungstechnik dargestellt. Abgeschlossen wird dieses Kapitel mit einem Überblick über die Vor- und Nachteile dieses Systems gegenüber herkömmlichen Systemen.

2.1.1 OFDM Übertragung

OFDM ist ein Vielträgerverfahren, bei dem die Informationssymbole auf vielen Trägern parallel übertragen werden. Im Gegensatz zu herkömmlichen Frequenzmultiplexsystemen überlappen sich bei OFDM die einzelnen Träger. Allerdings

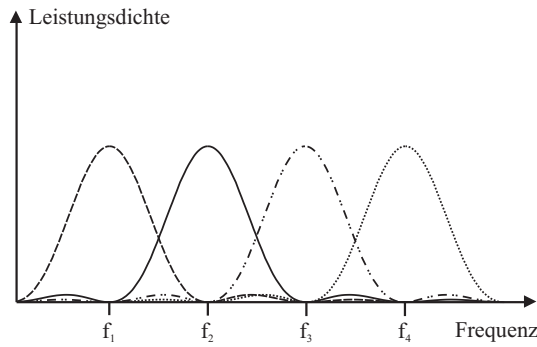


Bild 2.2 OFDM-Träger mit überlappenden Spektren

bleiben sie bei passender Wahl des Unterträgerabstandes $\Delta f = |f_n - f_{n-1}|$ orthogonal, wodurch eine interferenzfreie Übertragung bei gleichzeitig hoher spektraler Effizienz möglich wird. Bild 2.2 veranschaulicht das Leistungsdichtespektrum eines OFDM Systems mit vier Trägern.

Wenn an der Mittenfrequenz eines Trägers f_n alle anderen Träger einen Nulldurchgang aufweisen, bleibt das System interferenzfrei. Allgemein sind alle Trägerpaare f_m und f_n mit einer reellwertigen Impulsformung $g(t)$ orthogonal, wenn gilt

$$\int_{-\infty}^{\infty} g^2(t) e^{-j2\pi f_m t} \cdot e^{j2\pi f_n t} dt = C \cdot \delta(m - n) \quad \forall 0 \leq m, n \leq K - 1, \quad (2.1)$$

wobei K die Anzahl der Träger im OFDM System darstellt.

Eine besonders einfache Möglichkeit, ein System aufzubauen, das der Bedingung (2.1) genügt, besteht darin, alle Träger im Basisband als ganzzahliges Vielfaches einer Grundfrequenz Δf zu wählen, so daß

$$f_k = k \cdot \Delta f \quad \text{mit } 0 \leq k \leq K - 1 \quad (2.2)$$

gilt. Wählt man nun noch ein Rechteck der Länge T_S als Impulsform, dann ist Bedingung (2.1) erfüllt, wenn die Fensterlänge und damit die Symboldauer T_S den reziproken Wert des Trägerabstandes annimmt, d.h.

$$T_S = \frac{1}{\Delta f}. \quad (2.3)$$

Dann gilt

$$\int_0^{T_S} e^{-j2\pi f_m t} \cdot e^{j2\pi f_n t} dt = 0 \quad \forall m \neq n. \quad (2.4)$$

Die Unterträger eines OFDM-Systems können als Dirac-Kamm im Frequenzbereich dargestellt werden. Die Fensterung im Zeitbereich entspricht im Frequenzbereich einer Faltung dieses Dirac-Kamms mit einer $\sin(x)/x$ -Funktion.

Sender- und Empfängerstrukturen

Zur Modulation eines Datenstromes auf ein OFDM-Symbol wird der hereinkommende Datenstrom auf K Datenströme verteilt, die eine entsprechend niedrigere Datenrate aufweisen. Somit kann die Symboldauer um den Faktor K erhöht werden. Die Datenströme werden auf die K Unterträger moduliert und parallel übertragen. Mit der verlängerten Symboldauer ist die Empfindlichkeit des Systems gegenüber ISI deutlich verringert. Um auch große Werte von K realisieren zu können, wie z.B. bei DVB-T mit 6817, wurde die Verwendung der DFT bzw. der schnelleren FFT zur Modulation vorgeschlagen [60], um den enormen Aufwand an Oszillator- und Filterbänken zu vermeiden.

Sei f_T der in die RF-Lage modulierende Träger. Dann stellt

$$\begin{aligned} x(t) &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} \underline{d}(k) e^{j2\pi(f_T+k\Delta f)t} \right\} \\ &= \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_T t} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \underline{d}(k) e^{j2\pi k\Delta f t} \right\} \\ &= \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_T t} \cdot \underline{s}(t) \right\}, \quad 0 \leq t < T_S \end{aligned} \quad (2.5)$$

das Sendesignal für die Dauer eines OFDM Symbols dar. $\underline{d}(k)$ sind die modulierten Symbole, die im Allgemeinen aus einer QAM- oder PSK-Modulation entstanden sind. $\underline{s}(t)$ stellt das Sendesignal im komplexen Basisband dar. Komplexe Variablen werden im Rahmen dieser Arbeit stets mit einem Unterstrich gekennzeichnet. Da das Signal für großes K in guter Näherung eine einseitige Bandbreite von $B = K\Delta f = K/T_S$ besitzt, läßt es sich nach dem Shannon'schen Abtasttheorem [55] durch eine diskrete Folge mit dem Abtastintervall T_S/K darstellen. Dies führt zu dem diskreten Basisbandsignal

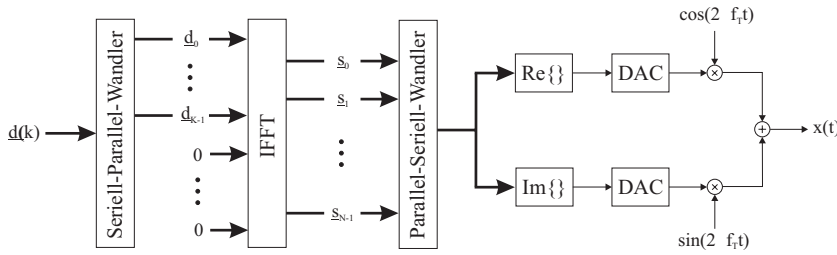


Bild 2.3 Schematischer Aufbau eines OFDM-Senders

$$\underline{s}(l \cdot T_S / K) = \sum_{k=0}^{K-1} \underline{d}(k) e^{j2\pi k l \Delta f T_S / K}, \quad l = 0 \dots K-1, \quad (2.6)$$

und mit der Orthogonalitätsbedingung $T_S \Delta f = 1$ aus Gleichung (2.3) zu

$$\underline{s}(l) = \sum_{k=0}^{K-1} \underline{d}(k) e^{j2\pi k l / K}, \quad l = 0 \dots K-1 \quad (2.7)$$

Diese Darstellung ist formal bis auf einen konstanten Vorfaktor mit der Definition der IDFT [32] identisch.

Der gesamte Modulationsvorgang ist zur Verdeutlichung in Bild 2.3 dargestellt. Nach einer Seriell / Parallel-Wandlung wird das diskrete Sendesignal im Basisband über die IDFT berechnet. Anschließend erfolgt eine Parallel / Seriell-Wandlung, das digitale Signal wird in ein analoges gewandelt und daraufhin in die RF-Lage gemischt. In der praktischen Realisierung wird für die Berechnung der IDFT die wesentlich schnellere IFFT verwendet. Wenn die Anzahl der Träger K nicht mit der FFT-Länge N , die einer Potenz von 2 entspricht, übereinstimmt, müssen an den entsprechenden Trägern $N - K$ Nullen eingefügt werden (*engl.* zero padding).

Die Demodulation eines OFDM-Symbols lässt sich, analog zum Sender, über eine DFT bzw. FFT realisieren und wird in Bild 2.4 dargestellt. Nach dem Mischen ins Basisband und anschließender Analog / Digital-Wandlung wird das Empfangssignal mit der DFT in den Frequenzbereich transformiert, in dem die Entzerrung durchgeführt wird. Dabei wird aus dem empfangenen Pilotträgern für jeden Unterträger der entsprechende komplexe Wert der Kanalübertragungsfunktion geschätzt. Anschließend wird jeder einzelne empfangene Unterträger durch Multiplikation mit

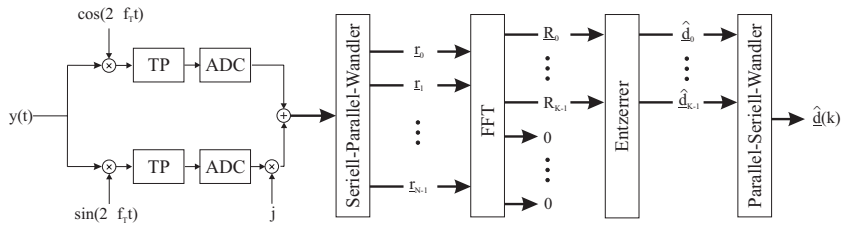


Bild 2.4 Schematischer Aufbau eines OFDM-Empfängers

dem inversen Schätzwert entzerrt. Die Ergebnisse stellen die geschätzten Symbole \hat{d}_k dar und werden abschließend in einen seriellen Datenstrom gewandelt.

Spektrale Effizienz und Spektren von OFDM-Systemen

Die spektrale Effizienz η eines OFDM-Systems läßt sich mit der Mächtigkeit des Modulationsalphabets K_M durch

$$\eta = \frac{K \cdot \log_2 K_M}{T_S \cdot B} \quad (2.8)$$

angeben. Die Bandbreite des Systems ist durch

$$B = f_{K-1} - f_0 + 2 \cdot \beta \quad (2.9)$$

gegeben, wobei f_k die Mittenfrequenz des k -ten Trägers darstellt und β die einseitige Bandbreite eines Unterträgers ist, die als Abstand vom Maximum zum ersten Nulldurchgang betrachtet wird [8].

Damit ergibt sich $B = K \cdot \Delta f = K/T_S$ und als spektrale Effizienz $\eta = \log_2 K_M$. Allerdings ist die Abschätzung der Bandbreite in der Praxis etwas zu optimistisch, da das Spektrum eher etwas breiter angesetzt werden sollte, um Anforderungen bezüglich der Nachbarkanalstörungen zu erfüllen. Daher wird β um einen Faktor γ erweitert, der der Außerbandstrahlung Rechnung trägt. Somit ergibt sich $\beta = (1 + \gamma) \cdot \Delta f/2$ und die spektrale Effizienz wird

$$\eta = \frac{K}{K + \gamma} \log_2 K_M = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{K}} \log_2 K_M. \quad (2.10)$$

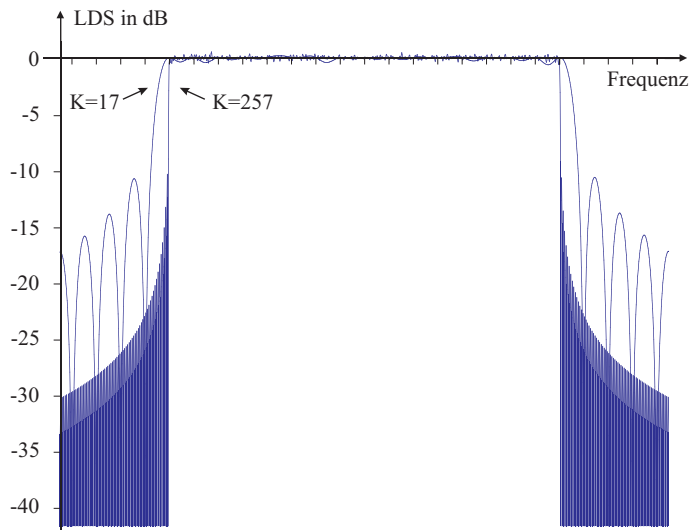


Bild 2.5 Leistungsdichtespektren zweier OFDM-Signale mit 16 bzw. 256 Trägern

Man erkennt, daß die spektrale Effizienz für große Werte von K sehr nahe an die Grenze von $\eta = \log_2 K_M$ heranreicht. Allerdings wird in dieser Rechnung nicht der Einfluß der Kanalkodierung oder von Pilotsymbolen berücksichtigt.

In Bild 2.5 sind die Spektren zweier OFDM Signale mit 16 bzw. 256 Trägern dargestellt, die durch Mittelung über 1000 Symbole berechnet wurden. Hier wird die Außerbandstrahlung verdeutlicht, die für eine höhere Trägeranzahl deutlich abnimmt. Allerdings ergeben sich aus der höheren Trägeranzahl auch einige Nachteile, wie z.B. die Erhöhung des Rechenaufwandes für die FFT, die Anforderungen an die Synchronisation steigen erheblich und die Eigenschaften für den mobilen Empfang verschlechtern sich, worauf in Abschnitt 4.1 näher eingegangen wird. Eine Verbesserung des Spektrums bezüglich der Außerbandstrahlung kann weiterhin durch eine zusätzliche Fensterung im Zeitbereich erreicht werden. Darauf soll im Rahmen dieser Arbeit aber nicht näher eingegangen werden. Hierzu sei auf [16, 57] verwiesen.

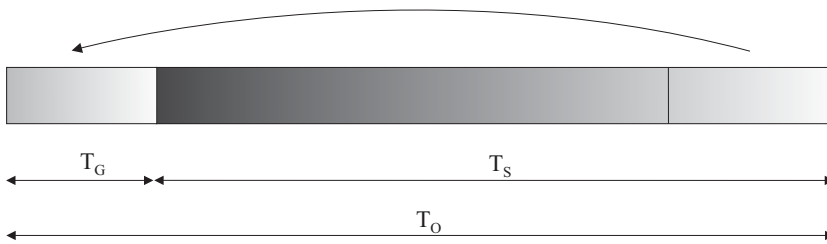


Bild 2.6 Das Schutzintervall

Das Schutzintervall

Eine direkte Folge der Mehrwegeausbreitung im Mobilfunk und im terrestrischen Rundfunk sind Inter-Symbol-Interferenzen (ISI). Hierbei überlagern sich durch den Mobilfunkkanal verzögerte Signalanteile den darauffolgenden Symbolen und stören die Detektion dieser Symbole. Breitbandige Einträgersysteme haben in der Regel sehr kurze Symbolauern, die je nach Ausbreitungsszenario deutlich kürzer sein können als die maximale Verzögerung τ_{max} auf dem Kanal. Somit kann sich die ISI über mehrere Symbole erstrecken und den Aufwand für die Kanalverzerrung stark ansteigen lassen.

Durch die lange Symboldauer in OFDM-Systemen eröffnet sich eine besonders elegante Möglichkeit, Inter-Symbol-Interferenzen zu vermeiden. Erreicht wird diese Resistenz durch Voranstellen eines zyklischen Schutzintervalls (*engl. guard interval* oder *cyclic extension*) der Länge T_G . Dieses entspricht einer Kopie der letzten T_G Sekunden des eigentlichen OFDM-Symbols. Die Idee hinter diesem Verfahren besteht nun darin, das Schutzintervall so groß zu dimensionieren, dass die Impulsantwort des Kanals nur den Signalanteil während der Schutzzeit T_G störend beeinflusst und nicht das Sendesignal während der eigentlichen Symboldauer T_S . Die ISI kann im Empfänger entfernt werden, indem das Schutzintervall verworfen wird und der ungestörte Signalanteil für die anschließende FFT verwendet wird. Die Gesamtdauer eines OFDM-Symbols T_O ergibt sich nun zu

$$T_O = T_S + T_G. \quad (2.11)$$

Bild 2.6 illustriert die Verwendung des Schutzintervalls.

Der Vorteil der zyklischen Erweiterung besteht darin, dass die verzögerten Signal-

anteile im Empfänger als zusätzliche phasenverschobene Anteile eines periodischen Signals interpretiert werden können und somit die Orthogonalität der Unterträger erhalten bleibt. Wäre als Schutzintervall einfach eine Nullperiode eingefügt worden, würden die verzögerten Signalanteile innerhalb des FFT-Fensters nicht mehr die volle Länge T_S aufweisen und somit Interferenzen zwischen den Unterträgern (*engl.* Inter Carrier Interference (ICI)) durch die daraus resultierende größere Unterträgerbandbreite verursachen. Da die FFT ursprünglich für periodische Signale definiert ist [28], werden auch die Anforderungen an die Lage des FFT-Blocks bei Verwendung des Schutzintervalles reduziert. Eine Verschiebung des Blocks wirkt sich lediglich in Form einer konstanten Phasendrehung aller Träger aus, die im Rahmen der Kanalschätzung automatisch korrigiert wird. Weiterhin wird die Außerbandstrahlung durch das zyklische Schutzintervall reduziert, da die Bandbreite der Unterträger durch den längeren zeitlichen Block reduziert wird.

Die Länge des Schutzintervalls kann dem Ausbreitungsszenario angepasst werden, so dass so wenig Kapazität wie möglich durch das Schutzintervall verloren geht. In der Regel liegt die Länge des Schutzintervalles zwischen 5% und 25% der Symboldauer T_S .

Die spektrale Effizienz sinkt durch den Einsatz des Schutzintervalls. In Formel (2.8) muss nun die Schutzzeit berücksichtigt werden. Es folgt

$$\eta = \frac{K \cdot \log_2 K_M}{(T_S + T_G) \cdot B} \quad (2.12)$$

Wenn die Länge des Schutzintervalles allerdings zu kurz gewählt wird, tritt in dem System wieder ISI auf.

In der Literatur sind auch Vorschläge für OFDM Systeme zu finden, die ohne Schutzintervall auskommen oder ein Schutzintervall verwenden, das kürzer als die maximale Verzögerung der Kanalimpulsantwort ist. In diesen Fällen steigt zwar die spektrale Effizienz gegenüber einem System mit Schutzintervall, es muss aber auf einen Entzerrer zurückgegriffen werden, der die Inter-Symbol-Interferenzen eliminiert. Hierbei können die Entzerrer sowohl im Zeitbereich [1, 54] als auch im Frequenzbereich [56, 58] implementiert werden.

2.1.2 Vor- und Nachteile von OFDM Systemen

In diesem Abschnitt sollen zusammenfassend die Vorteile und Nachteile der OFDM-Technik im Mobil- und Rundfunk dargestellt werden. Als Vorteile sind die folgen-

den Aspekte zu nennen:

- Hohe spektrale Effizienz durch annähernd konstante spektrale Leistungsdichte und steil abfallende Flanken für eine große Anzahl von Unterträgern K .
- Bei ausreichender Dimensionierung tritt durch die Einführung eines Schutzintervalls keine ISI auf, was einfache Kanalentzerrer ermöglicht.
- Gleichwellennetze (*engl.* Single Frequency Networks (SFN)) werden durch den Einsatz von OFDM ermöglicht, was vor allem im terrestrischen Rundfunk von großem Vorteil ist und Frequenzressourcen einspart.
- Bei geeigneter Auslegung kann OFDM eine große Robustheit gegenüber Dopplerverschiebungen besitzen.

Allerdings weist OFDM auch einige Nachteile auf, die hier erwähnt werden sollen.

- Genaue Frequenz- und Zeit-Synchronisation sind für einen zuverlässigen Betrieb unerlässlich.
- Durch die Überlagerung vieler paralleler Träger besitzt das OFDM-Signal ein großes Verhältnis von Spitzenleistung zur mittleren Leistung (*engl.* *Peak to average power ratio* (PAPR)), was vor allem hohe Anforderungen an die Leistungsverstärker stellt.

Allerdings überwiegen die Vorteile, was der vielfältige Einsatz der OFDM-Technik in drahtlosen und drahtgebundenen Systemen, die in Abschnitt 2.1 erwähnt wurden, belegt. Der späte Erfolg von OFDM beruht auf der Tatsache, dass erst in den letzten Jahren die Technologie weiter fortschritt und somit den preisgünstigen Einsatz z.B. von FFT-Bausteinen mit großen FFT-Längen ermöglichte.

2.2 Mobilfunkkanäle

Im Mobilfunk benutzt man elektromagnetische Wellen, um Informationen oder Nachrichten an einen Empfänger zu übermitteln. Die Übertragungseigenschaften sind im Wesentlichen durch die Trägerfrequenz und die Umgebung, in der die Kommunikation stattfindet, bestimmt. Man kann im terrestrischen Mobilfunk, der hier ausschließlich betrachtet wird, prinzipiell drei verschiedene Zelltypen definieren, die in Bild 2.7 veranschaulicht werden [20]:

- **Pikozellen** haben in der Regel einen Radius von bis zu 100 m und treten üblicherweise in Häusern und Gebäuden auf. Eine direkte Sichtverbindung (LOS, *engl.* Line of sight) und damit auch eine direkte elektromagnetische Komponente besteht in den meisten Fällen, da sich Sender und Empfänger oftmals im selben Raum befinden. Die Teilnehmergeschwindigkeit beträgt normalerweise wenige Kilometer pro Stunde.
- **Mikrozellen** sind vor allem in städtischen Gebieten zu finden. Auch hier wird oft noch eine direkte Sichtverbindung vorgefunden. Die Zellradien können bis zu einem Kilometer betragen, wenn sich die Antennen der Basisstationen oberhalb der umgebenden Dächer befinden. In diesem Szenario treten in der Regel Geschwindigkeiten von Fußgängern und des Stadtverkehrs, also bis etwa 50 km/h, auf.
- **Makrozellen** haben Zellradien, die einige zehn Kilometer betragen können. Diese Zellen findet man vor allem in Vororten und ländlichen Gebieten. Eine direkte Sichtverbindung tritt seltener auf, da natürliche und künstliche Hindernisse die direkte Sicht versperren. In diesen Zellen werden die höchsten Geschwindigkeiten erreicht. Im Rahmen dieser Arbeit werden Geschwindigkeiten von bis zu 360 km/h betrachtet, die zum Beispiel im Zugverkehr auftreten.

Da in der vorliegenden Arbeit der Schwerpunkt auf die mobile Teilnehmeranbindung bis hin zu höchsten Geschwindigkeiten gelegt wird, werden hier nur die typischen Kanalszenarien von Makrozellen verwendet.

Die Wellenausbreitung zwischen Basis- und Mobilstation unterliegt drei nahezu unabhängigen Einflüssen:

- **Abschattung** wird vor allem durch die Dämpfung von elektromagnetischen Wellen durch Gebäude, Berge, Hügel u.ä. verursacht. Die Abschattung er-

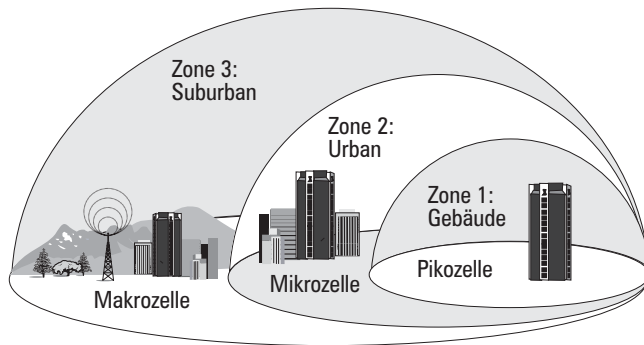


Bild 2.7 Mobilfunkzellen

zeugt mehr oder weniger starke Signaldämpfungen und fällt in die Kategorie des langsamen Schwunds (*engl.* Fading) und kann durch eine log-Normalverteilung beschrieben werden [42].

- **Pfadverluste** werden durch den Abstand des Mobilteilnehmers zu der Basisstation verursacht und wachsen mit dem Quadrat der Entfernung. Bei Umgebungen, in denen keine Sichtverbindungen auftreten, kann die Dämpfung auch mit höheren Potenzen von drei bis fünf ansteigen [45]. Diese Dämpfung fällt ebenso in die Kategorie des langsamen Schwunds.
- **Mehrwegeausbreitung** tritt auf Grund von Reflexionen, Streuungen und Beugungen der elektromagnetischen Wellen an Objekten und natürlichen Hindernissen auf. Daher treffen am Empfänger eine Vielzahl von Wellen ein, die sich in der Ankunftszeit, der Dämpfung, der Phase und der Polarisierung unterscheiden. Diese überlagern sich am Empfänger je nach Phasenlage zueinander konstruktiv oder destruktiv. Die Interferenzsituationen liegen räumlich sehr dicht beieinander. Sie wechseln sehr schnell, wenn man sich durch das Wellenfeld bewegt. Daher spricht man hier auch vom einem schnellen Schwund (*engl.* fast fading) in einem zeitvarianten Kanal. Bild 2.8 verdeutlicht die Entstehung von Mehrwegeausbreitung.

Die beiden Effekte Abschattung und Pfadverlust können durch eine Leistungskontrolle (*engl.* power control) nahezu ausgeglichen werden und sind für diese Arbeit

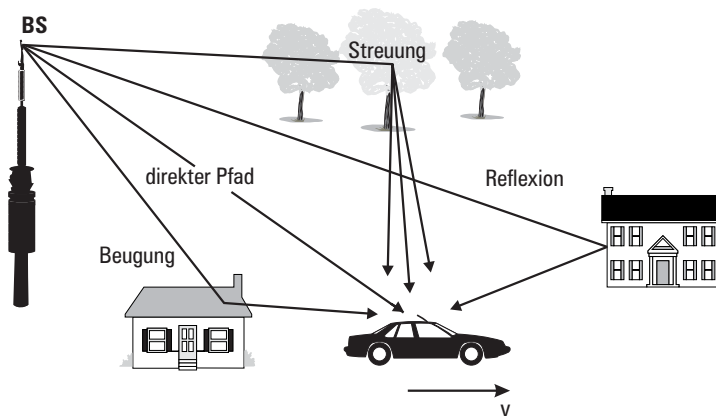


Bild 2.8 Ausbreitungsszenario

unbedeutend. Daher wird im Folgenden nur die Mehrwegeausbreitung in den Kanalmodellen berücksichtigt.

In dieser Arbeit wird ein lineares statistisches Kanalmodell verwendet, das auf Arbeiten von Bello [3] zurückgeht. Eine deterministische Kanalbeschreibung ist in der Praxis nicht durchführbar, da dies die genaue Kenntnis aller im Funkfeld auftretenden Inhomogenitäten nach Geometrie und Materialeigenschaften als Zeitfunktionen erfordern würde [30]. Des weiteren wird in dieser Arbeit mit den äquivalenten Tiefpass-Signalen und Kanälen gearbeitet, wobei dies aber keine Einschränkung der Allgemeinheit darstellt [44]. Da die Signale in der Tiefpassdarstellung im Allgemeinen komplexwertig sind, werden die komplexen Variablen wieder, wie im vorigen Abschnitt bereits eingeführt, durch einen Unterstrich gekennzeichnet.

Der Mobilfunkkanal kann allgemein durch eine zeitvariante Kanalimpulsantwort $\underline{h}(\tau, t)$ dargestellt werden, deren Fouriertransformierte $\underline{H}(f, t) = \mathcal{F}\{\underline{h}(\tau, t)\}$ die zeitvariante Kanalübertragungsfunktion ist. Im Folgenden werden immer zumindest schwach stationäre Prozesse angenommen, bei denen der Mittelwert konstant und die Autokorrelationsfunktion nur eine Funktion von τ , der Zeitdifferenz der betrachteten Zufallsvariablen, ist und nicht von der Zeit abhängt. Die Kanalimpulsantwort stellt die Antwort zum Zeitpunkt t auf einen Impuls zur Zeit $t - \tau$ dar. Das durch den Kanal übertragene Signal kann am Empfänger als Summe von vielen Wellen dargestellt werden, die zu verschiedenen Zeiten eintreffen und durch

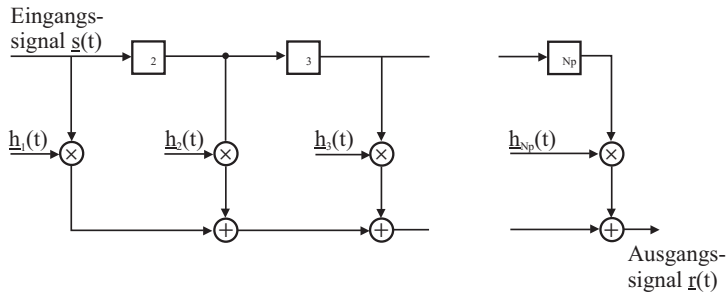


Bild 2.9 Tapped Delay Line Kanalmodell

Reflexion, Beugung und Streuung unterschiedliche Amplituden, Phasen, Polarisationen und Dopplerfrequenzen aufweisen. Gleichung (2.13) stellt die zugehörige Kanalimpulsantwort mit N_P Pfaden dar,

$$\underline{h}(\tau, t) = \sum_{n=1}^{N_P} \tilde{h}_n(t) \delta(\tau - \tau_n) \quad (2.13)$$

wobei der Koeffizient $\tilde{h}_n(t)$ die oben genannten Eigenschaften für Pfad n repräsentiert. Auf die Eigenschaften der $\tilde{h}_n(t)$ wird in den nächsten Abschnitten genauer eingegangen. Zunächst wird jedoch das FIR-Filter (*engl.* Finite Impulse Response) Kanalmodell, das auch als Tapped Delay Line Kanalmodell bekannt ist, eingeführt, mit dem Gleichung (2.13) für Simulationen in Rechnersystemen einfach umgesetzt werden kann.

2.2.1 FIR-Filter Kanalmodell

Bild 2.9 stellt das FIR-Filter Kanalmodell dar, das sich unmittelbar aus Gleichung (2.13) ableiten lässt. Da die Kenntnis des absoluten Eintreffzeitpunkts der Pfade nicht nötig ist, können $\tau_1 = 0$ gesetzt und die Verzögerungen der anderen Pfade relativ auf den Eintreffzeitpunkt des ersten Pfades bezogen werden.

Für die Implementierung des Kanalmodells auf Rechnersystemen ist eine vereinfachte Darstellung des Tapped Delay Line Modells weit verbreitet [44], die im Folgenden kurz dargestellt wird.

Im komplexen Basisband kann das Empfangssignal $\underline{r}(t)$, das auf den Frequenzbereich $|f| \leq \frac{B}{2}$ bandbegrenzt ist, mit Hilfe des Abtasttheorems durch

$$\underline{r}(t) = \frac{1}{B} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \underline{s}(t - n/B) \cdot \underline{h}(n/B, t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \underline{s}(t - n/B) \cdot \underline{h}_n(t) \quad (2.14)$$

dargestellt werden, wobei die Kohärenzzeit des Kanals T_c deutlich größer als das Abtastintervall T_A sein soll ($T_A \ll T_c$) [44]. Die Impulsantwort $\underline{h}(\tau, t)$ wird zu äquidistanten Zeitpunkten $\tau = n \cdot T_A = \frac{n}{B}$ abgetastet. Ein System mit der Bandbreite B kann Impulse, die zu den Zeitpunkten τ und $\tau + \Delta\tau$ ankommen, nicht auflösen, wenn $\Delta\tau \ll 1/B$ gilt [39]. Daher werden alle Pfade, die “nahezu” gleichzeitig eintreffen, in einem Koeffizienten $\underline{h}_n(t)$ des Kanalmodells zusammengefasst. Die Beträge der Koeffizienten weisen je nach Ausbreitungsszenario eine Rayleigh- oder Rice-Verteilung auf. Die Variable N_P repräsentiert nun die Anzahl der Rayleigh- oder Rice-verteilten Pfade, die in dem FIR-Kanalmodell auftreten.

In den nächsten Abschnitten werden die Eigenschaften der Kanalkoeffizienten im Detail erläutert und Bedingungen an sie gestellt, die es erlauben, die realen Kanäle mit ausreichender Genauigkeit wiederzugeben, die Komplexität aber möglichst gering zu halten, um die Simulationsdauer und Komplexität auf Rechnersystemen nicht unnötig groß werden zu lassen.

2.2.2 Rayleigh- und Rice-Verteilung

Das FIR-Filter Kanalmodell kann als frequenzselektiver Kanal aufgefasst werden, der aus der Kaskadierung von N_P nicht-frequenzselektiven Kanälen hervorgeht. Ein nicht-frequenzselektiver Kanal kann durch Gleichung (2.15) ausgedrückt werden,

$$\underline{r}(t) = \underline{h}_n(t) \cdot \underline{s}(t) + \underline{n}(t) \quad (2.15)$$

wobei das gesamte Spektrum mit dem selben Koeffizienten $\underline{h}_n(t)$ gedämpft wird. Die zeitliche Veränderung der Dämpfung wird als Schwund bezeichnet. Der Term $\underline{n}(t)$ steht für additives weisses gaußsches Rauschen (*engl.* Additive White Gaussian Noise (AWGN)), das unter anderem Störungen auf dem Kanal und thermisches Rauschen von Sende- und Empfangskomponenten repräsentiert.

Es gibt einige Möglichkeiten, die Dichtefunktion der Koeffizienten zu beschreiben. Eine weit verbreitete und experimentell auch bestätigte Dichtefunktion kann aus der Annahme in Abschnitt 2.2.1 hergeleitet werden, dass sich der Koeffizient aus der Summe von hinreichend vielen, nahezu gleichzeitig eintreffenden und unabhängig voneinander gestreuten Einzelpfaden zusammensetzt. Somit genügen

die Koeffizienten $\underline{h}_n(t)$ nach dem zentralen Grenzwertsatz [29] einer komplexen Gauß-Verteilung. Wenn kein Pfad dominant ist, folgt die Dichtefunktion des Betrages $x = |\underline{h}_n(t)|$ von $\underline{h}_n(t)$ einer Rayleigh-Verteilung [44]

$$f_{h_n}(x) = \frac{x}{\sigma_{h_n}^2} \cdot \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_{h_n}^2}\right), \quad 0 \leq x < \infty, \quad (2.16)$$

wobei $\sigma_{h_n}^2$ die Leistung des zugrunde liegenden Gauß-Prozesses ist. Die Phase des Kanalkoeffizienten wird unabhängig von der Amplitude beeinflusst und ist in dem Intervall $[0, 2\pi)$ gleichverteilt. Der Mittelwert μ_{h_n} des komplexen Gauß-Prozesses ist $\mu_{h_n} = 0$.

Falls ein direkter oder dominanter Pfad zwischen Basisstation und Mobilstation zusätzlich zu den gestreuten Komponenten auftritt, kann die Zufallsvariable $\underline{h}_n(t)$ nicht mehr als mittelwertfrei angesehen werden. Die Amplitude von $\underline{h}_n(t)$ gehorcht nunmehr einer Rice-Verteilung [39]

$$f_{h_n}(x) = \frac{x}{\sigma_{h_n}^2} \cdot \exp\left(-\frac{x^2 + A_{LOS}^2}{2\sigma_{h_n}^2}\right) \cdot J_0\left(\frac{x A_{LOS}}{\sigma_{h_n}^2}\right), \quad 0 \leq x < \infty, \quad (2.17)$$

wobei $J_0(x)$ die modifizierte Besselfunktion der ersten Art, nullter Ordnung [5] darstellt. Der Parameter A_{LOS} bezeichnet die Amplitude der direkten Komponente (LOS). Daraus lässt sich der Rice-Parameter K_r als Leistungsverhältnis der direkten Signalkomponente zu den Rayleigh-verteilten Anteilen nach Gleichung (2.18) angeben.

$$K_r = \frac{E\{A_{LOS}^2\}}{2\sigma_{h_n}^2} \quad (2.18)$$

Die Verteilung der Phase bei einem Rice-Prozess hängt von der Größe des Parameters K_r ab [31]. Mit größer werdendem Rice-Faktor K_r ändert sich die Phase nur noch in zunehmend engeren Grenzen.

2.2.3 Einfluss der Dopplerverschiebung

Zur Modellierung von Funkkanälen müssen im Mobilfunk gerade für sich bewegende Teilnehmer noch die Einflüsse der Dopplerverschiebung beachtet werden.

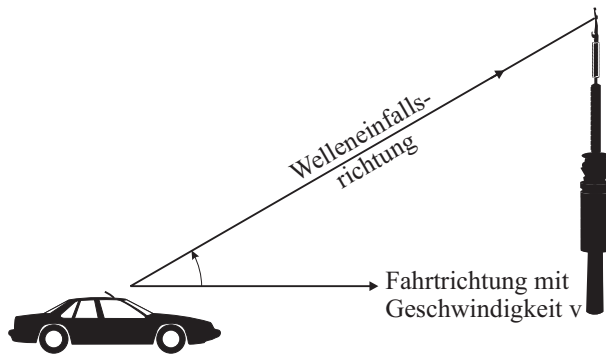


Bild 2.10 Zum Doppler

Diese Frequenzverschiebungen werden in den Kanalkoeffizienten, die in Abschnitt 2.2.2 hergeleitet wurden, zusätzlich berücksichtigt.

In diesem Abschnitt wird zunächst das erweiterte Modell für die Kanalkoeffizienten hergeleitet. Anschließend werden die spektralen Eigenschaften genauer betrachtet, da diese maßgeblich die Leistungsfähigkeit von Mobilfunksystemen gerade bei höheren Geschwindigkeiten der Teilnehmer beeinflussen.

Das Dopplerleistungsdichtespektrum

Zunächst wird von einem bewegten Empfänger ausgegangen, der nur eine direkte Komponente empfängt (Bild 2.10). Da sich der Teilnehmer relativ zum Sender bewegt, hängt die Phase des Empfangssignals von der Bewegung ab. α bezeichnet den Winkel zwischen der Fahrtrichtung und der Einfallrichtung der elektromagnetischen Welle. Dann entspricht die Frequenzverschiebung f_D auf Grund des Doppler-Effektes (c_0 entspricht der Lichtgeschwindigkeit)

$$f_D = \frac{v \cdot f_T}{c_0} \cdot \cos \alpha \quad (2.19)$$

Die maximalen Dopplerverschiebungen $\pm f_{Dmax} = \pm \frac{v \cdot f_T}{c_0}$ ergeben sich für $\alpha = 0$ (Empfänger bewegt sich direkt auf den Sender zu) und $\alpha = \pi$ (Empfänger bewegt sich vom Sender fort).

Wie bereits in Abschnitt 2.2.2 verdeutlicht, setzt sich ein Empfangssignal aus einer Vielzahl von Komponenten zusammen, die aus unterschiedlichen Richtungen einfallen und somit verschiedene Dopplerfrequenzen aufweisen. Daraus läßt sich

ein Leistungsdichtespektrum, das sogenannte Dopplerleistungsdichtespektrum, berechnen, das je nach Leistung und Verteilung der Einfallswinkel unterschiedliches Aussehen aufweisen kann. Weiterhin bestimmt die Charakteristik der Empfangsantenne maßgeblich die Form des Spektrums. In dieser Arbeit wird nur das am meisten verbreitete Modell nach [9] genauer betrachtet.

Zur Modellierung der Dopplereinflüsse werden vereinfachende Annahmen getroffen [42]:

- Die Einfallswinkel der elektromagnetischen Wellen sind in $[0, 2\pi)$ gleichverteilt
- Die Wellenausbreitung erfolgt in der horizontalen Ebene
- Zum Empfang werden omni-direktionale Antennen verwendet, die die Wellen gleichmäßig aus allen Richtungen aufnehmen

Unter Beachtung obiger Annahmen ergibt sich für das Dopplerleistungsdichtespektrum Gleichung (2.20) [9],

$$\Phi(f_D) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \cdot f_{Dmax}} \cdot \frac{\sigma_{h_n}^2}{\sqrt{1-(f_D/f_{Dmax})^2}} & \text{für } |f_D| \leq f_{Dmax} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.20)$$

wobei $\sigma_{h_n}^2$ die gesamte Leistung des Pfadprozesses darstellt. Diese spektrale Leistungsdichte wird auch als Jakes-Spektrum bezeichnet.

Bild 2.11 stellt das Leistungsdichtespektrum des Empfangssignals bei nicht frequenzselektivem Rayleigh-Fading im Basisband dar. Ein zeitlich unbegrenzter und unmodulierter Träger, der im Frequenzbereich als Dirac-Impuls darstellbar ist, erfährt eine Impulsverbreiterung in Form dieses Jakes-Spektrums.

Die Erzeugung des Pfadkoeffizienten kann wie in Bild 2.12 gezeigt erfolgen. Zwei reelle Tiefpässe mit der Übertragungsfunktion

$$H_J(f) = \begin{cases} \frac{C}{\sqrt{1-(f/f_{Dmax})^2}} & \text{für } |f| \leq f_{Dmax} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.21)$$

werden über weiße Rauschprozesse gespeist und deren Ausgänge als Real- und Imaginärteil des komplexen Pfadkoeffizienten aufgefasst. Die Konstante C wird so

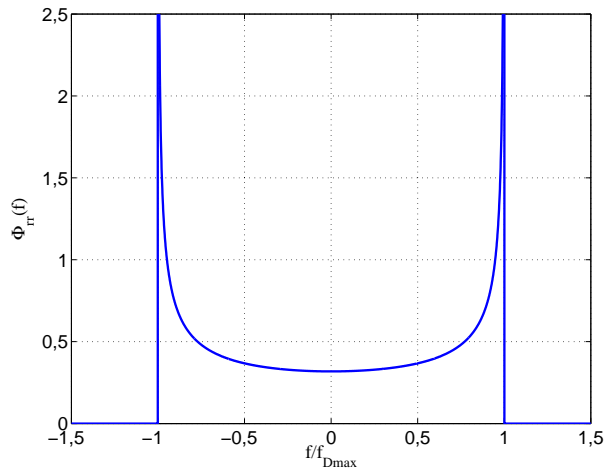


Bild 2.11 Leistungsdichtespektrum des Empfangssignals bei nicht frequenzselektivem Rayleigh-Kanal, relative Frequenzachse

gewählt, dass am Ausgang die gewünschte Leistung auftritt. Im Falle eines Rice-Kanals wird zusätzlich die direkte dopplerbehaftete Komponente $f_{D,LOS}$ entsprechend des Rice-Faktors hinzuaddiert. Anschließend wird dieses Signal mit dem Sendesignal multipliziert. Diese Vorgehensweise wurde zuerst von Brehm u.a. [4] vorgeschlagen.

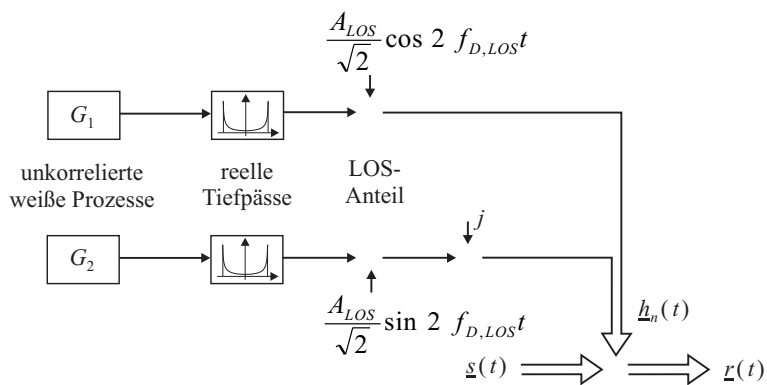


Bild 2.12 Modell für einen nicht frequenzselektiven Pfad

Die Realisierung der Tiefpässe kann durch den Einsatz eines normierten IIR-Filters mit anschließender Interpolation erfolgen [4]. Der IIR-Filter erzeugt das Jakes-Spektrum, das auf $f_{Dmax} = 1$ Hz normiert ist. Ein Filter der Ordnung 8 mit den zugehörigen Koeffizienten ist in [23] angegeben. Der anschließende Interpolator ermöglicht die Simulation der verschiedenen Geschwindigkeiten. Je größer die Interpolationsrate gewählt wird, desto niedriger wird die Geschwindigkeit des Mobilteilnehmers sein.

Auswirkungen auf das Sendesignal

Im Folgenden werden die spektralen Eigenschaften des Kanals und seine Auswirkungen auf das Sendesignal genauer dargestellt. In Gleichung (2.15) wurde das Signalmodell für einen nicht frequenzselektiven Kanal bereits eingeführt. Das Leistungsdichtespektrum $\Phi_{rr}(f)$ des Empfangssignals $\underline{r}(t)$ kann als Fouriertransformierte der Korrelationsfunktion $\phi_{rr}(\Delta t)$ von $\underline{r}(t)$ dargestellt werden:

$$\Phi_{rr}(f) = \mathcal{F} \{ \phi_{rr}(\Delta t) \} = \mathcal{F} \{ \phi_{h_n h_n}(\Delta t) \cdot \phi_{ss}(\Delta t) + \phi_{nn}(\Delta t) \} \quad (2.22)$$

Die Herleitung der Korrelationsfunktion $\phi_{rr}(\Delta t)$ ist in Anhang B angegeben. Die Produktdarstellung von $\phi_{h_n h_n}(\Delta t)$ und $\phi_{ss}(\Delta t)$ wird durch die statistische Unabhängigkeit von Sende- und Kanalprozeß ermöglicht.

Damit ergibt sich das Leistungsdichtespektrum des Empfangssignals zu

$$\Phi_{rr}(f) = \Phi_{h_n h_n}(f) * \Phi_{ss}(f) + \Phi_{nn}(f) \quad (2.23)$$

wobei das Symbol “*” die Faltungsoperation symbolisiert.

Die Konsequenz für das Spektrum eines diskreten Datensignals, das über einen Doppler behafteten Kanal gesendet wird, ist im Folgenden dargestellt.

Das Sendesignal $\underline{s}(t)$ wird aus dem diskreten Informationssignal $\underline{d}(k)$, das K_M verschiedene Werte aus dem verwendeten Modulationsalphabet annehmen kann, und dem Impulsformungsfiler $g(t)$ nach Gleichung (2.24) gebildet,

$$\underline{s}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{d}(k) \cdot g(t - kT_S), \quad \underline{d}(k) \in \{ \underline{d}_1, \dots, \underline{d}_{K_M} \} \quad (2.24)$$

wobei T_S die Symboldauer eines Informationssymbols darstellt. Das Leistungsdichtespektrum $\Phi_{ss}(f)$ des Sendesignals kann, wie in Gleichung (2.25) verdeutlicht wird, als Produkt des Leistungsdichtespektrums des Eingangsprozesses und dem Betragsquadrat der Übertragungsfunktion des Impulsformungsfilters dargestellt werden [34].

$$\Phi_{ss}(f) = \frac{1}{T_D} \cdot \Phi_{dd}(f) \cdot |G(f)|^2 \quad (2.25)$$

Wenn als Impulsformungsfiler im Zeitbereich ein Rechteckimpuls der Länge T_D verwendet wird, folgt bei einem weissen Eingangsprozess $\underline{d}(k)$ als Leistungsdichtespektrum des Sendesignals

$$\Phi_{ss}(f) = T_D \cdot \sigma_D^2 \cdot \frac{\sin(\pi f T_D)^2}{(\pi f T_D)^2}. \quad (2.26)$$

Die mittlere Leistung des Informationsdatenprozesses wird mit σ_D^2 bezeichnet. Zur Berechnung des Leistungsdichtespektrums des Empfangssignals wird aber nicht die Faltung nach Gleichung (2.23) ausgeführt, sondern es wird zur Vereinfachung die Fouriertransformierte aus der Korrelationsfunktion nach (2.22) berechnet. Daher wird die Autokorrelationsfunktion $\phi_{ss}(\tau)$ benötigt, die durch die inverse Fouriertransformation von (2.26) bestimmt ist,

$$\begin{aligned} \phi_{ss}(\Delta t) &= \sigma_D^2 \cdot T_D \cdot \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{\sin(\pi f T_D)^2}{(\pi f T_D)^2} \right\} \\ &= \sigma_D^2 \cdot \begin{cases} 1 - \frac{|\Delta t|}{T_D} & \text{für } |\Delta t| \leq T_D \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.27)$$

und nach Gleichung (2.27) einen dreiecksförmigen Verlauf aufweist [47].

Das Leistungsdichtespektrum des Kanalprozesses kann in ähnlicher Weise wie das für den Datenprozess berechnet werden und ergibt sich mit der mittleren Leistung des Prozesses $\sigma_{h_n}^2$ zu

$$\Phi_{h_n h_n}(f) = \sigma_{h_n}^2 \cdot \begin{cases} \frac{1}{\pi \cdot f_{Dmax} \cdot \sqrt{1 - (f/f_{Dmax})^2}} & \text{für } |f| \leq f_{Dmax} \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (2.28)$$

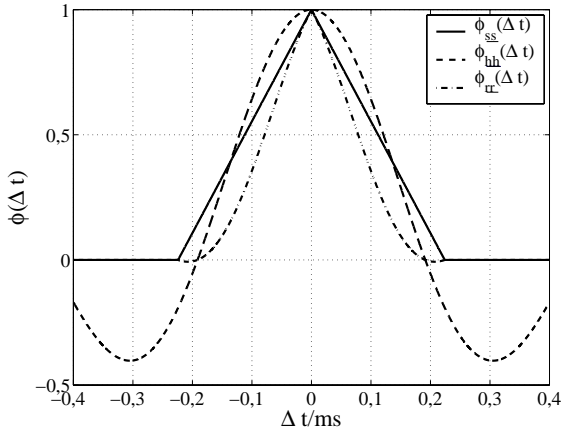


Bild 2.13 Autokorrelationsfunktionen der verschiedenen Prozesse

Die inverse Fouriertransformierte und damit die Korrelationsfunktion des zeitvarianten Kanalkoeffizienten kann nach Gleichung (2.29) durch die Besselfunktion erster Art und nullter Ordnung dargestellt werden [47].

$$\phi_{\underline{h}_n \underline{h}_n}(\Delta t) = \mathcal{F}^{-1} \{ \Phi_{\underline{h}_n \underline{h}_n}(f) \} = \sigma_{\underline{h}_n}^2 \cdot J_0(2\pi f_{Dmax} \Delta t) \quad (2.29)$$

Die komplexe Kanalimpulsantwort $\underline{h}_n(t) = h_n^R(t) + jh_n^I(t)$ setzt sich aus der Summe von zwei unabhängigen, aber identisch verteilten Prozessen h_n^R und h_n^I mit der mittleren Leistung $\sigma_{h_n}^2$ zusammen. Da

$$\phi_{\underline{h}_n \underline{h}_n}(\Delta t) = E\{h_n^R(t) \cdot h_n^R(t - \Delta t)\} + E\{h_n^I(t) \cdot h_n^I(t - \Delta t)\} \quad (2.30)$$

gilt, ist die Korrelationsfunktion der reellen Kanalimpulsantwort

$$\begin{aligned} \phi_{h_n h_n}(\Delta t) &= \frac{\sigma_{\underline{h}_n}^2}{2} \cdot J_0(2\pi f_{Dmax} \Delta t) \\ &= \sigma_{h_n}^2 \cdot J_0(2\pi f_{Dmax} \Delta t) \end{aligned} \quad (2.31)$$

Nun kann mit (2.22) das Leistungsdichtespektrum des Empfangssignals durch einfache Multiplikation und anschließende Fouriertransformation berechnet werden.

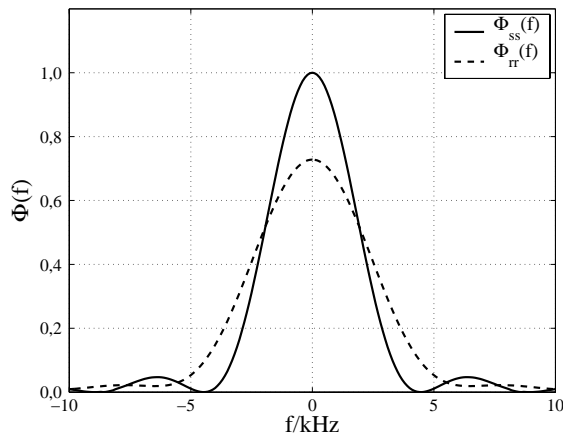


Bild 2.14 Leistungsdichtespektren von Sende- und Empfangssignal

In diesem Zusammenhang stellt Bild 2.13 die Korrelationsfunktionen $\phi_{\underline{s}\underline{s}}(\Delta t)$, $\phi_{\underline{L}_n \underline{L}_n}(\Delta t)$ sowie $\phi_{\underline{r}\underline{r}}(\Delta t)$ ohne zusätzliches additives weißes Rauschen auf dem Kanal dar.

Die ursprüngliche Korrelationsfunktion $\phi_{\underline{s}\underline{s}}(\Delta t)$ wird mit der Bessel-Funktion aus (2.29) in Abhängigkeit der Dopplerfrequenz gewichtet und verzerrt. In Bild 2.13 wurde eine maximale Dopplerfrequenz von $f_{Dmax} = 2000$ Hz angenommen, die zur Verdeutlichung ihres Einflusses sehr groß gewählt wurde. Die Symboldauer T_D des Informationssignals beträgt in Anlehnung an den DVB-T-Standard $T_D = 224 \mu\text{s}$.

Das Leistungsdichtespektrum des empfangenen Signals kann nun mit der Fouriertransformation aus $\phi_{\underline{r}\underline{r}}(\Delta t)$ berechnet werden. Da kein geschlossener Ausdruck für $\Phi_{\underline{r}\underline{r}}(f)$ in Abhängigkeit der Dopplerfrequenz angegeben werden kann, ist in Bild 2.14 das Fourierintegral für $f_{Dmax} = 2000$ Hz numerisch mit Hilfe von MATLAB gelöst worden. Um die Auswirkungen des Kanals deutlich zu machen, ist $\Phi_{\underline{s}\underline{s}}(f)$ ebenfalls in Bild 2.14 dargestellt.

Das resultierende Spektrum ist etwas flacher, hat sich aber verbreitert. Diese Verbreiterung ist nun speziell für OFDM basierte Systeme der Grund, dass die Orthogonalität zwischen den Unterträgern gestört wird und somit Interferenz zwischen diesen auftritt (ICI, engl. Inter Carrier Interference). Eine quantitative Betrachtung für OFDM-Systeme folgt in Abschnitt 4.1

2.2.4 Die WSSUS-Annahmen

Zur Vereinfachung der Modellierung von Kanaleigenschaften werden weitere Forderungen an die Pfadkoeffizienten $\underline{h}_n(t)$ gestellt, die zuerst von Bello [3] vorgeschlagen wurden und als WSSUS-Annahmen (*engl.* Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) bezeichnet werden.

Die Eigenschaft *Wide Sense Stationary* (WSS) bezieht sich auf die Stationarität des Kanals, die zumindest schwach sein soll. Dann ist der Mittelwert des Prozesses konstant und die Autokorrelationsfunktion (AKF) hängt nur von der Zeitdifferenz ab. Da stets die Ergodizität vorausgesetzt wird und ergodische Prozesse immer stationär sind, ist diese Forderung implizit erfüllt [29].

Die zweite Eigenschaft *Uncorrelated Scattering* (US) beschreibt die Abhängigkeit der Pfadkoeffizienten untereinander. Streukomponenten, die über verschiedene Wege und zu unterschiedlichen Zeitpunkten am Empfänger ankommen, sollen stets unkorreliert sein. Somit lassen sich die Pfadkoeffizienten unabhängig voneinander erzeugen. Unter bestimmten Umständen (z.B. bei starker Bebauung) spiegelt diese Annahme aber nur bedingt die Realität wider.

2.2.5 Verzögerungs-Leistungsspektrum und Impulsverbreiterung

Bisher wurde zur Charakterisierung des Kanals nur auf die Pfadkoeffizienten selber und deren Unabhängigkeit untereinander (*uncorrelated scattering*) eingegangen. Zur weiteren Beschreibung wird das Verzögerungs-Leistungsspektrum ϕ_{VLS} (VLS) verwendet, das die Leistungsverteilung als kontinuierliche Funktion der Ausbreitungsverzögerung τ der Kanalimpulsantwort $\underline{h}(\tau, t)$ beschreibt. Im Englischen wird es als Power Delay Spectrum (PDS) bezeichnet. Es kann aus der allgemeinen Autokorrelationsfunktion

$$\phi_{hh}(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = E \{ \underline{h}(\tau_1, t) \cdot \underline{h}^*(\tau_2, t - \Delta t) \} \quad (2.32)$$

hergeleitet werden, wobei $(\cdot)^*$ die komplexe Konjugation darstellt. Unter der Annahme der *uncorrelated scattering* (US) Eigenschaft aus Abschnitt 2.2.4 sind die Pfade mit unterschiedlichen Laufzeiten unkorreliert. Daher kann $\phi_{VLS}(\tau)$ mit Gleichung (2.32) und der δ -Distribution durch

$$\phi_{VLS}(\tau_1) = E \{ \underline{h}(\tau_1, t) \cdot \underline{h}^*(\tau_2, t - \Delta t) \} \cdot \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.33)$$

dargestellt werden. Durch die Annahme der Stationarität ist der Erwartungswert unabhängig vom absoluten Messzeitpunkt t . $\phi_{VLS}(\tau)$ stellt für $\Delta t = 0$ sozusagen die mittlere Leistung der Kanalimpulsantwort als Funktion der Verzögerung τ dar.

Mit Hilfe des Verzögerungs-Leistungsspektrums können nun verschiedene Ausbreitungsszenarien definiert werden, auf die in Abschnitt 2.2.6 genauer eingegangen wird.

Das Verzögerungs-Leistungsspektrum bildet auch die Grundlage für die Definition der mittleren Impulsverbreiterung (*engl.* delay spread). Zunächst wird die mittlere relative Ausbreitungsverzögerung durch Gleichung (2.34) definiert. Sie ergibt sich aus dem ersten Moment der Form

$$\bar{\tau} = \frac{1}{\sigma_{\underline{h}}^2} \int_0^{\tau_{max}} \tau \cdot \phi_{VLS}(\tau) d\tau, \quad (2.34)$$

das auf die mittlere Leistung

$$\sigma_{\underline{h}}^2 = \int_0^{\tau_{max}} \phi_{VLS}(\tau) d\tau \quad (2.35)$$

des Kanals normiert wird. τ_{max} ist die maximale relative Ausbreitungsverzögerung, die auf dem Kanal auftritt.

Die mittlere Impulsverbreiterung $\Delta\tau$ lässt sich nun durch das zweite Moment von $\phi_{VLS}(\tau)$ ausdrücken:

$$\Delta\tau = \sqrt{\frac{1}{\sigma_{\underline{h}}^2} \int_0^{\tau_{max}} \tau^2 \phi_{VLS}(\tau) d\tau - \bar{\tau}^2}, \quad (2.36)$$

wobei stets $\Delta\tau \geq 0$ gilt.

Mit Hilfe dieser Kenngröße lässt sich für einen gegebenen Kanal beurteilen, ob er frequenzselektives oder nicht-frequenzselektives Verhalten bei gegebener Übertragungsbandbreite B aufweist. Wird der Kehrwert von $\Delta\tau$ zur Kohärenzbandbreite B_c definiert,

$$B_c = \frac{1}{\Delta\tau} \quad (2.37)$$

sind Kanäle mit $B \ll B_c$ als nicht-frequenzselektiv anzusehen, wogegen Kanäle mit $B \gg B_c$ Frequenzselektivität aufweisen.

Als Beispiele für VLS dienen zum Einen das bis zu einer gewissen Verzögerung konstante, zum Anderen das exponentiell abfallende Spektrum.

Für das konstant verlaufende Spektrum gilt mit τ_{max} als maximale Verzögerungszeit auf dem Kanal

$$\phi_{VLS}(\tau) = \frac{\sigma_h^2}{\tau_{max}} \cdot \begin{cases} 1 & \text{für } 0 \leq \tau \leq \tau_{max} \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (2.38)$$

und das exponentiell abfallende Spektrum wird durch Gleichung (2.39) definiert.

$$\phi_{VLS}(\tau) = \frac{\sigma_h^2}{\tau_0} \cdot \begin{cases} e^{-\frac{\tau}{\tau_0}} & \text{für } \tau \geq 0 \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (2.39)$$

Der Parameter τ_0 definiert die Abklingkonstante des VLS.

2.2.6 Ausbreitungsszenarien von COST 207

Das Verzögerungs-Leistungsspektrum eignet sich zur Charakterisierung von Kanälen für verschiedene Übertragungssituationen. So wurden von der europäischen Projektgruppe COST 207 speziell im Hinblick auf terrestrische mobile Funkkommunikation um 900 MHz bestimmte Kanäle definiert, die verschiedenen Ausbreitungsszenarien gerecht werden sollen. Hierbei sind unter anderem die Kanäle für hügelige Landschaften (*engl.* hilly terrain), städtische Umgebungen (*engl.* typical urban) oder ländliche Gegenden (*engl.* rural) zu nennen, deren VLS in Bild 2.15 dargestellt sind [10]. Aus diesen kontinuierlich verteilten VLS können nun Kanalparameter für das diskrete frequenzselektive Kanalmodell abgeleitet werden. Eine Zusammenstellung der in dieser Arbeit verwendeten Kanalparameter der diskreten Kanäle ist in Anhang A zu finden.

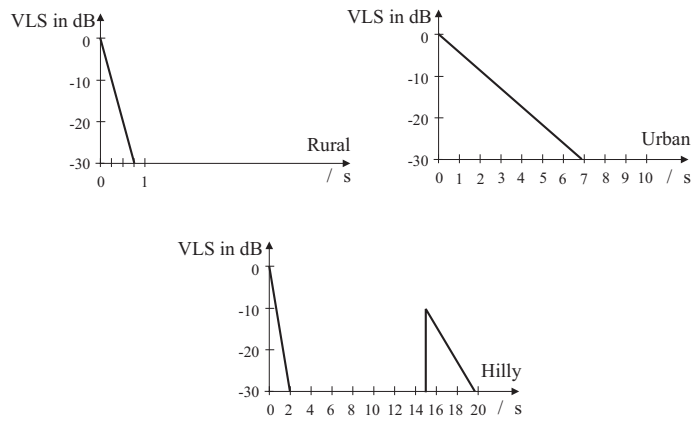


Bild 2.15 Verzögerungs-Leistungsspektren nach COST 207

2.2.7 Korrelationsfunktion der Kanalübertragungsfunktion

In OFDM basierten Systemen wird die Signalverarbeitung und speziell die Kanalschätzung und Kanalverzerrung im Allgemeinen im Frequenzbereich durchgeführt. Daher ist die Kenntnis der Korrelationsfunktion $\phi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta f, \Delta t)$ der zeitvarianten Übertragungsfunktion $\underline{H}(f, t) = \mathcal{F}\{h(\tau, t)\}$ notwendig.

Die Korrelationsfunktion $\phi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta f, \Delta t)$ wird über den Erwartungswert

$$\phi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta f, \Delta t) = E \{ \underline{H}(f, t) \cdot \underline{H}^*(f - \Delta f, t - \Delta t) \} \quad (2.40)$$

definiert. Da die Korrelationseigenschaften im Zeitbereich von $\underline{h}(\tau, t)$ bereits bekannt sind, wird $\underline{H}(f, t)$ durch die Kanalimpulsantwort $\underline{h}(\tau, t)$ ausgedrückt. Mit Hilfe der Fouriertransformation können folgende Umformungen durchgeführt werden:

$$\begin{aligned}
& E \{ \underline{H}(f_1, t_1) \cdot \underline{H}^*(f_1 - \Delta f, t_1 - \Delta t) \} & (2.41) \\
& = E \{ \underline{H}(f_1, t_1) \cdot \underline{H}^*(f_2, t_2) \} \\
& = E \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \underline{h}(\tau_1, t_1) \cdot e^{-j2\pi f_1 \tau_1} d\tau_1 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \underline{h}^*(\tau_2, t_2) \cdot e^{j2\pi f_2 \tau_2} d\tau_2 \right\} \\
& = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{E \{ \underline{h}(\tau_1, t_1) \underline{h}^*(\tau_2, t_2) \}}_{\phi_{VLS}(\tau_1) \cdot J_0(\Delta t) \cdot \delta(\tau_1 - \tau_2)} e^{-j2\pi(f_1 \tau_1 - f_2 \tau_2)} d\tau_2 d\tau_1
\end{aligned}$$

Der Erwartungswert in der letzten Zeile verschwindet unter der Annahme unkorrelierter Pfade (uncorrelated scattering) für $\tau_1 \neq \tau_2$. Für $\tau_1 = \tau_2$ dagegen stellt der Erwartungswert nicht anderes als die Korrelationsfunktion des Pfades mit der Verzögerung τ_1 dar, der entsprechend des VLS gewichtet wird. Da die Korrelationsfunktion nicht von τ_1 und τ_2 abhängt, kann diese vor die Integrale gezogen werden.

$$\begin{aligned}
& E \{ \underline{H}(f_1, t_1) \cdot \underline{H}^*(f_2, t_2) \} & (2.42) \\
& = J_0(\Delta t) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{VLS}(\tau_1) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau_1 - \tau_2) e^{-j2\pi(f_1 \tau_1 - f_2 \tau_2)} d\tau_2 d\tau_1 \\
& = J_0(\Delta t) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{VLS}(\tau_1) e^{-j2\pi \Delta f \tau_1} d\tau_1 \\
& = J_0(\Delta t) \cdot \mathcal{F} \{ \phi_{VLS}(\tau_1) \} \\
& = J_0(\Delta t) \cdot \phi_{\underline{H}\underline{H},f}(\Delta f) \\
& = \phi_{\underline{H}\underline{H},t}(\Delta t) \cdot \phi_{\underline{H}\underline{H},f}(\Delta f)
\end{aligned}$$

Die Korrelationsfunktion $\phi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta f, \Delta t)$ kann nach Gleichung (2.42) als Produkt der zwei unabhängigen Korrelationsfunktionen $\phi_{\underline{H}\underline{H},t}(\Delta t)$ und $\phi_{\underline{H}\underline{H},f}(\Delta f)$ geschrieben werden. $\phi_{\underline{H}\underline{H},t}(\Delta t)$ beschreibt die Korrelationseigenschaften in Zeitrichtung und entspricht der Besselfunktion $J_0(\Delta t)$. $\phi_{\underline{H}\underline{H},f}(\Delta f)$ beschreibt die Korrelationseigenschaften in Frequenzrichtung und wird mit Hilfe der Fouriertransformation aus dem Verzögerungs-Leistungsspektrum berechnet.

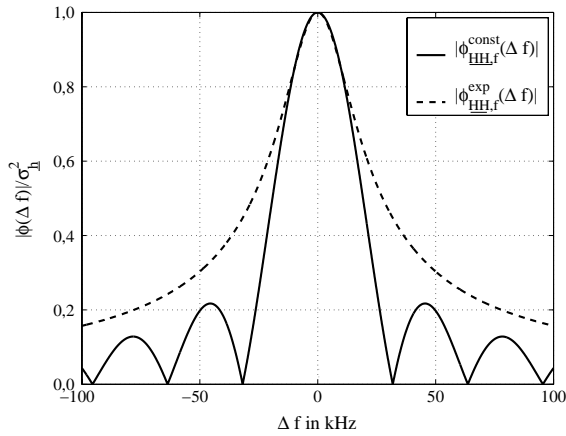


Bild 2.16 Betrag der Korrelationsfunktionen $\phi_{\underline{H}\underline{H},f}(\Delta f)$

Als Beispiele für die Korrelationsfunktion $\phi_{\underline{H}\underline{H},f}(\Delta f)$ sollen die VLS aus den Gleichungen (2.38) und (2.39) angegeben werden.

Für das konstante Verzögerungs-Leistungsspektrum berechnet sich die Korrelationsfunktion zu

$$\begin{aligned} \phi_{\underline{H}\underline{H},f}^{const}(\Delta f) &= \mathcal{F} \left\{ \frac{\sigma_{\underline{h}}^2}{\tau_{max}} \cdot \begin{cases} 1 & \text{für } 0 \leq \tau \leq \tau_{max} \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \right\} \\ &= \sigma_{\underline{h}}^2 \cdot \text{sinc}(\pi \tau_{max} \Delta f) \cdot e^{-j\pi \tau_{max} \Delta f} \end{aligned} \quad (2.43)$$

Für das exponentiell abfallende Spektrum ergibt sich die komplexe Funktion

$$\begin{aligned} \phi_{\underline{H}\underline{H},f}^{exp}(\Delta f) &= \mathcal{F} \left\{ \frac{\sigma_{\underline{h}}^2}{\tau_0} \cdot \begin{cases} e^{-\frac{\tau}{\tau_0}} & \text{für } \tau \geq 0 \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \right\} \\ &= \frac{\sigma_{\underline{h}}^2}{1 + j2\pi\tau_0\Delta f} \end{aligned} \quad (2.44)$$

Bild 2.16 zeigt die normierten Betragsverläufe beider Korrelationsfunktionen für $\tau_{max} = \tau_0 = 10 \mu\text{s}$.

3 Digital Video Broadcasting

Terrestrial (DVB-T)

Mit der Entwicklung des digitalen Fernsehstandards DVB wurde in Europa Anfang der 90er Jahre des zwanzigsten Jahrhunderts begonnen. Durch den Zusammenschluss von Programmanbietern, Geräteherstellern, Netzbetreibern und Behörden aus ganz Europa wurde es möglich, bereits Ende 1994 die erste Spezifikation zur Satellitenausstrahlung des digitalen Fernsehens in eine europäische Norm zu überführen. Weitere Spezifikationen zur Übertragung über Kabel und die terrestrische Ausstrahlung folgten. Einen umfassenden Überblick über die weltweite Entwicklung des digitalen Fernsehens findet man in [46].

Der Schlüssel für die erfolgreiche digitale Fernsehübertragung liegt in der Datenreduktion, die aus der Rohdatenrate von 166 Mbit/s bis zu 216 Mbit/s eine Nutzerdatenrate von ca. 5 Mbit/s bis zu 10 Mbit/s erzeugt. Für diese Quellencodierung wird in DVB der MPEG-2-Standard der Moving Pictures Experts Group (MPEG) [27] verwendet, auf den auch die sich anschließende Datenverarbeitung im Sender zugeschnitten ist.

Die Bandbreite von DVB-T-Signalen kann 6 MHz, 7 MHz oder 8 MHz betragen, wobei für die verschiedenen Bandbreiten die Grundkonfiguration des Systems bis auf die Taktrate gleich bleibt. Durch geeignete Abstimmung des Oszillators können die drei möglichen Bandbreiten eingestellt werden. In Deutschland sind für die Übertragung von DVB-T vor allem die Trägerfrequenzen des analogen Fernsehens der Frequenzbänder IV und V vorgesehen [6], in denen die analogen TV-Kanäle eine Bandbreite von jeweils 8 MHz besitzen. Hier kann genau ein DVB-T OFDM-Symbol einschließlich der Schutzbänder zum Nachbarkanal eingefügt werden. Somit lassen sich die analogen TV-Programme sukzessive durch digitale ersetzen, ohne dass das bisherige Frequenzraster geändert werden muss. Zur Fehlerkorrektur wird ein auf den MPEG2-Datenstrom angepasstes Codierungsverfahren mit verketteten Reed-Solomon- und Faltungscodes verwendet.

Um flexibel auf die Erfordernisse beim Netzaufbau reagieren zu können, verfügt DVB-T über zwei verschiedene Modi, die sich grundsätzlich in der Länge ihrer FFT unterscheiden. Zum einen gibt es den 8k-Modus mit einer FFT-Länge von 8192, der sich durch seine längeren Schutzintervalle besonders zum Aufbau von großen Gleichwellennetzwerken eignet. Zum anderen gibt es den 2k-Modus, der eine FFT-Länge von 2048 besitzt und besonders für Einzelsender und kleinere Gleichwellen-

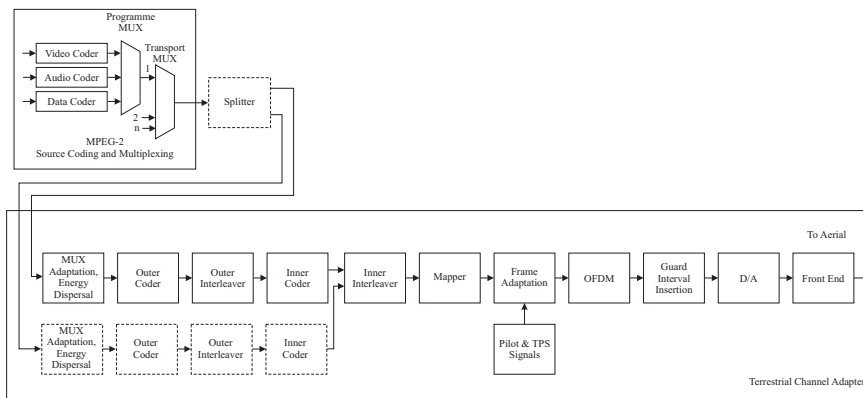


Bild 3.1 Blockschaltbild der Basisbandverarbeitung von DVB-T
(Quelle: ETSI EN 300 744)

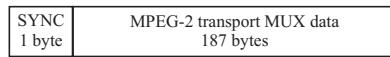
netzwerke geeignet ist und gegenüber dem mobilen Empfang sehr unempfindlich ist. Die Robustheit gegenüber mobilem Empfang wird zusätzlich durch Datenströme mit unterschiedlicher Priorität verbessert, die im Modulationsmultiplex [46] übertragen werden. Je nach Empfangsverhältnissen kann zwischen einer qualitativ schlechteren aber robusteren und einer qualitativ hochwertigen Darstellung gewählt werden. Auf dieses Verfahren wird in Abschnitt 3.3 eingegangen.

In diesem Kapitel werden in Grundzügen die wichtigsten Bereiche der Basisbandverarbeitung des europäischen digitalen Fernsehsystems DVB-T [17] vorgestellt. Es dient als Grundlage der Verifikation der Algorithmen, die im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurden.

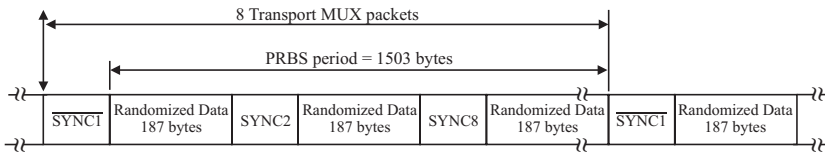
3.1 DVB-T Systemaufbau

In diesem Abschnitt wird der prinzipielle Systemaufbau des DVB-T-Senders beschrieben. Dazu gibt Bild 3.1 zunächst einen Überblick über die funktionellen Blöcke der Basisbandverarbeitung.

Die Informationsdaten werden in dem Quellenencoder gemäß dem MPEG-2-Standard komprimiert, in einem Multiplexer mit weiteren Datenströmen zusammengefasst und anschließend auf zwei Prioritätsklassen aufgeteilt. Hierbei werden sogenannte *MPEG-2 transport MUX* Pakete einer Länge von 188 Bytes erzeugt, wobei das erste Byte $SYNC_n$ zur Synchronisation dient und nicht aus dem Quellenenco-



a) MPEG-2 transport MUX packet



b) Randomized transport packets: Sync bytes and Randomized Data bytes

Bild 3.2 Aufbau der Transportpakete in DVB-T (Quelle: ETSI EN 300 744)

der stammt. Acht solcher Pakete werden zu einem größeren zusammengefasst, dessen Anfang durch ein bitweise invertiertes Synchronisationsbyte SYNC1 markiert ist. Die Länge dieser acht Pakete entspricht auch der Periodenlänge des Verwürf- lers (*engl.* Pseudo Random Binary Source (PRBS)), der sich auf das invertierte Byte synchronisiert und eine möglichst gleichmäßige Auftretswahrscheinlichkeit der bi- nären Informationsbits sicherstellt. Je nach Konfiguration des Modulators und der Kanalcodierung wird eine bestimmte Anzahl von Paketen zu Super-Rahmen zu- sammengefasst. Die entsprechenden Parameter können dem Standard entnommen werden [17]. Bild 3.2 veranschaulicht diesen Paketaufbau von DVB-T.

Daraufhin fügt die verkettete Kanalcodierung, die in Abschnitt 3.2 näher beschrie- ben wird, dem Transportstrom Redundanz hinzu. Es schließt sich das gemeinsame innere Interleaving der zwei Datenströme unterschiedlicher Priorität an und die Bits werden in dem Signalraum entsprechend dem Modulationsverfahren angeord- net. Anschließend werden die erzeugten Symbole zusammen mit den Pilotsymbo- len und den modulierten Übertragungsparametern (*engl.* Transmission Parameter Signalling (TPS)) zu einem OFDM-Symbol zusammengesetzt. Die TPS Informati- onsbits beschreiben die Systemparameter, die für die Übertragung der Programme verwendet werden. Diese umfassen das Modulationsverfahren, die Schutzintervall- länge, die Parameter der Kanalcodierung sowie die aktuelle Rahmennummer. Ab- schließlich wird die Transformation in den Zeitbereich mit Hilfe der IFFT durchge- führt und das entsprechende Schutzintervall eingeführt. Nach der Digital/Analog- Wandlung wird das Signal auf die Trägerfrequenz gemischt und über den Leis- tungsverstärker gesendet. Tabelle 3.1 fasst die wichtigsten Systemparameter für die beiden DVB-T-Modi zusammen.

Parameter	8k Modus	2k Modus
Trägeranzahl K	6817	1705
Symboldauer T_S	896 μs	224 μs
Unterträgerabstand Δf	1.116 kHz	4.464 kHz
Abstand der Träger K_{min} und K_{max}	7.61 MHz	7.61 MHz
Schutzintervalllänge T_G/T_S	1/4, 1/8, 1/16 oder 1/32	

Tabelle 3.1 Systemparameter von DVB-T

3.2 Kanalcodierung

Dieser Abschnitt beschreibt die verkettete Kanalcodierung des DVB-T-Standards, die sich aus einem verkürzten Reed-Solomon-Code (RS-Code) als äußerem Code und einem Faltungscoder als inneren Code zusammensetzt. Beiden Encodern folgt jeweils ein Interleaver.

3.2.1 Reed-Solomon-Code

Die Daten werden nach dem Verwürfler zunächst einem verkürzten (204, 188, 8) Reed-Solomon-Encoder zugeführt, der bis zu acht fehlerhafte Bytes korrigieren kann. Er läßt sich aus dem systematischen RS (255, 239, 8) Code ableiten, der an die 239 Infobytes 16 Parity-Bytes anhängt. Die Verkürzung des Codes wird durch das Zufügen von 51 Nullbytes an 188 Infobytes erreicht, bevor sie dem Encoder zugeführt werden. Da es sich um einen systematischen Code handelt, können diese 51 Nullbytes nach der Codierung wieder entfernt werden, ohne Information zu verlieren und somit wird die Verkürzung des Codes ermöglicht.

Diese Codes eignen sich in besonderer Weise zur Korrektur von Bündelfehlern, da die Korrektur nicht auf Bitfolgen, sondern auf Bytefolgen beruht [21]. Die Länge der *MPEG-2 transport MUX* Pakete vergrößert sich entsprechend der zugefügten Parity-Bytes um 16 Bytes pro Paket.

Das Generatorpolynom zur Codierung wird durch

$$g(x) = \sum_{i=0}^{15} (x + \lambda^i) \quad (3.1)$$

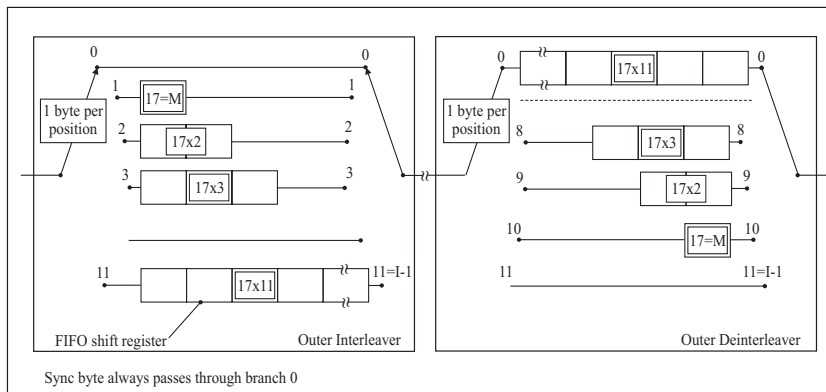


Bild 3.3 Faltunginterleaver im DVB-T (Quelle: ETSI EN 300 744)

dargestellt, wobei λ das primitive Element des Erweiterungskörpers $GF(2^8)$ ist und zu $\lambda = 2$ gewählt wird. Das primitive Polynom $p(x)$ lautet

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1. \quad (3.2)$$

3.2.2 Äußerer Interleaver

Als äußerer Interleaver kommt ein Faltunginterleaver der Tiefe $I = 12$ zum Einsatz, der in Bild 3.3 dargestellt wird.

Dieser Interleaver arbeitet auf Byte-Ebene, das heißt, es werden ganze Bitgruppen zu je 8 Bit umsortiert, wobei die Reihenfolge innerhalb dieser Gruppen nicht verändert wird. Er zeichnet sich gegenüber einem Blockinterleaver durch eine Halbierung der Verzögerungszeit aus, obwohl er praktisch die gleiche Wirkung hat [21].

3.2.3 Faltungscodes

Der innere Faltungscodes ist aus dem eigentlichen Faltungscodes der Rate $R = 1/2$ und einer anschließenden Punktierungseinheit aufgebaut. Der Aufbau des Faltungscodes mit den zwei Generatorpolynomen

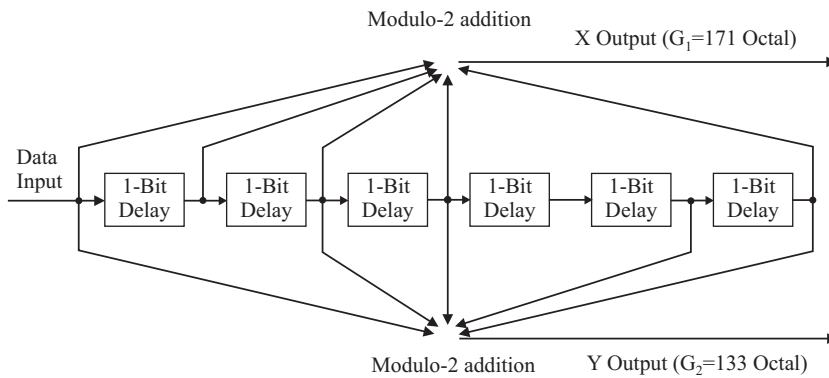


Bild 3.4 Innerer Faltungscoder im DVB-T (Quelle: ETSI EN 300 744)

$$\begin{aligned} g_1(x) &= x^6 + x^3 + x^2 + x + 1 \\ g_2(x) &= x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + 1 \end{aligned} \quad (3.3)$$

ist in Bild 3.4 dargestellt.

Der nachfolgende Interleaver erlaubt je nach Anforderung variable Coderaten von $1/2$, $2/3$, $3/4$, $5/6$ und $7/8$. Die entsprechenden Punktierungsmuster finden sich im Standard für die Basisbandverarbeitung [17].

3.2.4 Innerer Interleaver

Das innere Interleaving ist ein zweistufiges Interleaving-Verfahren. In der ersten Stufe werden die Datenströme bitweise umsortiert, wobei dies für die beiden Prioritätsklassen getrennt voneinander durchgeführt wird. In Abhängigkeit des Wertigkeit des Modulationsverfahrens kommen hier zwei bis sechs Bitinterleaver zum Einsatz. In der zweiten Stufe schließt sich ein Symbolinterleaver an, der die Bits aus den beiden Prioritätsklassen kombiniert und die so entstehenden Symbole entsprechend ihrer Lage auf den Unterträgern anordnet. Dabei wird implizit der in Abschnitt 3.3 beschriebene Modulationsmultiplex realisiert. Als Beispiel eines inneren Interleavings für das hierarchische 16-QAM-Modulationsverfahren dient Bild 3.5. Alle weiteren Konfigurationsmöglichkeiten findet man im Standard [17].

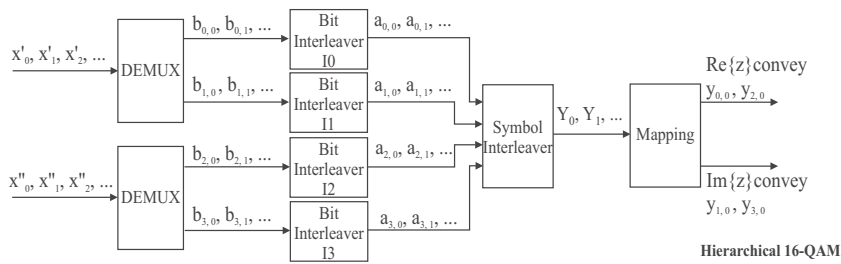


Bild 3.5 Inneres Interleaving für das hierarchische 16-QAM-Modulationsverfahren
(Quelle: ETSI EN 300 744)

3.3 Modulation

Grundsätzlich ist in dem DVB-T-Standard die Verwendung von drei Modulationsverfahren vorgesehen. Neben 4-QAM finden auch 16-QAM und 64-QAM Anwendung. Da DVB-T für den allgemeinen Fernseh Rundfunk vorgesehen ist, muss auch bei schwierigen Empfangsbedingungen eine Grundversorgung sichergestellt sein. Daher wurde der sogenannte Modulationsmultiplex eingeführt, der im Folgenden näher beschrieben wird.

Prinzipiell können in DVB-T zwei Datenströme unterschiedlicher Priorität gesendet werden. Die Daten der höheren Priorität stellen die für eine Grundversorgung benötigten Daten dar, die allerdings eine eher bescheidene Bild- und Tonqualität bieten. Die Anforderungen an das Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis (CNR) sind aber gering. Die Daten mit der niedrigeren Priorität dagegen können entweder Daten zur Verbesserung der Bildqualität oder weitere Zusatzinformationen sein. Sie benötigen zur korrekten Demodulation aber auch ein deutlich höheres CNR. Das Modulationsmultiplexverfahren ermöglicht es, beide Datenströme gleichzeitig zu senden. Je nach Empfangssituation ist es dem Nutzer überlassen, zwischen der Grundversorgung oder einer qualitativ hochwertigen Übertragung zu wählen.

Der Modulationsmultiplex im DVB-T-Standard, der auch als hierarchische Modulation bezeichnet wird, ist für die beiden Modulationsarten 16- und 64-QAM vorgesehen. Wird eine ebenfalls unterstützte 4-QAM-Modulation verwendet, kann nur ein Datenstrom übertragen werden und die oben erwähnten Wahlmöglichkeiten entfallen. Bild 3.6 zeigt als Beispiel das Signalraumdiagramm einer 16-QAM-Modulation.

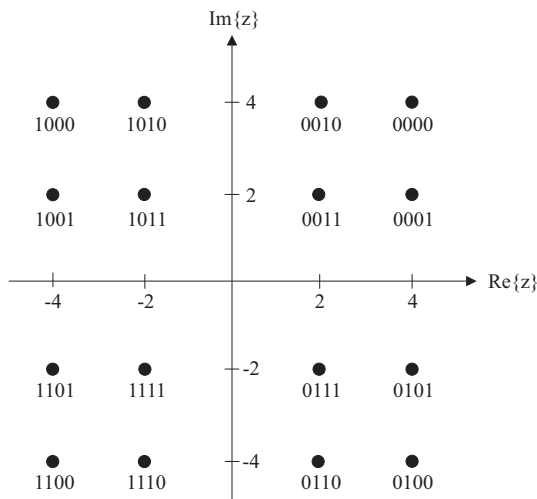


Bild 3.6 Hierarchische 16-QAM-Modulation für $\alpha_m = 2$

Die Bits des Datenstroms hoher Priorität bestimmen den Quadranten, in dem der Konstellationspunkt zum Liegen kommen soll. Die Bits niedriger Priorität dagegen bestimmen die Lage des Punktes innerhalb des Quadranten. So ist es im Empfänger möglich, die Entscheidung nur auf die Schätzung des Quadranten zu beschränken, um auf diese Weise die Daten der höheren Priorität zu bestimmen. Im Vergleich zur genauen Entscheidung der Lage des Konstellationspunktes innerhalb des Quadranten erfordert diese Detektion einen wesentlich geringeren Störabstand. Die zuverlässige Detektion der Daten niedriger Priorität dagegen benötigt deutlich bessere Ausbreitungsbedingungen.

DVB-T stellt noch eine weitere Option zur Verfügung, die Anforderungen an die Demodulation von beiden Prioritätsklassen den Kanalverhältnissen anzupassen. Der Parameter α_m stellt das Verhältnis des Abstandes benachbarter Konstellationspunkte von verschiedenen Quadranten zu dem Abstand innerhalb eines Quadranten dar. In Bild 3.6 wurde $\alpha_m = 2$ gewählt, wobei für α_m die Werte 1, 2 oder 4 zulässig sind. Je größer das Verhältnis gewählt wird, desto größer werden die Anforderungen an die Demodulation der Daten niedriger Priorität, aber die Anforderungen an die "Quadrantenentscheidung" werden geringer. Somit werden die robusten Daten nochmals robuster, die weniger robusten werden störanfälliger. Bei einer Verdopplung des Parameters α_m steigt das benötigte CNR zur Demodulation

der Zusatzdaten um etwa 4 dB [46].

3.4 OFDM-Symbolaufbau

In DVB-T werden die Träger eines OFDM-Symbols nicht nur mit den Nutzerdaten moduliert, sondern auch mit Pilotsymbolen und wie bereits erwähnt mit TPS-Daten, die die Information über die momentane Konfiguration des Systems enthalten. Von den zur Verfügung stehenden 1705 Trägern im 2k-Modus beziehungsweise den 6817 Trägern im 8k-Modus werden für die Nutzerdaten 1512 bzw. 6048 Träger verwendet. Im Folgenden wird kurz auf die TPS-Träger eingegangen, bevor die Struktur der Pilotträger eingehend erläutert wird. Beide sind für die in dieser Arbeit entwickelten Algorithmen von Bedeutung.

3.4.1 Transmission Parameter Signalling

Für die Daten der Systemkonfiguration werden im 2k-Modus 17 Träger und im 8k-Modus 68 Träger verwendet. Zur Modulation wird ein DBPSK-Verfahren verwendet. Die TPS-Träger des ersten OFDM-Symbols eines Super-Rahmens dienen als Referenz für die nachfolgenden Symbole.

Da die Konfigurationsdaten sehr wichtig sind, wird auf allen TPS-Trägern eines OFDM-Symbols die gleiche Information übertragen. Somit wird zur Codierung dieser Daten praktisch ein Wiederholungscode implementiert und pro OFDM-Symbol 1 Bit übertragen. Neben Bits zur Synchronisation und weiteren Redundanzbits stehen für die Übertragung der Systemkonfiguration innerhalb eines OFDM-Superrahmens 37 Bits zur Verfügung.

3.4.2 Pilotträger

In DVB-T werden im 2k-Modus 176 Träger und im 8k-Modus 701 Träger für Pilotsymbole reserviert. Diese Pilotsymbole dienen in erster Linie zur Kanalschätzung, die in OFDM Systemen in der Regel im Frequenzbereich durchgeführt wird. Darüberhinaus werden sie auch für Synchronisationsaufgaben und zum Beispiel für die Schätzung der Teilnehmergeschwindigkeit (siehe Abschnitt 4.3) genutzt.

Bild 3.7 stellt die Pilotstruktur dar.

Grundsätzlich werden in DVB-T zwei verschiedene Typen von Pilotsignalen verwendet. Zum einen die ständigen Piloten, die in jedem OFDM-Symbol auf dem selben Träger angeordnet sind, und zum anderen die verstreuten Piloten, die ihre Lage von OFDM-Symbol zu OFDM-Symbol verändern. Der Abstand zwischen den

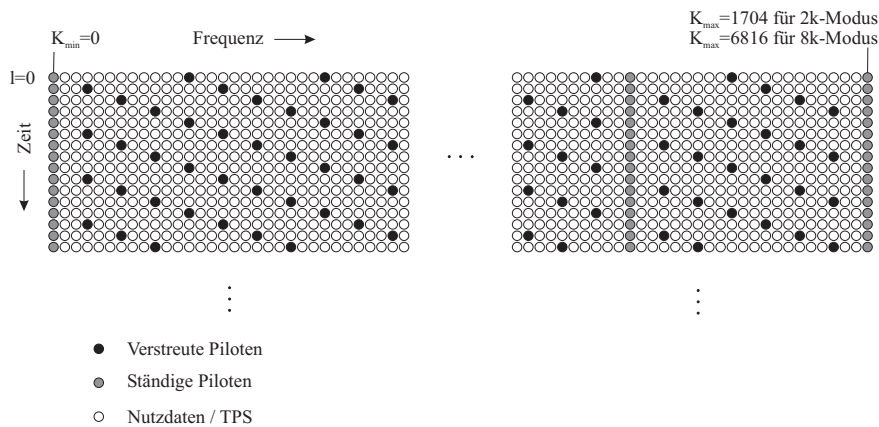


Bild 3.7 Pilotträgeranordnung im DVB-T-System

ständigen Piloten ist nicht regelmäßig sondern zufällig gewählt. Dadurch vermeidet man Schätzfehler, die durch häufig periodisch in Frequenzrichtung auftretende Fadingeinbrüche begründet sind. Die genauen Positionen sind im ETSI Standard angegeben [17].

Die Positionen der verstreuten Piloten gehorchen folgender Bedingung:

$$k = 3 \cdot (l \bmod 4) + 12 \cdot p \quad \text{mit } p \in \mathbb{N}_0 \text{ und } 0 \leq k \leq 1704. \quad (3.4)$$

Die Variable k entspricht der Trägernummer und l repräsentiert die OFDM-Symbolnummer innerhalb eines Superrahmens. Aus Gleichung (3.4) ist ersichtlich, dass sich die Positionen der verteilten Piloten alle vier OFDM-Symbole wiederholen. Der Vorteil einer solchen Pilotenanordnung liegt in der Möglichkeit, die Kanalschätzung effektiv in zwei Dimensionen durchführen zu können. Zeitlich aufeinander folgende Träger auf der gleichen Frequenz haben eine sehr hohe Korrelation ihrer Kanalübertragungsfunktion. Dadurch kann die Effizienz der Pilotenanordnung auch in Frequenzrichtung gesteigert werden, da die Piloten auch für Träger von vorangegangenen und nachfolgenden OFDM-Symbolen der selben Frequenz eine sehr gute Kanalschätzung zulassen. Somit verteilt sich die Information, die man über den Kanal erhält, im Mittel besser über die Zeit-Frequenz-Ebene.

Die Modulationssymbole für die Pilotträger werden aus einer pseudozufälligen binären Quelle abgeleitet und entstammen einem BPSK-Modulationsalphabet. Zur

Verbesserung der Schätzergebnisse werden die Piloten zusätzlich mit 78% mehr Leistung im Vergleich zu den Datenträgern gesendet. Diese Leistungsverstärkung wird im Standard als "Power Boosting" bezeichnet.

4 Mobiler Empfang bei OFDM Systemen

Die Bereitstellung einer zuverlässigen Datenübertragung mittels mobiler Funkssysteme weist einige zusätzliche Schwierigkeiten im Vergleich zu ortsfesten Einrichtungen auf. So sind bezüglich der Kanalschätzung in OFDM-Systemen zwei Problembereiche für die Leistungsfähigkeit von großer Bedeutung:

1. Die schnelle Änderung (schneller Schwund) des Mobilfunkkanals durch die Bewegung des Teilnehmers durch das Wellenfeld
2. Der Einfluss der Dopplerverschiebung auf die Orthogonalität der Unterträger

Da sich in einem Mobilfunkkanal in der Regel viele Ausbreitungspfade ausbilden und am Empfänger zu unterschiedlichen Zeitpunkten eintreffen, überlagern sich diese Pfade und können je nach Phasenlage konstruktiv oder destruktiv interferieren. Diese Interferenzsituationen liegen örtlich sehr nahe beieinander. Somit muss in den Kanalschätzalgorithmen auf diese schnelle Kanaländerung eingegangen werden. Je schneller sich der Kanal ändert (d.h. je größer die Teilnehmergeschwindigkeit ist), desto größer wird auch der mittlere quadratische Fehler der Kanalschätzung werden, da bei gleicher Pilotanzahl eine größere Änderung des Kanals erfasst werden muss.

Ein weiterer Einfluss der Mobilität besteht in dem Auftreten der Dopplerverschiebung. In Abschnitt 2.2.3 wurde bereits beschrieben, in welchem Maße ein Träger durch das Jakes-Spektrum beeinflusst wird. Dieser Effekt wirkt sich nun in OFDM-Systemen nicht nur auf den einzelnen Träger aus, sondern stört auch die Nachbarträger und führt zu Interferenzen zwischen den Unterträgern (*engl.* Inter Carrier Interference (ICI)). Im nächsten Abschnitt wird eine quantitative Aussage über die Größe der zu erwartenden ICI gemacht. Anschließend werden einige Kanalschätzalgorithmen vorgestellt, von denen speziell das Wienerfilter genauer betrachtet wird. Es wird eine Möglichkeit aufgezeigt, die Komplexität dieses Filters mit Hilfe eines adaptiven Ansatzes zu reduzieren, der im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurde [52].

Zur Adaption des Filters an die Kanaleigenschaften ist die Kenntnis der Teilnehmergeschwindigkeit und der mittleren Impulsverbreiterung notwendig. Daher wer-

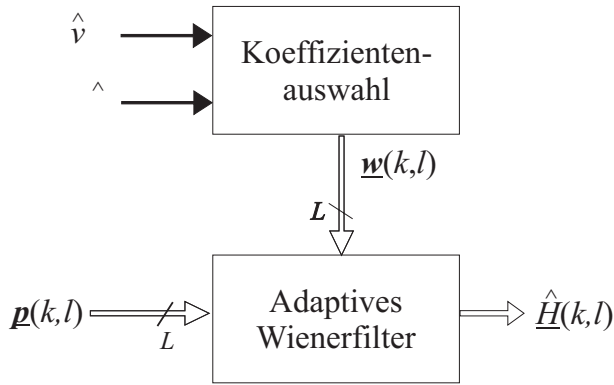


Bild 4.1 Blockschaltbild des Gesamtsystems

den in den letzten beiden Abschnitten dieses Kapitels Schätzalgorithmen für beide Parameter vorgestellt, die ebenfalls Teil der Forschungsergebnisse sind [51, 53].

Bild 4.1 verdeutlicht den Zusammenhang der einzelnen Schätzverfahren, die in dieser Arbeit vorgestellt werden. Das adaptive Wienerfilter schätzt die Kanalübertragungsfunktion $\underline{H}(k, l)$ für jeden einzelnen Unterträger auf Basis der empfangenen Pilotträger $\underline{p}(k, l)$. Die dafür benötigten Filterkoeffizienten werden in Abhängigkeit der geschätzten Geschwindigkeit \hat{v} und der geschätzten Impulsverbreiterung $\Delta\hat{\tau}$ ausgewählt. Das Optimierungskriterium für die Wahl des Filtersatzes ist hierbei die Minimierung der Bitfehlerrate des Übertragungssystems. An Stelle der Bitfehlerrate kann auch der mittlere quadratische Fehler (MSE) des Wienerfilters minimiert werden. Nach Gleichung (5.3), die in Kapitel 5 eingeführt wird, bedeutet eine Minimierung des MSE auch die Minimierung der Bitfehlerrate, da P_b in Abhängigkeit von P_{MSE} eine streng monotone Funktion darstellt.

4.1 Störungen durch den Dopplereffekt

In Abschnitt 2.2.3 wurde bereits der Einfluss des Dopplereffektes auf einen einzelnen Träger dargestellt. In diesem Abschnitt wird nun eine quantitative Aussage über die Störleistung gemacht, die auf einen Träger durch alle anderen einwirkt. Wie in [37] gezeigt wird, hängt diese Leistung nur von dem Produkt von maximaler Dopplereffrequenz f_{Dmax} und OFDM-Symboldauer T_S ab.

Für die Herleitung wird zunächst von einem nicht-frequenzselektiven Fadingkanal $\underline{h}(\tau, t) = \underline{h}_n(t) \cdot \delta(\tau)$ ausgegangen. Das Ergebnis kann anschließend einfach auch

auf frequenzselektive Kanäle ausgeweitet werden. Weiterhin wird für das Sendesignal zur Vereinfachung der Herleitung eine unendliche Anzahl von Unterträgern angenommen, wobei der Fehler aber vernachlässigbar ist [37].

Das Sendesignal sei mit f_k als der Frequenz des k -ten Unterträgers

$$\underline{s}(t) = \sum_k \underline{d}(k) \cdot e^{j2\pi f_k t}, \quad 0 \leq t < T_S. \quad (4.1)$$

Für das Empfangssignal gilt mit Gleichung (2.15)

$$\underline{r}(t) = \underline{h}_n(t) \cdot \underline{s}(t), \quad (4.2)$$

wobei das Rauschen nicht betrachtet wird, da es für die Herleitung keinen Einfluss hat. Das demodulierte Signal an der Unterträgerfrequenz f_m kann man bei einer unendlichen Anzahl von Unterträgern nun durch die kontinuierliche Fouriertransformation erhalten:

$$\hat{\underline{d}}(m) = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \underline{r}(t) \cdot e^{-j2\pi f_m t} dt \quad (4.3)$$

Setzt man nun (4.1) und (4.2) in (4.3) ein, kann man $\hat{\underline{d}}(k)$ als Summe des eigentlichen Sendesymbols und Anteilen von allen anderen gesendeten Symbolen darstellen.

$$\begin{aligned} \hat{\underline{d}}(m) &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \underline{h}_n(t) \sum_k \underline{d}(k) \cdot e^{j2\pi f_k t} \cdot e^{-j2\pi f_m t} dt & (4.4) \\ &= \sum_k \left\{ \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \underline{h}_n(t) \cdot e^{-j2\pi(f_m - f_k)t} dt \right\} \underline{d}(k) \\ &= \underline{a}_0 \cdot \underline{d}(m) + \underbrace{\sum_{k \neq m} a_{m-k} \cdot \underline{d}(k)}_{ICI}, \end{aligned}$$

wobei die \underline{a}_l wie folgt definiert werden:

$$\underline{a}_l = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \underline{h}_n(t) \cdot e^{-j2\pi l \Delta f t} dt. \quad (4.5)$$

\underline{a}_0 ist der komplexe Übertragungsfaktor des gewünschten Trägers, die anderen stellen die Koeffizienten der störenden Träger dar. Nur im Falle eines zeitabhängigen Pfades $\underline{h}_n(t)$ liefert das Integral für $l \neq 0$ einen Beitrag und zerstört damit die Orthogonalität der Unterträger. Die Leistung der ICI kann über die Koeffizienten \underline{a}_l berechnet werden

$$P_{ICI} = E \left\{ \left| \sum_{l \neq 0} \underline{a}_l \cdot \underline{d}(m-l) \right|^2 \right\} \quad (4.6)$$

und ergibt sich mit [43, Formel 10-50] zu

$$P_{ICI} = 1 - \int_{-1}^1 (1 - |x|) J_0(2\pi f_{Dmax} T_S x) dx \quad (4.7)$$

Die Leistung des gewünschten Signals berechnet sich zu

$$E \{ |a_0|^2 \} = \int_{-1}^1 (1 - |x|) J_0(2\pi f_{Dmax} T_S x) dx, \quad (4.8)$$

wobei $E \{ |\underline{d}(k)|^2 \} = 1$ angenommen wurde.

Die ausführliche Herleitung kann in [37] gefunden werden. Dort ist die Formel in allgemeiner Form für beliebige Dopplerspektren angegeben und kann somit auch für beliebige andere Ausbreitungsszenarien verwendet werden.

Wenn die Anzahl der Unterträger ausreichend groß ist, kann die Rauschleistung auf Grund der Aussage des zentralen Grenzwertsatzes als gaußsches Rauschen angesehen werden.

Bild 4.2 zeigt sowohl die Trägerleistung $E \{ |a_0|^2 \}$ als auch die Störleistung P_{ICI} in Abhängigkeit des Produktes aus der maximalen Dopplerfrequenz und der Symboldauer $f_{Dmax} T_S$. Für DVB-T im 2k-Modus beträgt die Störleistung bei einer Teilnehmergeschwindigkeit von $v = 360 \text{ km/h}$ -22.3 dB . Für geringere Geschwindigkeiten sinkt diese stark ab. Auf das OFDM-System wirkt sich die Deorthogonalisierung in Form von zusätzlichem gaußverteiltem Rauschen aus. Somit ergibt sich für das Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis (*engl.* Carrier to Noise Ratio

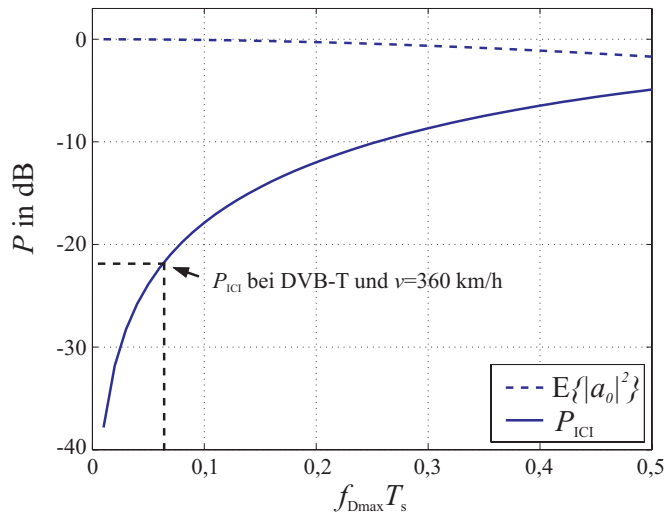


Bild 4.2 Leistung des Trägers $E\{|a_0|^2\}$ und der Unterträgerinterferenz P_{ICI}

(CNR) folgender Ausdruck:

$$CNR = \frac{E\{|a_0|^2\}}{\sigma_n^2 + P_{ICI}} \quad (4.9)$$

$\sigma_n^2 = N_0 \cdot \Delta f$ repräsentiert die Rauschleistung bei einer Bandbreite von $\Delta f = 1/T_S$ und entspricht somit der Rauschleistung, die auf einen Unterträger entfällt. N_0 stellt die spektrale Leistungsdichte des komplexen Rauschprozesses dar.

Je nach Verhältnis von der AWGN-Rauschleistung σ_n^2 zu P_{ICI} kann unter Umständen einer der Terme vernachlässigt werden. Für Kanäle mit starkem AWGN-Anteil wirkt sich die Deorthogonalisierung praktisch nicht aus. Erst bei sehr rauscharmen Kanälen macht sich P_{ICI} bemerkbar und bewirkt im Verlauf der Bitfehlerraten einen Errorfloor.

4.2 Kanalschätzalgorithmen

Die Kanalschätzung spielt eine Schlüsselrolle für die Leistungsfähigkeit von mobilen Funkübertragungssystemen. Für OFDM-basierte Systeme läßt sich die Kanalschätzung in besonders einfacher Weise im Frequenzbereich durchführen. Dafür wird das empfangene Signal nach der Analog/Digital-Wandlung zuerst in den Frequenzbereich transformiert, bevor die Kanalschätzung und die Entzerrung durchgeführt werden. In der Literatur sind auch Entzerrer zu finden, die im Zeitbereich arbeiten [38, 54] und das Ziel haben, die Kanalimpulsantwort zu verkürzen, um entweder das Schutzintervall zu verkürzen oder aufgetretene Symbolinterferenzen zu verringern. Darauf wird in dieser Arbeit aber nicht näher eingegangen. Prinzipiell sind zwei Detektionsprinzipien möglich. Die differentielle Detektion ist vom Rechenaufwand der kohärenten Detektion deutlich überlegen, da keine Kanalschätzung durchgeführt werden muss. Allerdings sind die minimal erreichbaren Bitfehlerleistungen höher als im kohärenten Fall. Da DVB-T ausschliesslich kohärente Modulationsverfahren zur Übertragung von Informationsdaten verwendet, werden im Weiteren differentielle Verfahren nicht mehr betrachtet.

Die Darstellung des Kanalmodells im Frequenzbereich ergibt sich aus der Annahme, dass sich der Kanal während eines OFDM-Symbols nicht ändert [30]. Das Empfangssignal

$$\underline{R}(k, l) = \underline{S}(k, l) \cdot \underline{H}(k, l) + \underline{N}(k, l) \quad (4.10)$$

wird durch die Multiplikation des Sendesignalspektrums mit der Kanalübertragungsfunktion gebildet, wobei sich zusätzlich additives weisses Rauschen $\underline{N}(k, l)$ überlagert. Die Störungen durch den Dopplereffekt, die im letzten Abschnitt beschrieben wurden, werden hier nur durch Annahme eines zusätzlichen Rauschterms berücksichtigt. Die Kohärenzbandbreite des Kanals B_c ist in der Regel deutlich größer als die Bandbreite eines Unterträgers. Dadurch stellt sich der Kanal für jeden einzelnen Unterträger als nicht frequenzselektiv dar, und es muss daher im Empfänger nur ein komplexer Übertragungskoeffizient $\underline{H}(k, l)$ pro Unterträger geschätzt werden.

Für die Schätzung der Kanalübertragungsfunktion wurden viele Algorithmen vorgeschlagen, von denen einige in den nächsten Abschnitten vorgestellt werden. Sowohl die lineare als auch die kubische Interpolation sind die einfachsten Algorithmen und werden in den nächsten zwei Abschnitten dargestellt. Sie kommen ohne zusätzliche Information über den Kanal in Form der mittleren Impulsverbreiterung und der Teilnehmergegeschwindigkeit aus. Aufwändigere Algorithmen, wie zum Beispiel das Wienerfilter, das in Abschnitt 4.2.3 beschrieben wird, benötigen dagegen

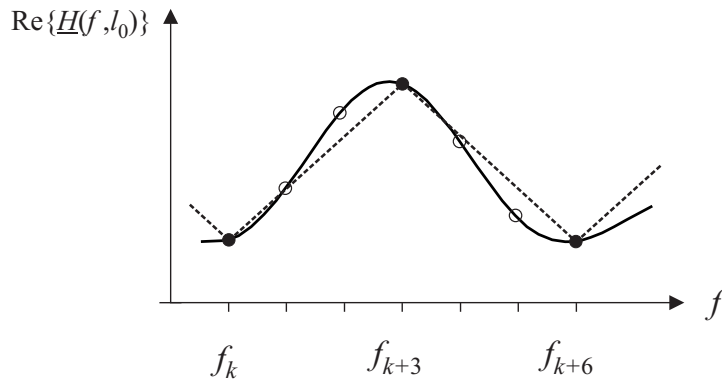


Bild 4.3 Die lineare Interpolation

diese zusätzliche Information, erreichen aber auch einen besseren mittleren quadratischen Schätzfehler (*engl.* Mean Square Error (MSE)). Da der Rechenaufwand für die Bestimmung der Filterkoeffizienten des Wienerfilters recht groß werden kann, wird in Abschnitt 4.2.4 auf eine Möglichkeit näher eingegangen, die Komplexität deutlich zu reduzieren.

4.2.1 Lineare Interpolation

Die stückweise lineare Interpolation ist die einfachste Möglichkeit der Kanalschätzung. Dazu wird die Kanalübertragungsfunktion an den diskreten Frequenzstützstellen der Informationsdatenträger durch lineare Interpolation zwischen den zwei am nächsten liegenden Piloten geschätzt. In der Regel wird die Interpolation in Frequenzrichtung durchgeführt, da so die Übertragungsfunktionen von allen Trägerfrequenzen geschätzt werden können. Prinzipiell ist auch die Schätzung in Zeitrichtung möglich, was sich gerade bei einer geringeren Teilnehmergewindigkeit anbietet. Allerdings muss hier auf die bilineare Interpolation zurückgegriffen werden, da nicht alle Träger über Pilotsymbole verfügen. Hierzu muss zunächst eine Interpolation in Frequenzrichtung erfolgen, bevor sie in Zeitrichtung möglich ist.

Bild 4.3 zeigt beispielhaft die lineare Interpolation für den Realteil der Kanalübertragungsfunktion. Je schneller sich der Kanal ändert, desto stärker wird der mittlere quadratische Fehler ansteigen, da keinerlei zusätzliche Information in die Schätzung gesteckt wird. Bild 4.4 zeigt als Beispiel den theoretischen MSE in logarithmischer Darstellung für einen Kanal mit exponentiell abfallendem Verzögerungsleistungsspektrum in Abhängigkeit der Abklingkonstanten τ_0 für das DVB-T Sys-

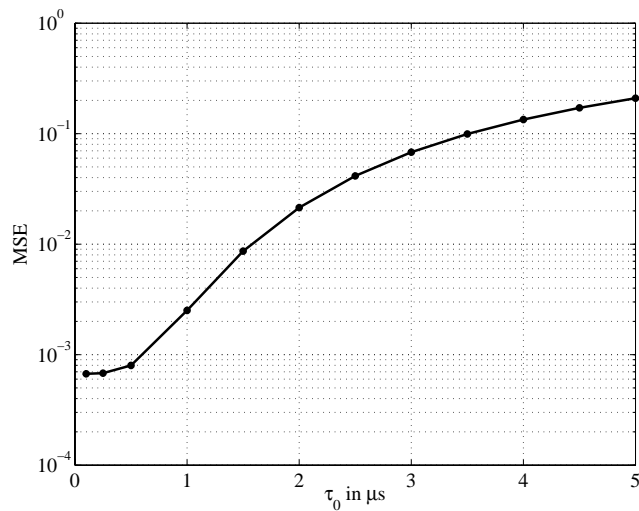


Bild 4.4 MSE der linearen Interpolation

tem. Man erkennt deutlich den starken Anstieg des mittleren quadratischen Fehlers für steigendes τ_0 , der bereits für $\tau_0 = 5 \mu\text{s}$ inakzeptable Werte erreicht hat. Verbesserungen kann hier die bilineare Interpolation schaffen, die aber wieder höheren Aufwand im Empfänger bedeutet und zusätzlich auch an den momentanen Kanalzustand adaptiert werden sollte.

4.2.2 Kubische Interpolation

Eine weitere Möglichkeit der Interpolation ohne Kanalinformationen besteht in der kubischen Spline-Interpolation [5]. Die kubische Spline-Interpolation ist im Gegensatz zu Interpolationsverfahren zum Beispiel nach Newton und Lagrange [14] eine abschnittsweise Interpolation und vermeidet so für eine große Anzahl von Stützstellen Polynome sehr hoher Ordnung. Bei der Spline-Interpolation wird der zu interpolierende Abschnitt in viele kleinere aufgeteilt, die mit Polynomen geringer Ordnung beschrieben werden. An den Stützstellen zwischen den Intervallen werden nun Anforderungen an die Ableitungen gestellt, so dass die interpolierende Funktion dort zumindest zweimal stetig differenzierbar ist und einen glatten Kurvenverlauf darstellt.

Im Vergleich zur linearen Interpolation beansprucht dieses Interpolationsschema deutlich mehr Rechenaufwand. Es lässt sich auch kein Filter mit festgelegten Filter-

koeffizienten mehr angeben, so dass keine einfache Berechnung des theoretischen mittleren quadratischen Fehler möglich ist. Simulationsergebnisse, die in Abschnitt 5.1 zu finden sind, zeigen, dass die kubische Interpolation nicht prinzipiell bessere Ergebnisse als die lineare liefert. Gerade für nicht-frequenzselektive Kanäle schneidet die lineare Interpolation besser ab.

4.2.3 Wienerfilter

Die genaueste Möglichkeit zur Kanalschätzung stellt das Wienerfilter dar, das zur Bestimmung der Filterkoeffizienten auf die Korrelationsfunktion der Kanalprozesse zurückgreift. Durch diese zusätzliche Information wird es im Vergleich zur linearen und kubischen Spline-Interpolation deutlich bessere Ergebnisse liefern. Es ist ein lineares Filter, das die Schätzung der Kanalübertragungsfunktion $\underline{H}(k, l)$ aus der Linearkombination ausgewählter Pilotträgerwerte \underline{p} bildet:

$$\hat{\underline{H}}(k, l) = \underline{\mathbf{w}}^T(k, l) \cdot \underline{\mathbf{p}}(k, l) = \sum_{\substack{\text{ausgewählte} \\ \text{Pilotträger}}} \underline{w}_n \cdot \underline{p}_n \quad (4.11)$$

Der komplexe Vektor

$$\underline{\mathbf{w}}(k, l)^T = (\underline{w}_1 \quad \underline{w}_2 \quad \dots \quad \underline{w}_L) \quad (4.12)$$

enthält die Filterkoeffizienten, die für jeden Unterträger explizit berechnet werden. Dies wird auch durch die Abhängigkeit des Vektors von Unterträger k (Frequenz) und OFDM-Symbolnummer l (Zeit) gekennzeichnet. Der Vektor $\underline{\mathbf{p}}$ setzt sich aus den Werten der Kanalübertragungsfunktion und den Rauschtermen an den den Frequenzen der Pilotträger zusammen, die in die Schätzung mit einbezogen werden:

$$\underline{\mathbf{p}}(k, l) = \begin{pmatrix} \underline{p}_1 \\ \underline{p}_2 \\ \vdots \\ \underline{p}_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{H}(k_1, l_1) + \underline{N}(k_1, l_1) \\ \underline{H}(k_2, l_2) + \underline{N}(k_2, l_2) \\ \vdots \\ \underline{H}(k_L, l_L) + \underline{N}(k_L, l_L) \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

L gibt die Länge des Wienerfilters und somit die Anzahl der für die Summe auf der rechten Seite von (4.11) ausgewählten Pilotträger an. Wie auch der Vektor der

Filterkoeffizienten wird die Auswahl der Pilotträger für jeden Unterträger einzeln mit dem in nächsten Abschnitt beschriebenen Verfahren bestimmt.

Das Wienerfilter ist das beste lineare Filter und besitzt den minimal möglichen mittleren quadratischen Fehler $J(\underline{\mathbf{w}}_0(k, l))$ bei bekannten Korrelationsfunktionen. Man kann zeigen [48], dass das lineare Wienerfilter für gaußsche Störungen das globale Minimum des MSE liefert. Das bedeutet, dass kein nicht-lineares Verfahren einen geringeren mittleren quadratischen Fehler aufweist. Da die Sendesymbole an den Pilotträgern bekannt sind, wird die Schätzung des Kanals nach Gleichung (4.10) nur durch gaußsches Rauschen gestört. Somit ist das Wienerfilter in diesem Fall bereits der bestmögliche Schätzer.

Allgemein berechnet sich der MSE nach folgender Gleichung:

$$J(\underline{\mathbf{w}}(k, l)) = E \left\{ \left| \hat{H}(k, l) - \underline{H}(k, l) \right|^2 \right\} \quad (4.14)$$

Die Koeffizienten $\underline{\mathbf{w}}(k, l)$ werden aus der Forderung bestimmt, dass $J(\underline{\mathbf{w}}(k, l))$ minimiert werden soll. Diese Aufgabe kann mit Hilfe des Gauß-Markoff-Theorems gelöst werden. Auf die Herleitung soll in diesem Rahmen verzichtet und auf die Literatur [35] verwiesen werden. Zunächst werden zwei Korrelationsmatrizen eingeführt, die für die Bestimmung der Filterkoeffizienten nötig sind. Anschließend wird auf die Berechnung der Filterkoeffizienten mit Hilfe dieser Korrelationsmatrizen eingegangen.

Mit (4.13) läßt sich die Korrelationsmatrix $\Phi_{PP}(k, l)$ angeben, die die Korrelationseigenschaften zwischen den Werten an den Pilotfrequenzen beschreibt.

$$\begin{aligned} \Phi_{PP}(k, l) &= E \left\{ \underline{\mathbf{p}}(k, l) \cdot \underline{\mathbf{p}}^H(k, l) \right\} \\ &= E \left\{ \begin{pmatrix} \underline{p}_1 \cdot \underline{p}_1^* & \cdots & \underline{p}_1 \cdot \underline{p}_L^* \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{p}_L \cdot \underline{p}_1^* & \cdots & \underline{p}_L \cdot \underline{p}_L^* \end{pmatrix} \right\} \\ &= \Phi_{H_p H_p}(k, l) + \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I}_L \end{aligned} \quad (4.15)$$

$\Phi_{H_p H_p}$ repräsentiert die Korrelationsmatrix der Übertragungsfunktion zwischen den verwendeten Pilotträgern und kann direkt aus Gleichung (2.42) berechnet werden. \mathbf{I}_L ist die $(L \times L)$ -dimensionale Einheitsmatrix und σ_n^2 die Leistung des additiven weissen Rauschprozesses.

Die Korrelationsmatrix $\Phi_{HP}(k, l)$ beschreibt die Korrelationseigenschaften zwischen dem zu schätzenden Wert $\underline{H}(k, l)$ und den Piloten. Es folgt auf Grund der

Schätzung eines einzelnen Wertes der $(1 \times L)$ dimensionale Vektor

$$\begin{aligned}\Phi_{HP}(k, l) &= E \{ \underline{H}(k, l) \cdot \underline{\mathbf{p}}^H(k, l) \} \\ &= E \{ \underline{H}(k, l) \cdot \underline{p}_1^* \dots \underline{H}(k, l) \cdot \underline{p}_L^* \} \\ &= \Phi_{HH_p}(k, l)\end{aligned}\quad (4.16)$$

Das Rauschen verschwindet wegen seiner Mittelwertfreiheit und der Unabhängigkeit vom Kanalprozess. Die Elemente der Matrix können ebenso wieder mit Gleichung (2.42) berechnet werden und hängen nur von dem Abstand des einzelnen Piloten von dem zu schätzenden Träger ab.

Existiert die inverse Matrix Φ_{PP}^{-1} , dann berechnet sich der gesuchte Koeffizientenvektor $\underline{\mathbf{w}}(k, l)$ des Wienerfilters zu [35]

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{w}}(k, l)^T &= \Phi_{HP}(k, l) \cdot \Phi_{PP}^{-1}(k, l) \\ &= \Phi_{HH_p}(k, l) \cdot [\Phi_{HPHP}(k, l) + \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I}_L]^{-1}\end{aligned}\quad (4.17)$$

Bei Verwendung der Korrelationsfunktion aus Gleichung (2.42) wird nicht der Einfluss des Dopplereffektes aus Abschnitt 2.2.3 berücksichtigt. Dieser wird nur in Form einer zusätzlichen additiven gausschen Störung in die Berechnung der Filterkoeffizienten aufgenommen.

Der mittlere quadratische Schätzfehler läßt sich mit Hilfe von Gleichung (4.14) als Funktion der Korrelationsfunktionen und der Filterkoeffizienten ausdrücken. Zur Vereinfachung der Darstellung wird in der folgenden Herleitung die Abhängigkeit von k und l weggelassen. Es gilt [25]

$$\begin{aligned}J(\underline{\mathbf{w}}) &= E \{ (\underline{\mathbf{w}}^T \underline{\mathbf{p}} - \underline{H}) \cdot (\underline{\mathbf{w}}^T \underline{\mathbf{p}} - \underline{H})^H \} \\ &= \underline{\mathbf{w}}^T E \{ \underline{\mathbf{p}} \underline{\mathbf{p}}^H \} \underline{\mathbf{w}}^* - \underline{\mathbf{w}}^T E \{ \underline{\mathbf{p}} \underline{H}^H \} - E \{ \underline{H} \underline{\mathbf{p}}^H \} \underline{\mathbf{w}}^* + E \{ \underline{H} \underline{H}^* \} \\ &= \underline{\mathbf{w}}^T \Phi_{PP} \underline{\mathbf{w}}^* - \underline{\mathbf{w}}^T \Phi_{HP}^H - \Phi_{HP} \underline{\mathbf{w}}^* + \sigma_H^2\end{aligned}\quad (4.18)$$

unter Beachtung von $\Phi_{PH} = \Phi_{HP}^H$ [35].

Somit lässt sich auch der mittlere quadratische Fehler für Fälle berechnen, in denen eine Fehlanpassung zwischen dem Kanal und den Filterkoeffizienten besteht. D.h. die Koeffizienten sind für ein Szenario berechnet worden, das von dem aktuellen Kanal abweicht. Bei Anpassung ergibt sich

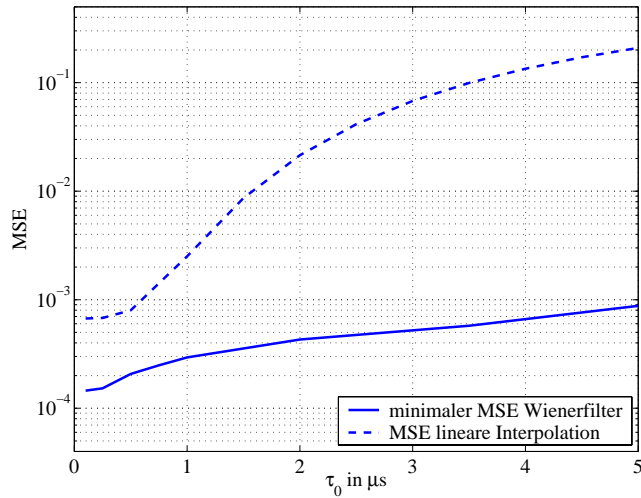


Bild 4.5 Vergleich des MSE in Abhängigkeit von τ_0 bei $v = 110$ km/h für das optimale Wienerfilter und den linearen Interpolator

$$J(\underline{\mathbf{w}}) = \sigma_H^2 - \Phi_{HP} \Phi_{PP}^{-1} \Phi_{HP}^H, \quad (4.19)$$

da für den Koeffizientenvektor $\underline{\mathbf{w}}^T = \Phi_{HP} \Phi_{PP}^{-1}$ gilt.

Bild 4.5 zeigt den mittleren quadratischen Fehler für einen Kanal mit exponentiell abklingendem Verzögerungs-Leistungsspektrum als Funktion von τ_0 bei $v = 110$ km/h und einer Filterlänge von $L = 8$. Zum Vergleich ist auch der Fehler des linearen Interpolators eingezeichnet. Es ist deutlich eine Zunahme des MSE bei steigendem τ_0 zu erkennen. Aber der Fehler bleibt in der gleichen Größenordnung und reicht von $1.5 \cdot 10^{-4}$ bei $\tau = 0.1 \mu\text{s}$ bis zu $9 \cdot 10^{-4}$ bei $\tau = 5 \mu\text{s}$. Die Verbesserungen verglichen mit dem linearen Schätzverfahren sind auf die zusätzlich bekannten Informationen in Form der Korrelationsfunktion zurückzuführen.

Auswahl der Pilotträger

Die Qualität der Kanalschätzung hängt in großem Maße von der Anzahl der verwendeten Pilotträger L ab. Je größer die Filterordnung gewählt wird, desto geringer

wird bei Anpassung der mittlere quadratische Fehler ausfallen. Für die Filterleistung ist aber nicht nur die Anzahl, sondern auch die Lage der verwendeten Pilotträger wichtig. Je nach Kanaleigenschaften sollte die Auswahl angepasst werden. So können bei geringen Geschwindigkeiten auch Piloten, die zeitlich weiter entfernt sind, in die Schätzung mit einbezogen werden. Bei sich schnell ändernden Kanälen dagegen sollte eher das Frequenzband, in dem die verwendeten Piloten liegen, vergrößert werden. Im gleichem Maße muss auch die Frequenzselektivität des Kanals bei der Suche nach den besten Pilotträgern mit berücksichtigt werden.

Damit überhaupt eine zufriedenstellende Kanalschätzung möglich ist, sollte die Pilotstruktur dem Abtasttheorem genügen. D.h. die Pilotträger dürfen einen maximalen Abstand voneinander nicht überschreiten, da sonst die Güte der Schätzung stark verschlechtert wird. Es gilt mit der einseitigen Verzögerung $\tau'_{max} = 1/2 \cdot \tau_{max}$ [24]

$$f_{Dmax} T_O \cdot N_L \leq 0,5 \quad \text{und} \quad (4.20)$$

$$\tau'_{max} \Delta f \cdot N_K \leq 0,5 \quad (4.21)$$

Die Terme $f_{Dmax} T_O$ und $\tau'_{max} \Delta f$ werden auch als normierte Bandbreiten bezeichnet [24] und sind ein Maß für die Kohärenz des Kanals in Zeit- beziehungsweise Frequenzrichtung. N_L und N_K stellen die Abstände der Pilotträger in Zeit- und Frequenzrichtung dar. Für DVB-T ergeben sich bei ausschließlicher Berücksichtigung der Abstände der verteilten Piloten die maximalen Werte $f_{Dmax} = 558$ Hz, was bei $f_T = 800$ MHz einer Geschwindigkeit von $v = 750$ km/h entspricht, und $\tau_{max} = 18,6 \mu\text{s}$.

Sei $\mathcal{T}(k, l)$ die Menge der Pilotträger, die für die Schätzung des Wertes der Kanalübertragungsfunktion $\underline{H}(k, l)$ verwendet wird. Für die Auswahl von \mathcal{T} aus der Menge der verfügbaren Piloten \mathcal{P} können verschiedene Optimierungskriterien verwendet werden:

1. $\mathcal{T}(k, l)$ wird dahingehend optimiert, dass der Fehler $J(\underline{\mathbf{w}}(k, l))$ minimiert wird. Voraussetzung hierfür ist die Kenntnis der Korrelationsfunktion $\Phi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta f, \Delta t)$. Allerdings müssen hier alle verfügbaren Piloten in die Auswahl mit einbezogen werden, was sehr rechenaufwändig ist.
2. $\mathcal{T}(k, l)$ wird aus den Piloten der Unterträger (k', l') gebildet, die den geringsten Abstand zu dem zu schätzenden Träger haben. Zur Optimierung werden die Pilotträger mit dem geringsten Abstand $|k - k'| + |l - l'|$ verwendet.
3. $\mathcal{T}(k, l)$ wird durch gewichtete Distanzen bestimmt, in dem die normierten

Bandbreiten mit berücksichtigt werden. Als Optimierungskriterium kann z.B. die Minimierung von $|k - k'| \cdot \tau'_{max} \Delta f + |l - l'| \cdot f_{Dmax} T_O$ dienen. Im Unterschied zu Punkt 2 werden hier die Korrelationseigenschaften des Kanals berücksichtigt, was im Mittel zu besseren Ergebnissen führt.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde das Pilotauswahlverfahren nach Punkt 3 verwendet. Das erste Verfahren ist zu aufwändig und benötigt auch die genaue Korrelationsfunktion des Kanals. Das zweite Auswahlkriterium berücksichtigt in keiner Weise die Kanaleigenschaften und ist daher im Mittel deutlich schlechter als der zuletzt dargestellte Algorithmus.

Allerdings ist darauf zu achten, dass die Verzögerung der OFDM-Symbole durch die Kanalschätzung nicht zu groß wird. Bei niedrigen Geschwindigkeiten und einem Kanal mit einer relativ großen maximalen Mehrwegeverzögerung τ_{max} kann bei den Algorithmen 1 und 3 das zur Schätzung verwendete Zeitfenster recht groß werden. Das führt zu erhöhten Schätzzeiten und Speicherbedarf, da viele OFDM-Symbole gespeichert werden müssen, bevor überhaupt die Kanalschätzung durchgeführt werden kann. Entgegenwirken kann man durch eine zeitliche Begrenzung der Schätzdauer, die allerdings einen erhöhten MSE der Schätzung zur Konsequenz hat.

4.2.4 Ansatz zur Aufwandsreduktion

Das im letzten Abschnitt vorgestellte Wienerfilter ist das optimale lineare Filter und ist den anderen Verfahren gerade für Kanäle mit großer mittlerer Impulsverbreiterung und bei hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten überlegen. Allerdings weist das Filter große Nachteile auf:

1. Die Kanaleigenschaften müssen in Form der Korrelationsfunktionen bekannt sein.
2. Es ist eine Matrix-Inversion mit anschließender Vektor-Matrix-Multiplikation für jeden einzelnen Unterträger notwendig.

Die Inversion einer $(L \times L)$ -Matrix beansprucht einen Aufwand an Rechenoperationen in der Größenordnung von $\mathcal{O}(L^3)$. Die Matrixinversion muss für jeden einzelnen Träger durchgeführt werden, wodurch der Rechenaufwand im 2k-Modus von DVB-T nochmals mit dem Faktor $K = 1705$ erhöht wird. Da pro OFDM-Symbol nur die Zeit einer Symboldauer T_O zur Verfügung steht, ergibt sich ein Rechenaufwand, der gerade in mobilen Endgeräten nicht realisierbar ist. Daher wird nach Möglichkeiten gesucht, den Rechenaufwand im mobilen Endgerät durch eine Wienerfilterung zu verringern. Es gibt Ansätze, diese Reduktion zum Beispiel mit Hilfe der Singulärwertzerlegung zu erreichen [13]. Im nächsten Abschnitt wird ein Verfahren vorgestellt, das im Rahmen dieser Forschungsarbeit entstanden ist und ein adaptives Wienerfilter zur Verringerung der Komplexität verwendet [52].

Adaptives Wienerfilter

Die Reduktion des Rechenaufwandes zur Berechnung der Filterkoeffizienten wird bei dem hier vorgestellten Algorithmus durch gezieltes Ausnutzen der Robustheit der Wienerfilter erreicht. Es wird bewusst eine Fehlanpassung zwischen Kanal und Filterkoeffizienten in Kauf genommen, woraus dann natürlich ein erhöhter mittlerer quadratischer Fehler resultiert.

Bild 4.6 zeigt den prinzipiellen Aufbau des adaptiven Filters.

Der Kern ist ein Koeffizientenspeicher, in dem die Koeffizientenvektoren für die einzelnen Unterträger abgelegt werden. Diese Koeffizientenvektoren werden einmalig vorab für ausgewählte Kanalzustände berechnet und anschließend in dem Speicher abgelegt. Im laufenden Betrieb wird ausschließlich auf diese Koeffizienten zurückgegriffen, so dass nur ein Lesezugriff auf den Speicher notwendig ist. Die

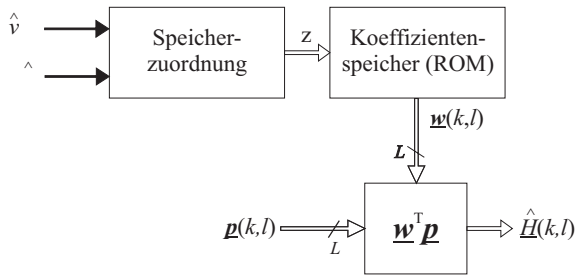


Bild 4.6 Blockschaltbild des adaptiven Wienerfilters

Auswahl der passenden Vektoren übernimmt die Speicherzuordnung. In Abhängigkeit der geschätzten Parameter \hat{v} und $\Delta\hat{\tau}$ wird der Koeffizientensatz ausgewählt, der für den momentanen Kanal den geringsten Fehler aufweist. Anschließend wird der aus dem Speicher gelesene Koeffizientenvektor mit dem Vektor der Pilotträger multipliziert. Das liefert den Schätzwert für die Übertragungsfunktion.

Der Vorteil dieses Verfahrens liegt in der Vermeidung von Rechenaufwand zur Berechnung der Filterkoeffizienten. Es muss nur genügend Speicher zum Ablegen der Koeffizienten vorhanden sein.

Der Speicherbedarf richtet sich nach der Genauigkeit der Kanalschätzung, die mit dem Filter erreicht werden soll. Bild 4.7 zeigt die prinzipielle Zuordnung der Filtersätze zu den Kanalzuständen. Jeder Filtersatz $\mathcal{W}_{i,j}$ ist für einen Bereich dieser zweidimensionalen Ebene vorgesehen und wird in Abhängigkeit der geschätzten Parameter \hat{v} und $\Delta\hat{\tau}$ ausgewählt. Je genauer das Gesamtfiter sein soll, desto kleiner werden die Zuordnungsbereiche der Filtersätze. Allerdings steigt mit zunehmender Genauigkeit die Anzahl der benötigten Filtersätze stark an.

Damit eine Beurteilung über die Anzahl der benötigten Filtersätze möglich ist, muss der Verlauf des mittleren quadratischen Fehlers bei Fehlanpassung an den Kanal mit Hilfe von Formel (4.18) untersucht werden. Dabei werden auch Randbedingungen deutlich, die bei der Auslegung der Filtersätze zu beachten sind. Da sich die Arbeit auf die Anwendung im Mobilfunk beschränkt, werden hier die in Anhang A dargestellten Kanäle betrachtet, die alle über exponentiell abfallende Funktionen definiert werden. Somit ist der die Funktionen beschreibende Parameter die Abklingkonstante τ_0 und dieser wird im Folgenden zur Auswahl der Filtersätze verwendet. Da τ_0 praktisch nicht zu schätzen ist, wird stattdessen die mittlere Impulsverbreiterung $\Delta\hat{\tau}$ geschätzt. Auf den Zusammenhang zwischen τ_0 und

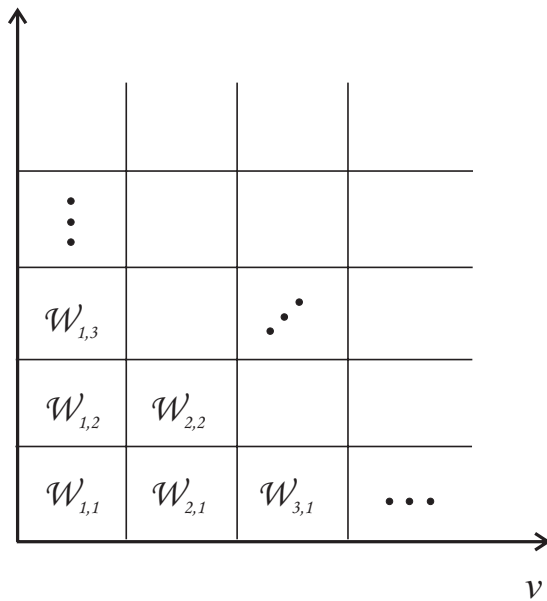


Bild 4.7 Zuordnung der Filtersätze zu den Kanalzuständen

$\Delta\tau$ wird in Abschnitt 4.4.1 vertiefend eingegangen. Bild 4.8 zeigt den Verlauf des MSE von Wienerfiltern in Abhängigkeit der tatsächlichen Geschwindigkeit v für eine Filterlänge von $L = 32$. Jedes Filter ist für eine andere Geschwindigkeit v_{opt} optimiert. Zum Vergleich ist weiterhin der minimal mögliche Fehler angegeben, der bei exakter Anpassung an den Kanal möglich wäre. Als Abklingkonstante ist hier $\tau_0 = 5,0 \mu\text{s}$ gesetzt und entspricht annähernd dem Kanalszenario für hügeliges Gelände.

Es ist deutlich der Charakter des Fehlerverlaufes zu erkennen. Wird das Filter für eine Teilnehmergeschwindigkeit genutzt, die kleiner ist als die, für die das Filter optimiert wurde, ändert sich der MSE nur geringfügig. Im Vergleich zur optimalen Anpassung weist es aber für niedrigere Geschwindigkeiten einen höheren Fehler auf.

Wird das Filter beispielsweise für $v = 180 \text{ km/h}$ optimiert und bei $v = 36 \text{ km/h}$ eingesetzt, vergrößert sich der MSE gerade um den Faktor 1,4.

Bei einem Einsatz des Filters dagegen bei zu hohen Geschwindigkeiten steigt der Fehler mit zunehmendem v steil an und verschlechtert sich um Größenordnungen.

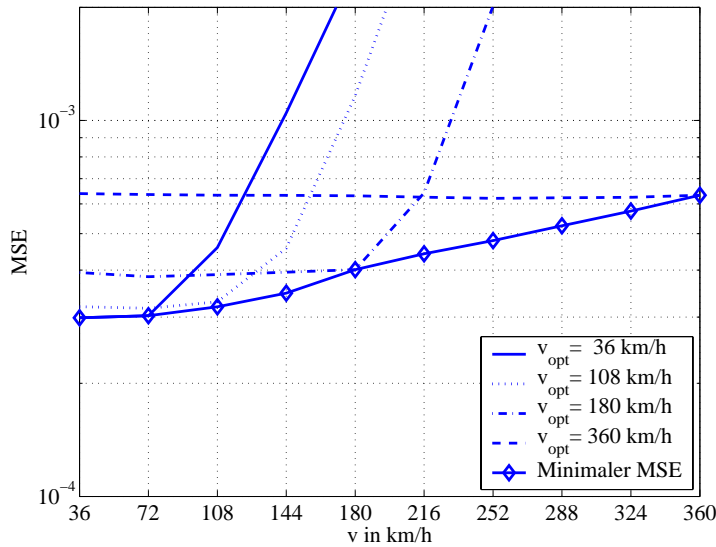


Bild 4.8 Verlauf des MSE in Abhängigkeit der Geschwindigkeit

Wird ein Filter für $v_{opt} = 108$ km/h optimiert und bei $v = 216$ km/h verwendet, ergibt sich ein MSE von $4 \cdot 10^{-3}$, der allerdings nicht mehr aus dem Bild abzulesen ist, um die Übersichtlichkeit der Darstellung zu erhalten.

Bezüglich der Filtersatzauswahl ist daher darauf zu achten, dass die ausgewählten Filtersätze eher für zu hohe Geschwindigkeiten optimiert sind. Ein starkes Unterschätzen der Geschwindigkeit kann somit zu großen Genauigkeitsverlusten der Kanalschätzung führen.

Bei der Auswahl der Filterkoeffizienten in Abhängigkeit der Abklingkonstanten τ_0 können ähnliche Aussagen getroffen werden. Bild 4.9 zeigt den Verlauf des MSE in Abhängigkeit von τ_0 bei verschiedenen Filteroptimierungen bei einer Teilnehmergegeschwindigkeit von $v = 108$ km/h und einer Filterlänge von $L = 32$.

Auch hier ist wieder die Eigenschaft erkennbar, dass eher ein Filter gewählt werden sollte, das für ein zu grosses τ_0 optimiert wurde. Gerade für kleine τ_0 steigt der mittlere quadratische Fehler sehr stark an, falls das verwendete Filter für ein zu kleines τ_0 ausgelegt wurde.

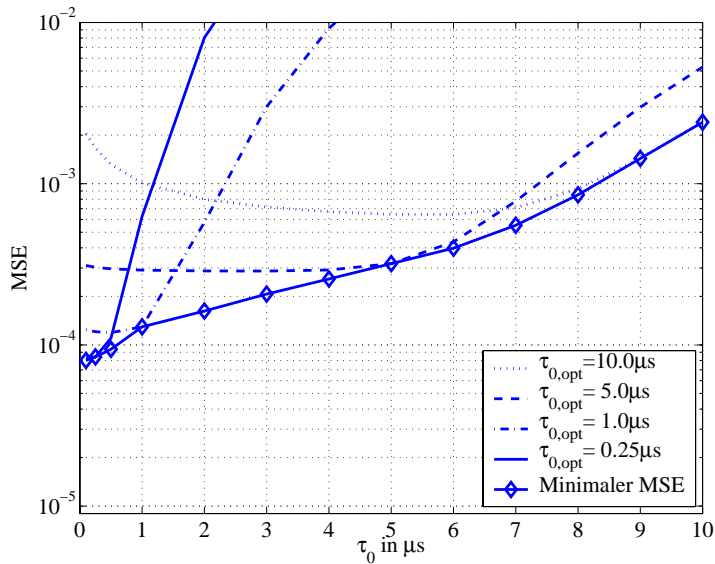


Bild 4.9 Verlauf des MSE in Abhängigkeit mittleren Impulsverbreiterung τ_0

Durch die Analyse der Fehler bei Fehlanpassung lässt sich nun eine geeignete Auswahl an Filtersätzen bestimmen. Diese hängt in erster Linie von den Anforderungen an die Kanalschätzung ab. Wie in Kapitel 5 gezeigt wird, reichen im DVB-T-Betrieb insgesamt vier Filtersätze aus, um Kanäle mit einer Abklingkonstanten von $0 \mu\text{s} \dots 5 \mu\text{s}$ bei Geschwindigkeiten bis zu 360 km/h ausreichend genau schätzen zu können.

Neben der Frage des mittleren quadratischen Fehlers ist auch der Rechenaufwand vor allem im mobilen Endgerät zu berücksichtigen. Gerade für die niedrigen Geschwindigkeiten kann die Filterlänge und somit der Rechenaufwand reduziert werden, was zum Beispiel zu einem geringeren Stromverbrauch führt.

Es ergeben sich die in Tabelle 4.1 beschriebenen Filter. Neben den Gültigkeitsbereichen sind auch die Optimierungsparameter angegeben.

Sollen auch Kanäle mit einer Abklingkonstanten $\tau_0 > 5 \mu\text{s}$ berücksichtigt werden, sollte Folgendes beachtet werden. Bis ca. $\tau_0 = 7 \mu\text{s}$ kann das Filter, das für $\tau_{0,opt} = 5 \mu\text{s}$ optimiert wurde, weiterverwendet werden, da der Fehlerzuwachs recht gering ausfällt. Für größere Werte erreicht der Fehler bei Fehlanpassung die

Filter	v -Bereich in km/h	τ_0 -Bereich in μs	v_{opt}	$\tau_{0,opt}$	Filterlänge
\mathcal{W}_{11}	0-108	0-1	108 km/h	1 μs	8
\mathcal{W}_{21}	108-360	0-1	360 km/h	1 μs	32
\mathcal{W}_{12}	0-108	1-5	108 km/h	5 μs	8
\mathcal{W}_{22}	108-360	1-5	360 km/h	5 μs	32

Tabelle 4.1 Auswahl der Filtersätze

Größenordnung von 10^{-3} . Bei $\tau_0 = 10 \mu\text{s}$ beträgt die Schätzfehlerleistung bereits $P_{MSE} = 5 \cdot 10^{-3}$. Gegenüber der optimalen Anpassung ergibt dies bei einem Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis von $CNR = 30 \text{ dB}$ und $v = 108 \text{ km/h}$ einen Verlust von 2,5 dB, was mit Formel 5.3, die in Kapitel 5 eingeführt wird, berechnet werden kann. Daher sollte für Kanäle mit einer größeren Abklingkonstanten ein weiterer Filtersatz verwendet werden, der auf diesen Wert optimiert ist.

4.3 Schätzung der Teilnehmergewindigkeit

Zur Adaption des Wienerfilters aus Abschnitt 4.2.3 werden die beiden Kanalparameter Geschwindigkeit des mobilen Teilnehmers v und mittlere Impulsverbreiterung $\Delta\tau$ (Delay Spread) des Kanals benötigt. Dieser Abschnitt beschreibt einen im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Algorithmus, der die Teilnehmergewindigkeit relativ zur Basisstation schätzt und somit die Auswahl des Geschwindigkeitsbereiches für das adaptive Wienerfilter ermöglicht. Die Grundidee dieser Schätzung besteht in der Auswertung der Korrelationsfunktion $\phi_{\underline{H}\underline{H},t}(\Delta t)$ in Zeitrichtung eines beliebigen, aber festen Unterträgers. Der Algorithmus kann entweder mit Hilfe von bereits decodierten Trägern arbeiten, oder aber die bekannten Pilotträger auswerten. Im zweiten Fall besteht der Vorteil, dass keinerlei Symbolfehlerscheidungen mit in die Schätzung einfließen. Allerdings kann der Algorithmus sich in diesem Fall nur auf die ständigen Piloten stützen. Ansonsten müssten zwischen den verteilten Piloten wiederum Nutzungsdaten geschätzt werden, da diese verteilten Piloten nur bei jedem vierten Träger den auszuwertenden Träger belegen. Im folgenden Abschnitt wird zunächst der Schätzalgorithmus selbst im Detail vorgestellt. Anschließend wird analytisch eine Abschätzung des Fehlers hergeleitet, der im Vorhinein eine Aussage über den Schätzfehler und die Eigenschaften des Algorithmus zulässt.

4.3.1 Der Schätzalgorithmus

Wie bereits in Abschnitt 2.2.7 in Formel (2.42) hergeleitet wurde, läßt sich die Korrelationsfunktion $\phi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta f, \Delta t)$ der Kanalübertragungsfunktion $\underline{H}(f, t)$ als Produkt der Korrelationsfunktionen in Zeit- und Frequenzrichtung darstellen:

$$\phi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta f, \Delta t) = \phi_{\underline{H}\underline{H},f}(\Delta f) \cdot \phi_{\underline{H}\underline{H},t}(\Delta t). \quad (4.22)$$

Für die Schätzung der Geschwindigkeit wird nun ein beliebiger, aber fester Träger ausgewählt. In den weiteren Betrachtungen über den Geschwindigkeitsschätzer gilt daher $\Delta f = 0$, so dass $\phi_{\underline{H}\underline{H},f}(\Delta f) = \text{const.}$ gilt und nur die Korrelationsfunktion in Zeitrichtung $\phi_{\underline{H}\underline{H},t}(\Delta t)$ Einfluss auf die Schätzung hat. Daher wird im Folgenden der Index t weggelassen und es gilt $\phi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta t) = \phi_{\underline{H}\underline{H},t}(\Delta t)$. Mit Gleichung (2.29) erhält man als Korrelationsfunktion die Besselfunktion der ersten Art und nullten Ordnung

$$\phi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta t) = J_0(2\pi f_{Dmax}\Delta t), \quad (4.23)$$

wobei der Vorfaktor der Leistung aus Gleichung (2.29) nun durch $\phi_{\underline{H}\underline{H},f}(\Delta f)$ repräsentiert wird. Zur Schätzung der Geschwindigkeit werden zeitlich aufeinanderfolgende OFDM-Symbole ausgewertet. Somit ergeben sich für Δt nur ganzzahlige Vielfache der Symboldauer T_O und im Folgenden gilt

$$\Delta t = m \cdot T_O, \quad m \in \mathbb{Z}. \quad (4.24)$$

Für die folgende Herleitung wird angenommen, dass sich der Kanal während eines OFDM-Symbols nicht ändert und sich das durch additives weisses Rauschen $\underline{N}(k, l)$ gestörte Empfangssignal $\underline{R}(k, l)$ im Frequenzbereich durch Formel (4.25) darstellen läßt.

$$\underline{R}(k, l) = \underline{S}(k, l) \cdot \underline{H}(k, l) + \underline{N}(k, l) \quad (4.25)$$

Die Variable l beschreibt die OFDM-Symbolnummer und k die Trägernummer. Die Störungen, die durch den Dopplereffekt hervorgerufen werden, sollen vernachlässigt werden, da sie als zusätzliches Rauschen interpretiert werden können und die Leistung des Schätzers praktisch nicht beeinflussen.

Die Korrelationsfunktion des empfangenen und durch additives weisses Rauschen gestörten Signales $\underline{R}(k, l)$ im Frequenzbereich kann wie folgt durch

$$\begin{aligned} \phi_{\underline{R}\underline{R}}(m) &= E \{ \underline{R}(k, l) \cdot \underline{R}^*(k, l - m) \} \\ &= E \{ (\underline{S}(k, l) \cdot \underline{H}(k, l) + \underline{N}(k, l)) \cdot \\ &\quad \cdot (\underline{S}^*(k, l - m) \cdot \underline{H}^*(k, l - m) + \underline{N}^*(k, l - m)) \} \end{aligned} \quad (4.26)$$

beschrieben werden. Das Rauschen $\underline{N}(k, l)$ und die Kanalkoeffizienten $\underline{H}(k, l)$ sind voneinander unabhängig. Daher ist mit $E\{\underline{N}(k, l)\} = 0$ die Kreuzkorrelationsfunktion von $\underline{N}(k, l)$ und $\underline{H}(k, l)$ Null.

Wenn für die Schätzung ein Träger mit einem bekannten Pilotsymbol verwendet wird, ist $\underline{S}(k, l)$ bekannt und beeinflusst die Korrelationsfunktion nur durch einen konstanten Vorfaktor C , der proportional zur Leistung des Pilotträgers ist. Mit Gleichung (4.26) und $E\{\underline{N}(k, l)\} = 0$ kann $\phi_{\underline{R}\underline{R}}(m)$ berechnet werden:

$$\begin{aligned} \phi_{\underline{R}\underline{R}}(m) &= E \{ \underline{R}(k, l) \cdot \underline{R}^*(k, l - m) \} \\ &= C \cdot E \{ \underline{H}(k, l) \cdot \underline{H}^*(k, l - m) \} + E \{ \underline{N}(k, l) \cdot \underline{N}^*(k, l - m) \} \end{aligned} \quad (4.27)$$

Da das Rauschen weiss ist, lässt sich dessen Korrelationsfunktion durch einen mit der spektralen Rauschleistungsdichte N_0 eines komplexen Prozesses gewichteten Dirac-Impuls darstellen

$$\phi_{NN}(m) = E\{\underline{N}(k, l) \cdot \underline{N}^*(k, l - m)\} \quad (4.28)$$

$$= N_0 \cdot \delta(m), \quad k = 0, \dots, N - 1. \quad (4.29)$$

Damit ergibt sich die theoretische Korrelationsfunktion des empfangenen Signals $\underline{R}(k, l)$ zu

$$\phi_{RR}(m) = C \cdot E\{\underline{H}(k, l) \cdot \underline{H}^*(k, l - m)\} + \quad (4.30)$$

$$+ E\{\underline{N}(k, l) \cdot \underline{N}^*(k, l - m)\} \quad (4.31)$$

$$= C \cdot J_0(2\pi f_{Dmax} m T_O) + N_0 \cdot \delta(m)$$

Wie in Abschnitt 2.2.3 gezeigt wurde, ergibt die Korrelationsfunktion für den Realteil ebenso wie für den Imaginärteil alleine ebenfalls obige, jedoch nur mit dem Faktor 1/2 gewichtete Autokorrelationsfunktion, die für die weiteren Betrachtungen verwendet wird. Dargestellt wird sie durch $\phi_{RR}(m)$, wobei nicht zwischen der AKF des Realteils und des Imaginärteil unterschieden werden soll, da beide das gleiche Ergebnis liefern.

Die grundlegende Idee des Schätzers für die relative Teilnehmergewindigkeit besteht darin, die Autokorrelationsfunktion an einem beliebigen Träger zu schätzen, diese Funktion bezüglich des kleinsten positiven Nulldurchganges \hat{m}_0 zu analysieren und daraus einen Schätzwert für die Geschwindigkeit abzuleiten, da diese in direktem Zusammenhang mit \hat{m}_0 steht.

Der erste positive Nulldurchgang neben dem Maximum der Besselfunktion $J_0(x)$ für $x = 0$ liegt bei $x = 2,405$. Da die Besselfunktion nach Gleichung (4.30) mit $2\pi f_{Dmax} T_O$ skaliert wird, wird dieser erste Nulldurchgang der Autokorrelationsfunktion alleine durch die maximale Dopplerfrequenz f_{Dmax} bestimmt, da die Symboldauer T_O für das System selbst konstant bleibt. Nach der Identifikation des Nulldurchganges \hat{m}_0 der geschätzten Korrelationsfunktion $\hat{\phi}_{RR}(m)$ kann mit

$$\hat{f}_{Dmax} = \frac{2,405}{2\pi \hat{m}_0 T_O} \quad (4.32)$$

eine Schätzung der maximal auftretenden Dopplerfrequenz angegeben werden. Daraus lässt sich die Teilnehmergewindigkeit mit Gleichung (4.33) berechnen, die

auf der wohlbekanntenen Formel für die Dopplerfrequenz bei gegebener Trägerfrequenz und Geschwindigkeit beruht.

$$\hat{v} = \frac{\hat{f}_{Dmax} c}{f_T} \quad (4.33)$$

Die Schätzgenauigkeit hängt in erster Linie von der Anzahl der Werte ab, die für die Berechnung der Autokorrelationsfunktion verwendet werden. Je nach Genauigkeitsanforderung kann die Schätzzeit unter Umständen zu lang werden. Da zum Beispiel für 2048 Werte, die für die Schätzung der AKF verwendet werden, 2048 OFDM-Symbole verwendet werden müssen, sind diese im 8k-Modus erst nach 1,84 s verfügbar. Abhilfe kann hier die parallele Schätzung auf mehreren Trägern schaffen, deren Ergebnisse gemittelt werden. Pro Träger sind dann bei gleicher Gesamtgenauigkeit weniger OFDM-Symbole nötig, was einer Verkürzung der Schätzzeit gleichkommt.

Das Schätzverfahren ist sehr robust gegenüber dem weissen Gaußschen Rauschen. Gleichung (4.28) zeigt, dass die Rauschleistung auf Grund des Dirac-Impulses theoretisch nicht den Nulldurchgang der Korrelationsfunktion $\phi_{RR}(m)$ beeinflusst. Somit sind die geschätzten Geschwindigkeiten nahezu unabhängig von der Rauschleistung auf dem Kanal. Die auftretenden geringen Abweichungen werden durch den Einfluss des Rauschens auf die Schätzgenauigkeit der Autokorrelationsfunktion verursacht, worauf im folgenden Abschnitt noch genauer eingegangen wird.

4.3.2 Beurteilung der Schätzgenauigkeit

In diesem Abschnitt wird auf die Eigenschaften des Geschwindigkeitsschätzers näher eingegangen. Dafür wird zunächst die Varianz der AKF-Schätzung in Abhängigkeit des Parameters m berechnet. Anschließend wird die Dichte der geschätzten Geschwindigkeit hergeleitet, um Aussagen über die Zuverlässigkeit und den dafür benötigten Aufwand der berechneten Geschwindigkeiten zu formulieren.

Der Mittelwert der Kanalübertragungsfunktion mit Rayleigh-verteilter Pfaden ist null, da sich $\underline{H}(k, l)$ als Linearkombination der mittelwertfreien Pfade $\underline{h}_{m_i}(t)$ in Form der DFT darstellen läßt und somit selbst mittelwertfrei ist. Daher kann im Folgenden an Stelle der AKF die in diesem Fall identische Autokovarianzfunktion $\rho_{RR}(m) = E\{R(k, l) \cdot R(k, l + m)\}$ des reellen Prozesses $R(k, l)$ geschätzt werden.

Für die Schätzung der Autokovarianzfunktion sollen Werte im Zeitintervall

$$0 \leq n < M \quad (4.34)$$

ausgewertet werden, wobei der Zeitpunkt Null den Beginn des Schätzintervalls repräsentiert. Die Schätzformel für die Autokovarianz eines reellen, mittelwertfreien Prozesses lautet [41]

$$\begin{aligned} \hat{\rho}_{RR}(m) &= E\{R(k, l) \cdot R(k, l + m)\} \\ &= \frac{1}{M - |m|} \sum_{n=0}^{M-|m|-1} R(k, n) \cdot R(k, n + m) \end{aligned} \quad (4.35)$$

wobei $|m| < M$ gilt. Hierbei ist zu beachten, dass für große m die Anzahl der Werte, die in der Schätzung berücksichtigt werden, sehr klein wird und die resultierenden Korrelationswerte oftmals keine Aussage mehr über die tatsächlichen Korrelationseigenschaften zulassen. Daher ist im Folgenden auf die richtige Auslegung der Größe des Schätzintervalls aus Gleichung (4.34) in Abhängigkeit der Geschwindigkeit zu achten.

Die Varianz der Schätzung wird durch Gleichung (4.36) berechnet [32],

$$\begin{aligned} Var\{\hat{\rho}_{RR}(m)\} &= \frac{M}{(M - |m|)^2} \sum_{i=-(M-1-|m|)}^{M-1-|m|} \left[1 - \frac{|i| + |m|}{M} \right] [\rho_{RR}^2(m) + \\ &\quad + \rho_{RR}(i + m) \cdot \rho_{RR}(i - m)], \end{aligned} \quad (4.36)$$

wobei hier nur der Realteil $R(k, l)$ des Empfangssignals $\underline{R}(k, l)$ für die Schätzung verwendet wird.

Da die Schätzung erwartungstreu ist und mit $M \rightarrow \infty$ gegen 0 konvergiert,

$$\lim_{M \rightarrow \infty} [Var\{\hat{\rho}_{RR}(m)\}] \rightarrow 0, \quad (4.37)$$

ist die Schätzung konsistent.

Zur Berechnung der Varianz des Geschwindigkeitsschätzers wird zunächst die theoretische Autokovarianzfunktion $\rho_{RR}(m)$ aus Gleichung (4.30) in Gleichung (4.36)

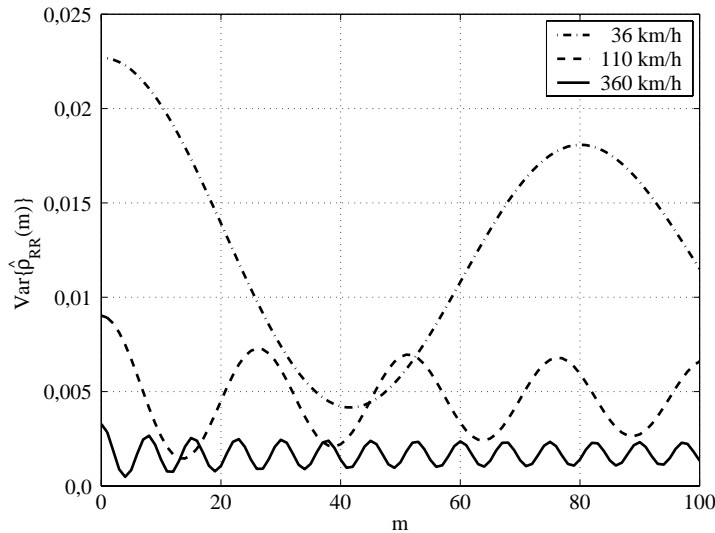


Bild 4.10 Schätzvarianz für verschiedene Geschwindigkeiten v

eingesetzt. Bild 4.10 zeigt den Verlauf der Schätzvarianz in Abhängigkeit von m für drei verschiedene Geschwindigkeiten v bei $M = 1024$ Werten.

Die Schätzgenauigkeit nimmt für größere Geschwindigkeiten zu. Dieser Effekt wirkt positiv der Tatsache entgegen, dass die Anforderungen an die Schätzung steigen, da der Nulldurchgang m_0 auf Grund von Gleichung (4.32) für höhere Geschwindigkeiten immer weiter an den Ursprung heranrückt und somit deutlich empfindlicher gegenüber Schätzfehlern wird.

Über die Robustheit gegenüber dem Kanalrauschen gibt Bild 4.11 Aufschluss. In diesem Bild sind die Schätzvarianzen für Träger-zu-Rauschleistungsverhältnisse von 0 dB, 5 dB, 10 dB, 20 dB und 30 dB angegeben. Die Schätzvarianzen konvergieren sehr schnell und ändern sich kaum noch in realistischen Arbeitsbereichen bei einem $CNR > 5$ dB des Systems. Daher ist zu erwarten, dass sich die Varianz der geschätzten Geschwindigkeit \hat{v} nur minimal bei unterschiedlichen CNR s ändern wird. Die Simulationsergebnisse sind in Abschnitt 5.2 angegeben.

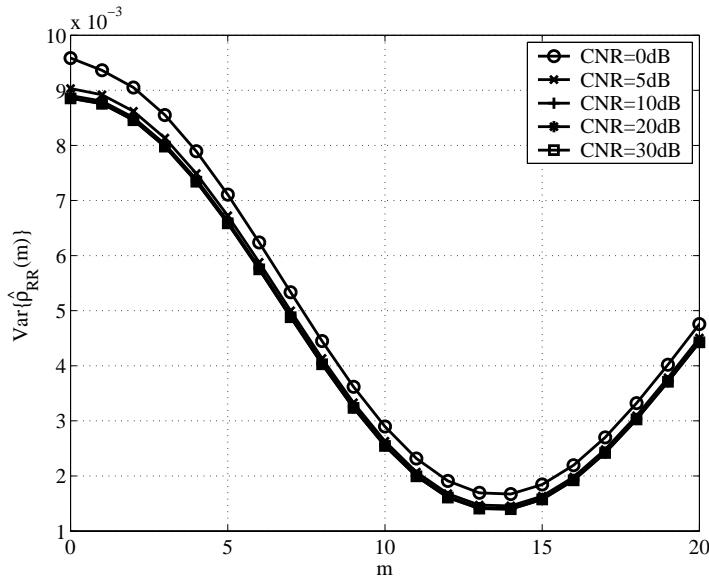


Bild 4.11 Schätzvarianz bei verschiedenen CNR s ($M = 1024$)

Dichte des Schätzfehlers

Aus diesen berechneten Varianzen lassen sich nun Aussagen über das zu erwartende Verhalten der geschätzten Geschwindigkeiten herleiten. Da der Einfluss des Kanalausens sehr gering ist, wird zur Vereinfachung der theoretischen Herleitung der Rauschanteil $N(k, l)$ vernachlässigt. Daher vereinfacht sich die Schätzgleichung (4.35) mit Gleichung (4.27) zu

$$\hat{\rho}_{HH}(m) = \frac{1}{M - |m|} \sum_{n=0}^{M-|m|-1} H(k, n) \cdot H(k, n + m) \quad (4.38)$$

$H(k, l)$ sei der Realteil (oder Imaginärteil) der Kanalübertragungsfunktion an der Frequenzstützstelle $k \cdot \Delta f$ des OFDM-Symbols zum Zeitpunkt $l \cdot T_O$. Die Übertragungsfunktion $H(k, l)$ ist eine gaußverteilte Zufallsvariable, da $H(k, l)$ aus der gewichteten Summe von unabhängigen und gaußverteilten Zufallsvariablen in Form der DFT gebildet wird (vgl. Abschnitt 2.2.2). Nach dem Additionssatz für normal-

verteilte Zufallsvariablen [59] ist der Prozess der Summen gaußverteilt. Die Leistung des mit $\mu_H = 0$ mittelwertfreien Prozesses $H(k, l)$ sei σ_H^2 und setzt sich aus der Summe der Leistungen der einzelnen Pfade zusammen.

Zur Vereinfachung der Darstellung wird die Abhängigkeit von $H(k, l)$ von der Trägerfrequenz $k \cdot \Delta f$ nicht mehr explizit angegeben, da in diesem Abschnitt nur eine feste, aber beliebige, Trägerfrequenz betrachtet wird.

Ziel dieser Schätzung ist die Bestimmung der Teilnehmergewindigkeit aus dem kleinsten positiven Nulldurchgang der Autokorrelationsfunktion. Da die Schätzung konsistent und erwartungstreu ist, wird die Schätzung an der Stelle des tatsächlichen Nulldurchganges m_0 den folgenden Fehler aufweisen:

$$\begin{aligned} \Delta\rho_{HH}(m_0) &= \hat{\rho}_{HH}(m_0) - \rho_{HH}(m_0) \\ &= \hat{\rho}_{HH}(m_0) - 0 \\ &= \frac{1}{M - |m_0|} \sum_{n=0}^{M-|m_0|-1} H(n) \cdot H(n + m_0). \end{aligned} \quad (4.39)$$

Gesucht ist nun die Dichte von $\Delta\rho_{HH}(m_0)$, die weitere Aussagen über die Zuverlässigkeit des Schätzers geben wird. Hierzu wird Gleichung (4.39) näher analysiert.

Da $H(l)$ und $H(l + m_0)$ gaußverteilt und unkorreliert sind, folgt daraus die statistische Unabhängigkeit der Variablen. Daher gilt, wenn wir annehmen, dass $(\underline{H}(l), \underline{H}(l + m_0))^T$ eine zweidimensionale Gaußverteilung besitzt, für die Dichte des Produktes der beiden Zufallsvariablen $Z(l, m_0) = H(l) \cdot H(l + m_0) = U_1 \cdot U_2$ [29]

$$f_Z(z) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|u_1|} f_{U_1}(u_1) f_{U_2}\left(\frac{z}{u_1}\right) du_1 \quad (4.40)$$

Nach dem Einsetzen der Gaussverteilung und anschließender Integration (siehe Anhang B.2) kann man die Dichte des Produktes der Zufallsvariablen als Funktion der modifizierten Hankelschen Funktion schreiben.

$$f_Z(z) = \frac{1}{\pi\sigma_H^2} \cdot K_0\left(\frac{|z|}{\sigma_H^2}\right), \quad |z| > 0 \quad (4.41)$$

mit

$$K_0(z) = \frac{\pi}{2} j H_0^{(1)}(jz), \quad (4.42)$$

wobei $H_0^{(1)}(z)$ die Hankelsche Funktion der ersten Art [33] darstellt.

Wird Gleichung (4.39) weiter ausgewertet, muss man die Summe über Hankelverteilte Zufallsvariablen berechnen. Leider sind diese Zufallsvariablen korreliert, so dass der zentrale Grenzwertsatz hier keine Anwendung finden kann. Da aus der Fachliteratur keine Anhaltspunkte über die Summe von korrelierten Zufallsvariablen bekannt sind, wurde der Weg über die Simulationen gewählt. Das bedeutet, dass die Verteilungen für die verschiedenen Geschwindigkeiten zunächst simulativ bestimmt wurden. Anschließend wurde nach analytischen Funktionen gesucht, die die gefundenen Histogramme bestmöglich approximieren. Bild 4.12 stellt beispielhaft das normierte Histogramm für eine Teilnehmergewindigkeit von $v = 10$ m/s dar, das aus 50000 Schätzwerten gewonnen wurde. Der Fehler wurde der geschätzten Kovarianzfunktion $\hat{\rho}_{HH}(m)$ an der Stelle $m = 57$ als Approximation des wahren Nulldurchganges bei $m_0 = 56,95$ entnommen.

Es ist zu erkennen, dass das Histogramm eine leichte Schiefe aufweist. Im Rahmen dieser Arbeit wurden nun viele verschiedene Dichten im Hinblick auf den Approximationsfehler untersucht. Zur Beurteilung wurde der χ^2 -Test [2] durchgeführt, dessen Ergebnisse für ausgewählte Funktionen in Tabelle 4.2 aufgelistet sind. T_χ stellt dabei die Testgröße für den Hypothesentest dar, die aus der Summe der normierten Abweichungsquadrate gebildet wird. Bei der Verwendung von 61 Klassen beim χ^2 -Test wird die Hypothese, dass die analytische Funktion der Dichte der der simulierten Werte entspricht, mit einer Irrtumswahrscheinlichkeit von 5% abgelehnt, wenn

$$T_\chi > \chi_{60,0,95}^2 = 79,08 \quad (4.43)$$

ist.

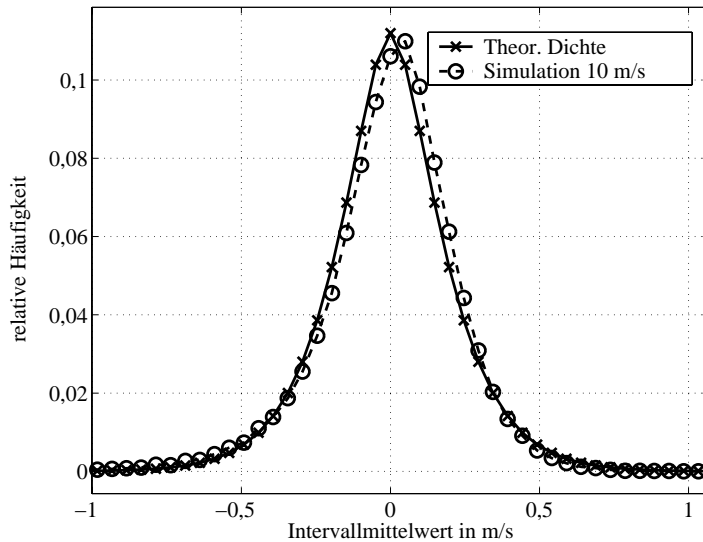


Bild 4.12 Normiertes Histogramm des Schätzfehlers für $v = 10$ m/s

Dichte	Ergebnis T_χ
Hankel modifiziert $\propto K_{1,5}(x)$	1065
Gauß	7452
Weibull	$\approx 10^6$

Tabelle 4.2 Ergebnisse des χ^2 -Tests für ausgewählte Dichten

Die Dichte, die auf der modifizierten Hankel-Funktion beruht, zeigt die besten Ergebnisse beim χ^2 -Test. Sie wird aus der Annahme hergeleitet (siehe Anhang B.2), dass ein Teil der Summanden in Gleichung (4.39) unabhängig ist und somit die Dichte $f_\Delta(\Delta)$ aus der Faltung dieser Einzeldichten erzeugt wird. Vier unabhängige Summanden ergeben das beste Ergebnis.

Die Gauß-Dichte ist die erste Annahme, wenn zunächst keine Information über die mögliche Dichte vorliegt. Sie kann den Verlauf der simulativ erhaltenen Dichte speziell in den Randbereichen nicht ausreichend approximieren, wodurch sich der größere Fehler im Vergleich zu der Dichte auf Basis der modifizierten Hankelfunktion ergibt.

Zum Vergleich wurden auch schiefe Dichten untersucht, zu denen die Weibull-

Verteilung gehört. Hier ergeben sich zum einen durch die Parametervielfalt große Probleme, die simulative Dichte zu approximieren. Zum anderen haben diese Funktionen auch das Problem, die Randbereiche ausreichend genau nachzubilden. Daher resultiert auch der sehr große Fehler, der für die Weibull-Dichte berechnet wurde. Grundsätzlich muß man aufgrund des χ^2 -Tests bei allen diesen Dichten die Hypothese, dass sie den Simulationsergebnissen genügen, ablehnen. Daher wurde die auf der modifizierten Hankelfunktion basierende Dichte

$$f_{\Delta}(\Delta) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_H^5} \cdot |\Delta|^{1.5} \cdot \frac{\Gamma(0.5)}{\Gamma(2)} \cdot K_{1.5}(|\Delta|/\sigma_H^2) \quad (4.44)$$

für die weiteren Berechnungen ausgewählt, da sie den geringsten Fehler im χ^2 -Test aufweist und dem eigentlichen Verlauf der Simulationsergebnisse auch optisch am ähnlichsten sieht. Bild 4.12 vergleicht das theoretische mit dem simulierten Histogramm, wobei es sich weiterhin um ein normiertes Histogramm handelt. Zur Verdeutlichung des Verlaufs aber wurden die einzelnen Punkte der relativen Häufigkeiten mit Linien verbunden, anstatt diese einzeln durch Balken darzustellen.

Die Schiefe des simulierten Histogramms kann zwar durch die analytische Funktion nicht wiedergegeben werden, dafür approximiert sie den Randbereich recht gut und der prinzipielle Charakter des Fehlerhistogramms wird gut dargestellt.

Bestimmung des Nulldurchganges

Die Schätzung des Nulldurchganges erfolgt nun durch die Suche des kleinsten positiven Nulldurchganges der geschätzten Autokorrelationsfunktion. Da Gleichung (4.38) nur diskrete Werte von m berechnet, wird das kleinste positive Wertepaar m_1 und $m_2 = m_1 + 1$ bestimmt, deren geschätzte Korrelationsfunktion $\hat{\phi}(m)$ an den Stellen m_1 und m_2 verschiedene Vorzeichen aufweist. Somit liegt die Nullstelle zwischen diesen Werten und kann durch lineare Interpolation bestimmt werden, was in Bild 4.13 verdeutlicht wird:

$$\hat{m}_0 = m_1 - \frac{\hat{\rho}_{HH}(m_1)}{\hat{\rho}_{HH}(m_2) - \hat{\rho}_{HH}(m_1)}. \quad (4.45)$$

Aus Bild 4.11 ist zu erkennen, dass die Varianz an den Stellen m_1 und m_2 unterschiedliche Werte aufweist. Dies in Verbindung mit der linearen Interpolation führt

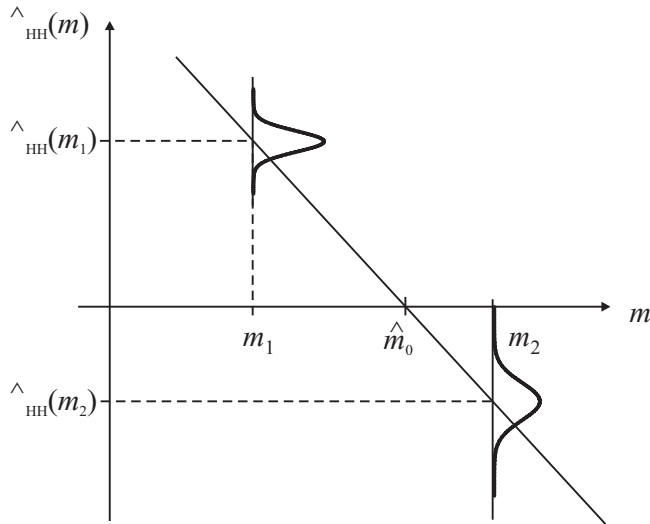


Bild 4.13 Lineare Interpolation und Schätzfehler

zu Messfehlern, die den Mittelwert des Nulldurchganges im Vergleich zum tatsächlichen verschieben, so dass die Schätzung insgesamt nicht mehr erwartungstreu ist. Dieser Fehler kann aber bestimmt werden und ist für die geforderte Schätzgenauigkeit für das adaptive Wienerfilter ausreichend klein. Bevor dieser Effekt näher erläutert wird, werden die zwei Haupteigenschaften der Schätzvarianz an den Stellen m_1 und m_2 näher beschrieben:

1. Die Schätzfehler bei m_1 und m_2 weisen eine sehr hohe Korrelation auf. Bei den simulierten Fällen trat ein mittlerer Kovarianzkoeffizient von $\rho = 0,9776$ auf, wobei über Geschwindigkeiten von 10 m/s bis zu 100 m/s gemittelt wurde. Je niedriger die Geschwindigkeit, desto höher ist der Kovarianzkoeffizient. Bei 30 m/s liegt der Korrelationskoeffizient noch bei $> 0,99$.
2. Das Verhältnis der Schätzvarianzen $\nu = \text{Var}\{\hat{\rho}_{HH}(m_2)\} / \text{Var}\{\hat{\rho}_{HH}(m_1)\}$ ist stets größer eins. Bild 4.14 zeigt das Verhältnis in Abhängigkeit der Geschwindigkeit.

Mit diesen beiden Eigenschaften kann man in guter Näherung die Amplituden der Schätzfehler Δ_1 und Δ_2 in folgende Beziehung setzen:

$$\Delta_2 \approx \sqrt{\nu} \cdot \Delta_1 \quad (4.46)$$

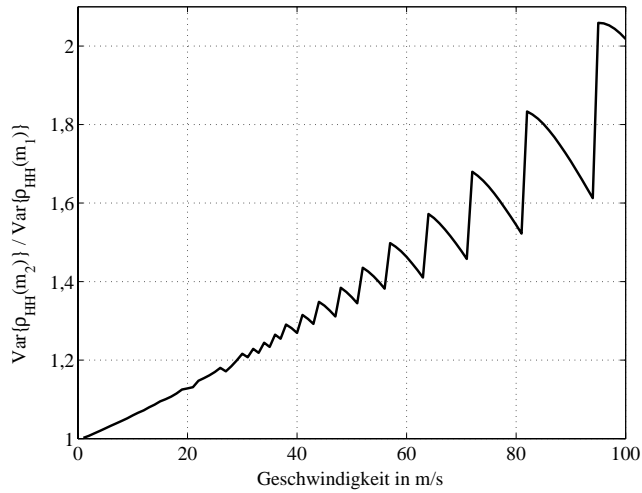


Bild 4.14 Verhältnis der Schätzfehlervarianzen

Ein kleines Gedankenexperiment soll nun den Effekt der nicht erwartungstreuen Schätzung mit Hilfe von Bild 4.13 erklären. Nimmt man an, dass $\text{Var}\{\hat{\rho}_{HH}(m_2)\} \gg \text{Var}\{\hat{\rho}_{HH}(m_1)\}$ ist, hat ein Fehler $\Delta_2 < 0$ kaum Auswirkungen auf \hat{m}_0 , der sich nur geringfügig nach links verschiebt. Der betragsmäßig gleiche Fehler $\Delta_2 > 0$ dagegen kann \hat{m}_0 sehr stark nach rechts verschieben. Somit wird das wahre m_0 durch die unterschiedlichen Varianzen im Mittel überschätzt.

Gleichung (4.46) ermöglicht nun die Berechnung des Nulldurchganges \hat{m}_0 in Abhängigkeit des Schätzfehlers Δ_1 :

$$\hat{m}_0 = m_1 - \frac{\hat{\rho}_{HH}(m_1)}{\hat{\rho}_{HH}(m_2) - \hat{\rho}_{HH}(m_1)} \quad (4.47)$$

$$= m_1 - \frac{\rho_{HH}(m_1) + \Delta_1}{\rho_{HH}(m_2) + \sqrt{\nu} \cdot \Delta_1 - \rho_{HH}(m_1) - \Delta_1} \quad (4.48)$$

$$= m_1 - \frac{\rho_{HH}(m_1) + \Delta_1}{(\rho_{HH}(m_2) - \rho_{HH}(m_1)) + \Delta_1(\sqrt{\nu} - 1)} \quad (4.49)$$

\hat{m}_0 kann nun als eine aus Δ_1 transformierte Zufallsvariable angesehen werden, da die $\rho(m_i)$ und m_i , $i \in 1, 2$, für die jeweils betrachtete Geschwindigkeit bekannt sind.

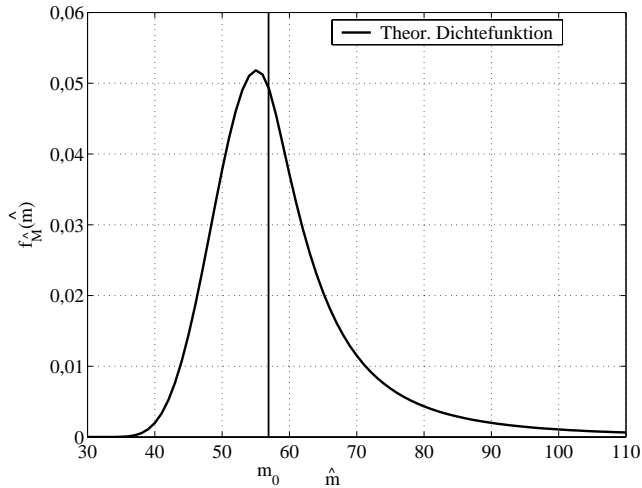


Bild 4.15 Theoretische Dichte $f_{\hat{M}_0}(\hat{m}_0)$

Bei bekannter Dichte $f_{\Delta_1}(\Delta_1)$ der Zufallsvariablen Δ_1 lässt sich nun die Dichte von \hat{m}_0 berechnen. Durch die Transformation von Zufallsvariablen erhält man

$$f_{\hat{M}_0}(\hat{m}_0) = f_{\Delta_1}(w(\hat{m}_0)) \cdot \frac{\rho_{HH}(m_2) - \sqrt{v} \cdot \rho_{HH}(m_1)}{[1 - (m_1 - \hat{m}_0)(\sqrt{v} - 1)]^2} \quad (4.50)$$

mit

$$w(\hat{m}_0) = \frac{(m_1 - \hat{m}_0)(\rho_{HH}(m_2) - \rho_{HH}(m_1)) - \rho_{HH}(m_1)}{1 - (m_1 - \hat{m}_0)(\sqrt{v} - 1)}. \quad (4.51)$$

Bild 4.15 zeigt die theoretische Dichte für eine Geschwindigkeit von $v = 10$ m/s. Es ist deutlich die Überschätzung von m_0 zu erkennen, wodurch im Mittel die tatsächliche Geschwindigkeit nach den Gleichungen (4.32) und (4.33) unterschätzt wird.

Falls das geschätzte Wertepaar m_1 und m_2 nicht den wahren Nulldurchgang einschliesst, kann obige Herleitung zur Dichte von \hat{m}_0 trotzdem verwendet werden,

da die Varianz um \hat{m}_0 für kleine Schätzvarianzen nahezu linear verläuft und somit immer der gleiche Nulldurchgang gefunden wird, auch wenn ein benachbartes Wertepaar \tilde{m}_1 und \tilde{m}_2 verwendet wird.

Damit ist die Dichte des geschätzten Nulldurchganges bekannt, woraus sich mit Gleichung (4.33) die Dichte der geschätzten Geschwindigkeit berechnen lässt:

$$f_{\hat{V}}(\hat{v}) = A \cdot f_{\hat{M}_0}\left(\frac{A}{\hat{v}}\right) \cdot \frac{1}{\hat{v}^2} \quad (4.52)$$

mit $A = \frac{2,405 \cdot c}{2\pi f_T T_S}$. Die Herleitung von $f_{\hat{V}}(\hat{v})$ aus $f_{\hat{M}_0}(\hat{m})$ ist im Anhang von [51] zu finden.

Die Korrelationsfunktion eines schwach stationären stochastischen Prozesses \underline{X} wird durch

$$\phi_{\underline{X}\underline{X}}(m) = E\{\underline{X}(l) \cdot \underline{X}^*(l - m)\} \quad (4.53)$$

definiert und ist damit eine Aussage im Mittel. Für die Schätzung der Autokorrelationsfunktion nach Gleichung (4.35) wird nur ein endlicher Ausschnitt einer Realisierung des Prozesses \underline{X} verwendet, wodurch die momentane Korrelationsfunktion des Signalausschnittes von der mittleren AKF abweichen kann. Dadurch entstehen weitere Fehler, die hier nicht weiter betrachtet werden, sich aber in den Vergleichen mit den Simulationsergebnissen, die in Kapitel 5 vorgestellt werden, niederschlagen. Bei einer Vergrößerung des Schätzintervalles werden nicht nur die Schätzvarianzen nach Gleichung (4.36) geringer, es nähert sich auch die zu schätzende Korrelationsfunktion des Signalausschnittes der mittleren AKF an.

4.4 Schätzung der Impulsverbreiterung

Die Berechnung der Filterkoeffizienten für die Wienerfilterung zur Kanalschätzung setzt die Kenntnis der Korrelationsfunktion des Kanals voraus. Wie in Abschnitt 2.2.7 gezeigt wird, lässt sich diese als Produkt der Besselfunktion und einer weiteren Funktion ausdrücken. Letztere kann aus dem Verzögerungs-Leistungsspektrum (PDP) mit Hilfe der Fouriertransformation nach Gleichung (2.42) bestimmt werden. Grundsätzlich muss zur Berechnung der Korrelationsfunktion das Verzögerungs-Leistungsspektrum bekannt sein. Je nach Profil des PDP können dabei die Parameter der maximalen Pfadverzögerung τ_{max} , die Abklingkonstante τ_0 einer exponentiell abfallenden Funktion oder die mittlere Impulsverbreiterung $\Delta\tau$ des Kanals mögliche charakteristische Werte sein, aus denen sich das Verzögerungs-Leistungsspektrum bestimmen lässt.

Die Aufgabe im Empfänger besteht in der Schätzung des oder der passenden Parameter. In der Literatur sind Algorithmen zu finden, die das PDP oder auch den Verlauf der Korrelationsfunktion im Frequenzbereich charakterisieren. In [50] wird ein Algorithmus vorgestellt, der die maximale Ausbreitungsverzögerung τ_{max} bestimmt. Damit lässt sich die Korrelationsfunktion von Kanälen mit konstanter Pfadleistung über τ schätzen. Weiterhin kann die optimale Länge des Schutzintervalles von OFDM-Systemen bestimmt werden, da diese nur von dem Pfad mit der größten Verzögerung abhängt. Onizawa und Mizoguchi schlagen in [40] einen Algorithmus vor, der die Veränderlichkeit der Übertragungsfunktion $\underline{H}(k, l)$ in Frequenzrichtung untersucht und so die Adaption eines Filters realisiert. Dieser Algorithmus wird in Abschnitt 4.4.2 vorgestellt. Allerdings reicht die Genauigkeit dieses Schätzers nicht aus, um eine zuverlässige Einstellung des adaptiven Wienerfilters zu ermöglichen.

Daher wurde im Rahmen dieser Arbeit ein Algorithmus entwickelt, der die mittlere Impulsverbreiterung $\Delta\tau$ des Kanals ausreichend genau bestimmen kann. Dieser Algorithmus wird in Abschnitt 4.4.3 beschrieben.

Die Mobilfunkkanäle im Bereich um 800 MHz . . . 900 MHz weisen nach COST 207 [10] exponentiell abfallende Verzögerungs-Leistungsspektren auf, die durch die Abklingkonstante τ_0 charakterisiert werden. Da die Schätzung von τ_0 eine sehr schwierige Angelegenheit ist, wird auf den Schätzer der mittleren Impulsverbreiterung zurückgegriffen. Um von dem geschätzten Wert $\Delta\hat{\tau}$ auf τ_0 schließen zu können, wird zunächst im folgenden Abschnitt der Zusammenhang von $\Delta\tau$ und τ_0 hergeleitet.

4.4.1 Abhängigkeit zwischen $\Delta\tau$ und τ_0

Die mittlere Impulsverbreiterung ist nach Gleichung (2.36) definiert zu

$$\Delta\tau = \sqrt{\frac{1}{\sigma_{\underline{h}}^2} \int_0^{\tau_{max}} \tau^2 \phi_{VLS}(\tau) d\tau - \bar{\tau}^2}. \quad (4.54)$$

wobei $\bar{\tau}$ die mittlere Pfadverzögerung aus Gleichung (2.34) darstellt. Für Kanäle mit einem exponentiell abfallenden Verzögerungs-Leistungsspektrum gilt für die mittlere Impulsverbreiterung und die Abklingkonstante

$$\Delta\tau = \tau_0. \quad (4.55)$$

Die Herleitung dieser Gleichung ist in [53] angegeben und hat ihre Gültigkeit für Kanäle mit einer Impulsantwort unendlicher Länge. In OFDM-Systemen dagegen wird angenommen, dass die Impulsantwort auf die Länge des Schutzintervalles T_G beschränkt bleibt. Damit hat Gleichung (4.55) keine Gültigkeit mehr und muss an die Kanalimpulsantwortlänge τ_{max} angepasst werden. Nach [53] ergibt sich folgender Ausdruck für $\Delta\tau$ als Funktion von τ_0 und τ_{max}

$$\Delta\tau = \left[\tau_0^2 - e^{-\tau_{max}/\tau_0} \cdot (\tau_{max}^2 + \tau_0^2) - e^{-2\tau_{max}/\tau_0} \cdot (\tau_{max}^2 - \tau_0^2) - e^{-3\tau_{max}/\tau_0} \cdot (\tau_{max} + \tau_0)^2 \right]^{0.5} \quad (4.56)$$

Bild 4.16 zeigt beispielhaft den Verlauf von $\Delta\tau$ in Abhängigkeit von τ_{max} . Der Wert der Abklingkonstanten wurde hier zu $\tau_0 = 0.5 \mu\text{s}$ gewählt.

Man erkennt die asymptotische Gleichheit von τ_0 und $\Delta\tau$ für $\tau_{max} \rightarrow \infty$. Dagegen ist für kleine Werte der Kanalimpulsantwortlänge die mittlere Impulsverbreiterung stets kleiner als τ_0 .

Dieses Verhalten muss bei der Bestimmung von τ_0 und bei der Auswahl des an den Kanal adaptierten Wienerfilters berücksichtigt werden. In Abschnitt 4.2.4 wurde das Konzept der adaptiven Wienerfilterung vorgestellt. Die Grundidee bestand in der Berechnung von wenigen Filtersätzen, die für einen bestimmten Bereich von Kanaleigenschaften optimiert sind. Wird nun die mittlere Impulsverbreiterung $\Delta\tau$ geschätzt, wird der Parameter τ_0 stets größer sein. Somit sollte der Filtersatz gewählt werden, der für den einen Wert $\tau_{0,opt}$ optimiert wurde, der größer als der

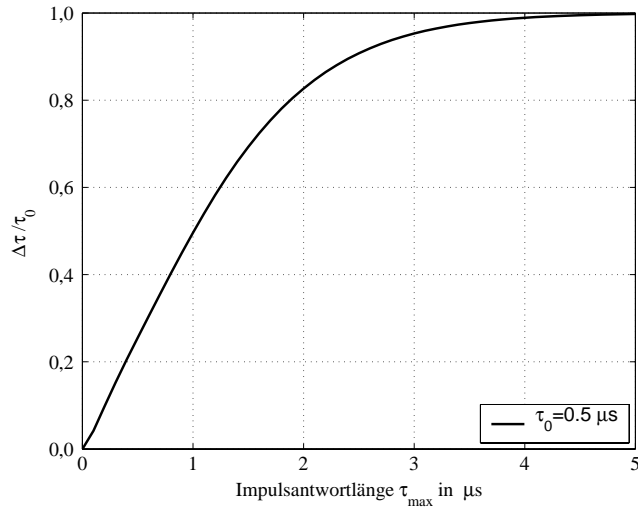


Bild 4.16 Normierte mittlere Impulsverbreiterung in Abhängigkeit der Kanalimpulsantwortlänge τ_{max} für $\tau_0 = 0.5 \mu s$

geschätzte Wert $\Delta\hat{\tau}$ ist. An den Schätzer wird somit die Anforderung gestellt, den Bereich der Abklingkonstanten zuverlässig zu detektieren und somit die Auswahl des richtigen Filtersatzes zu ermöglichen. Als Anhaltspunkt für die Auswahl des Filterbereiches kann folgende Abschätzung dienen. Wird angenommen, dass die Länge der Impulsantwort τ_{max} mindestens doppelt so groß ist wie τ_0 , gilt für die mittlere Impulsverbreiterung

$$\Delta\tau \geq 0.50 \cdot \tau_0, \quad (4.57)$$

da nach Gleichung (4.56) $\Delta\tau(\tau_{max} = 2\tau_0) = 0.4961 \cdot \tau_0$ ist. Somit kann gerade in den Grenzbereichen zwischen zwei Filtersätzen der richtige Filtersatz ausgewählt werden, da durch (4.57) eine Abschätzung von τ_0 nach oben gegeben ist.

4.4.2 Schätzalgorithmus nach Onizawa

Onizawa u.a. schlagen in [40] ein adaptives Filter vor, das sich ebenfalls an die Frequenzselektivität des Kanals anpasst. Zur Abschätzung der Veränderlichkeit nutzen sie den Differenzvektor $\underline{\Delta}$ zweier benachbarter Unterträger

$$\underline{\Delta}_i = (\underline{H}(i, l) - \underline{H}(i-1, l)), \quad (2 \leq i \leq K) \quad (4.58)$$

und definieren damit einen Vektor \mathbf{l} , der den Grad der Veränderlichkeit des Differenzvektors charakterisiert:

$$l_i = \begin{cases} 1 & G_1 \leq |\underline{\Delta}_i| \\ 2 & G_2 \leq |\underline{\Delta}_i| \leq G_1 \\ 3 & |\underline{\Delta}_i| \leq G_2 \end{cases} \quad (4.59)$$

Die Parameter G_n sind sinnvoll zu wählende Entscheidungsgrenzen, die in der Veröffentlichung zu $G_1 = 0.6$ und $G_2 = 0.3$ gesetzt wurden. Weiterhin wird die Amplitude der Übertragungsfunktion mit in die Filterauswahl einbezogen, spielt aber für die Anforderungen im Rahmen dieser Arbeit keine Rolle und muss daher nicht berücksichtigt werden. Obwohl die Entscheidungsgrößen für die Auswahl der Anzahl von Filterkoeffizienten verwendet werden, können sie eine erste grobe Schätzung für die mittlere Impulsverbreiterung $\Delta\tau$ darstellen.

In Abschnitt 5.3 sind die Simulationsergebnisse zu finden, die den Algorithmus auf die Brauchbarkeit zur Selektion des adaptiven Wienerfilters hin untersuchen. Dabei kommt es darauf an, ob die verschiedenen Impulsverbreiterungen auch zuverlässig erkannt werden. Wie sich herausstellt, hat der Algorithmus speziell bei Kanälen mit einer großen mittleren Impulsverbreiterung Probleme, die Kanäle zu unterscheiden. Daher kann dieser Ansatz nicht den Anforderungen genügen und wird in der weiteren Arbeit nicht eingesetzt.

4.4.3 Schätzung der mittleren Impulsverbreiterung

Die Berechnung der mittleren Impulsverbreiterung nach Gleichung (2.36) aus Abschnitt 2.2.5 setzt die Kenntnis der Kanalimpulsantwort $\underline{h}(\tau, t)$ voraus. Die Schätzung von $\underline{h}(\tau, t)$ kann am einfachsten durch die inverse Fouriertransformation der Kanalübertragungsfunktion $\underline{H}(k, l)$ erfolgen. In einem OFDM-System steht hierfür die Schätzung $\hat{\underline{H}}(k, l)$ zur Verfügung, die zum Beispiel mit Hilfe des adaptiven Wienerfilters aus Abschnitt 4.2.4 gewonnen wurde.

In OFDM-Systemen ergibt sich allerdings bei der Berechnung der Kanalimpulsantwort ein systematischer Fehler, der sich auf die Schätzgenauigkeit von $\Delta\hat{\tau}$ auswirkt. Im Gegensatz zu den Annahmen in [36] ist dieser Fehler aber nicht unabhängig von der Kanalimpulsantwort, sondern wird durch diese bestimmt.

Die Schätzung der Übertragungsfunktion $\underline{H}(k, l)$ kann nur in dem Frequenzbereich des OFDM-Symbols erfolgen, da nur hier die Pilotsymbole zur Verfügung stehen. Ausserhalb dieses Bereiches muss demnach der Kanal zu Null angenommen werden. Dies entspricht der Multiplikation der Übertragungsfunktion mit einem Rechteckfenster der Bandbreite $B = K \cdot \Delta f$. Zur Darstellung des systematischen Fehlers wird nachfolgend angenommen, dass der Kanal rauschfrei ist und keine Fehler bei der Kanalschätzung auftreten. Weiterhin soll der Kanal während eines OFDM-Symbols konstant sein. Liegt die Schätzung der Übertragungsfunktion im Basisband vor, so ergibt sich für die geschätzte Kanalimpulsantwort

$$\begin{aligned}\hat{\underline{h}}(\tau) &= \mathcal{F}^{-1} \{ \underline{H}(f) \cdot \text{rect}_B(f) \} \\ &= \mathcal{F}^{-1} \{ \underline{H}(f) \} * B \cdot \text{si}(\pi K \Delta f t) \\ &= B \cdot \underline{h}(\tau) * \text{si}(\pi B t).\end{aligned}\quad (4.60)$$

Sie setzt sich aus der Faltung der eigentlichen Kanalimpulsantwort $\underline{h}(\tau)$ und einer $\sin(x)/x$ -Funktion zusammen, deren Hauptzipfelbreite durch die Bandbreite des Rechteckfensters bestimmt wird. Für den diskreten Fall mit $\tau = k \cdot \Delta t = k \cdot T_S/N$ ergibt sich mit dem diskreten Zeitindex n

$$\hat{\underline{h}}(n) = \frac{K}{N} \cdot \underline{h}(n) * \text{si}\left(\pi \frac{K}{N} n\right)\quad (4.61)$$

wobei allerdings die Periodizität von $\hat{\underline{h}}(n)$ nicht berücksichtigt wurde. Hier bestimmt das Verhältnis von der Trägeranzahl K zur FFT-Länge N die Größe der

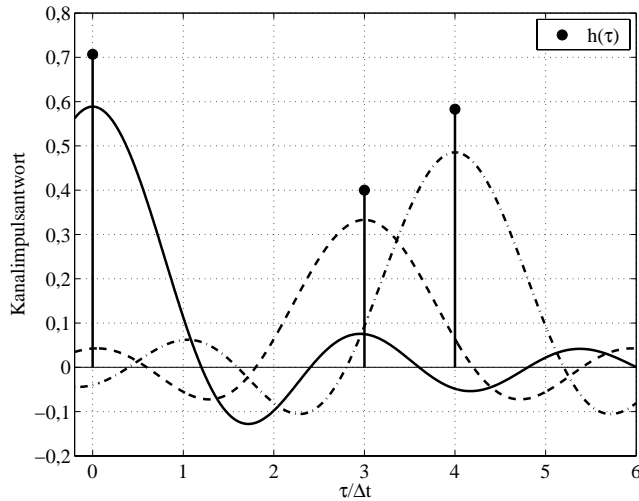


Bild 4.17 Einfluss der Fensterung bei der Kanalschätzung

Störungen. Für $K = N$ wäre die ideale Rekonstruktion ohne Interferenzen der einzelnen Pfade möglich.

Die Leistung der geschätzten Kanalimpulsantwort in Abhängigkeit von n kann über den Erwartungswert des Betragsquadrates berechnet werden:

$$\begin{aligned}
 E \left\{ \left| \hat{h}(n) \right|^2 \right\} &= E \left\{ \left| \underline{h}(n) * \left(\frac{K}{N} \cdot \text{si} \left(\pi \frac{K}{N} n \right) \right) \right|^2 \right\} & (4.62) \\
 &= \frac{K^2}{N^2} \sum_s \sum_t \underbrace{E \{ \underline{h}(t) \cdot \underline{h}^*(s) \}}_{\phi_{VLS}(s) \cdot \delta(s-t)} \cdot \\
 &\quad \cdot \text{si} \left(\pi \frac{K}{N} (n-t) \right) \cdot \text{si} \left(\pi \frac{K}{N} (n-s) \right) \\
 &= \frac{K^2}{N^2} \cdot \phi_{VLS}(n) * \text{si}^2 \left(\pi \frac{K}{N} n \right)
 \end{aligned}$$

Der Schätzfehler ist daher nicht unabhängig von der ursprünglichen Kanalimpulsantwort sondern wird durch diese massgeblich bestimmt. Bild 4.17 verdeutlicht den Einfluss der Fensterung auf die Schätzung der Kanalimpulsantwort. In die-

sem Bild werden neben der ursprünglichen Kanalimpulsantwort auch die einzelnen Summanden aus Gleichung (4.61) dargestellt, die klar die Interferenz auf die Nachbarimpulse erkennen lassen.

Zur Berechnung der mittleren Impulsverbreiterung wird nun $\hat{h}(\tau)$ in die ursprüngliche Definition [30]

$$\Delta\hat{\tau} = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_{max}} |\hat{h}(\tau)|^2 \cdot (\tau - \bar{\tau})^2 d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} |\hat{h}(\tau)|^2 d\tau}} \quad (4.63)$$

eingesetzt. Für die Kanalimpulsantwort im Mittel mit $\phi_{VLS}(\tau) = E\{|\hat{h}(\tau)|^2\}$ ergibt sich Formel (2.36).

Zur Beurteilung der Zuverlässigkeit des Schätzers können zum Beispiel der Mittelwert, der mittlere quadratische Fehler und die Varianz der Ergebnisse als Maß verwendet werden. Allerdings sind für die analytischen Berechnungen dieser Ausdrücke bisher keine Ansätze bekannt. So ergibt sich beispielsweise für die Schätzvarianz

$$E\{(\Delta\hat{\tau} - E\{\Delta\hat{\tau}\})^2\} = E\{\Delta\hat{\tau}^2\} - E^2\{\Delta\hat{\tau}\}. \quad (4.64)$$

Die Bestimmung des zweiten Terms

$$E\{\Delta\hat{\tau}\}^2 = E^2\left\{\sqrt{\frac{\int_0^{\tau_{max}} |\hat{h}(\tau)|^2 \cdot (\tau - \bar{\tau})^2 d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} |\hat{h}(\tau)|^2 d\tau}}\right\} \quad (4.65)$$

erfordert die Berechnung der Integrale unter der Wurzelfunktion, für die keine analytischen Lösungen bekannt sind. Es ist zu beachten, dass $|\hat{h}(\tau)|$ eine Faltungsoperation enthält. Desweiteren muss der Erwartungswert einer Wurzelfunktion ausgewertet werden.

So wird zur Beschreibung des Schätzverhaltens auf Simulationsergebnisse zurückgegriffen. In Kapitel 5 werden die Ergebnisse für den Mittelwert, die relative Fehlergröße und auch Histogramme des Fehlers zur Beurteilung der Zuverlässigkeit dargestellt.

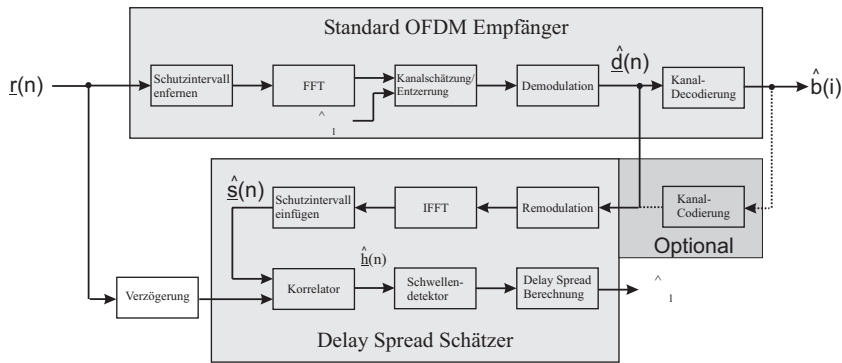


Bild 4.18 Alternatives Schätzsystem nach [53]

Alternativer Schätzalgorithmus

In der Veröffentlichung [53], die im Rahmen dieser Arbeit entstanden ist, wurde ein Schätzalgorithmus vorgeschlagen, der den in Bild 4.18 gezeigten Aufbau hat. Es ist ein entscheidungsrückgekoppeltes Verfahren, das aus den geschätzten Daten $\hat{d}(n)$ das wahrscheinlichste gesendete OFDM-Symbol $\hat{s}(n)$ rekonstruiert und anschließend mit dem empfangenen Signal $r(n)$ korreliert. Für die nach diesem Verfahren geschätzte Kanalimpulsantwort $\hat{h}(n)$ wird, wie oben beschrieben, die mittlere Impulsverbreiterung nach Gleichung (4.63) berechnet.

Wird zunächst eine fehlerfreie Detektion der Daten $\hat{d}(n)$ vorausgesetzt, wird auch das Sendesymbol $\hat{s}(n)$ exakt rekonstruiert. Das Ergebnis der Korrelation $E \{r(n) \cdot \hat{s}^*(n - \Delta n)\}$ kann daher wie folgt berechnet werden, wenn für das Empfangssignal $r(n) = \hat{h}(n) * \hat{s}(n)$ gilt und das Sendesignal mit

$$\underline{s}(n) = \sum_{\kappa=-K/2}^{K/2} \underline{d}(\kappa) \cdot e^{-j2\pi n\kappa/N} \quad (4.66)$$

im Basisband dargestellt wird.

$$\begin{aligned}
E \{ \underline{r}(n) \cdot \underline{s}^*(n - \Delta n) \} &= E \left\{ \sum_{\kappa} \underline{h}(\kappa) \cdot \underline{s}(n - \kappa) \cdot \underline{s}^*(n - \Delta n) \right\} \quad (4.67) \\
&= \sum_{\kappa} \underline{h}(\kappa) \cdot E \{ \underline{s}(n - \kappa) \cdot \underline{s}^*(n - \Delta n) \}.
\end{aligned}$$

Der Erwartungswert kann bei Unabhängigkeit der einzelnen $\underline{d}(\kappa)$ wie folgt umgeformt werden:

$$\begin{aligned}
E \{ \underline{s}(n - \kappa) \cdot \underline{s}^*(n - \Delta n) \} &= \sum_{k_1} \sum_{k_2} e^{-j \frac{2\pi}{N} ((n-\kappa) - (n-\Delta n))} \underbrace{E \{ \underline{d}(k_1) \underline{d}^*(k_2) \}}_{\delta(k_1 - k_2)} \\
&= \sum_{k_1 = -K/2}^{K/2} e^{-j \frac{2\pi}{N} (\Delta n - \kappa) k_1} \\
&= \text{DFT} \{ \text{rect}_K \} \quad (4.68) \\
&= K \cdot \text{si} \left(\pi \frac{K}{N} (\Delta n - \kappa) \right).
\end{aligned}$$

Somit stellt sich die Korrelation als Faltung der ursprünglichen Kanalimpulsantwort $\underline{h}(n)$ mit einer si-Funktion dar, wenn Gleichung (4.68) in (4.67) eingesetzt wird:

$$\begin{aligned}
E \{ \underline{r}(n) \cdot \underline{s}^*(n - \Delta n) \} &= K \cdot \sum_{\kappa} \underline{h}(\kappa) \cdot \text{si} \left(\pi \frac{K}{N} (\Delta n - \kappa) \right) \quad (4.69) \\
&= K \cdot \underline{h}(\Delta n) * \text{si} \left(\pi \frac{K}{N} (\Delta n) \right).
\end{aligned}$$

Formal entspricht dieser Korrelationsschätzer damit dem in Abschnitt 4.4.3 vorgestellten Algorithmus. Allerdings weist die Schätzung über die Korrelationsfunktion im Vergleich zu dem vorher dargestellten Schätzverfahren einige Nachteile auf:

- Der Schätzer benötigt einen höheren Rechenaufwand, da neben der IFFT-Operation, die beide Schätzer benötigen, auch noch die Korrelation berechnet werden muss.

- Durch die benötigte Demodulation, die anschließende Remodulation und die zusätzliche Korrelation ist die Zeitverzögerung dieser Schätzung deutlich höher und stellt stark erhöhte Anforderungen an den Signalprozessor.
- Die Qualität des Schätzergebnisses der entscheidungsrückgekoppelten Struktur hängt stark von der Symbolfehlerrate ab. Gerade für höherstufige Modulationsverfahren bei niedrigen Träger-zu-Rauschleistungsverhältnissen können signifikante Fehler auftreten.

Aufgrund der einfacheren Struktur und der Unabhängigkeit von den geschätzten Daten ist für die Schätzung der mittleren Impulsverbreiterung der Algorithmus aus Abschnitt 4.4.3 zu verwenden. Bei geringerem Rechenaufwand liefert er im Vergleich zur Schätzung über die Korrelationsfunktion bessere und zuverlässigere Ergebnisse.

5 Ergebnisse

5.1 Ergebnisse der Kanalschätzung

In diesem Abschnitt werden einige Simulationsergebnisse für die Kanalschätzverfahren aus Kapitel 4 vorgestellt. Zunächst wird im folgenden Abschnitt die theoretische untere Schranke für die Bitfehlerrate eingeführt, so dass die prinzipielle Leistungsfähigkeit der Schätzverfahren im Vergleich zur idealen Schätzung beurteilt werden kann. Die Simulationsergebnisse für die lineare und die kubische Interpolation werden in Abschnitt 5.1.2 dargestellt. Hier ist vor allem der Vergleich der beiden Verfahren interessant, da sie keinerlei Informationen über den Kanal benötigen, aber deutliche Unterschiede im Rechenaufwand aufweisen. Abschnitt 5.1.3 enthält die Ergebnisse für die adaptive Wienerfilterung. Hier werden zunächst die bestmöglichen Bitfehlerraten für die drei Referenzkanäle bei unterschiedlichen Geschwindigkeiten dargestellt. Dies soll eine Einschätzung der Leistungsfähigkeit von DVB-T im mobilen Umfeld ermöglichen. In den weiteren Abschnitten wird auf die sinnvolle Auslegung der Filterlänge und den Einfluss des Träger-zu-Rauschleistungsverhältnisses eingegangen. Anschließend werden in den folgenden Abschnitten Ergebnisse präsentiert, die Leistungsfähigkeit des Wienerfilters bei Fehlanpassung an die Geschwindigkeit v und die mittlere Impulsverbreiterung $\Delta\tau$ darlegen und somit das vorgeschlagene adaptive Filter aus Abschnitt 4.2.4 beurteilen.

5.1.1 Theoretische untere Schranke der Bitfehlerrate

Um die Leistungsfähigkeit der Kanalschätzverfahren beurteilen zu können, wird hier die theoretische Schranke der minimalen Bitfehlerrate P_b beschrieben, die in einem Rayleigh-Fading-Kanal zu erreichen ist. Sie wird nach [44] aus

$$P_b = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\mu}{\sqrt{2 - \mu^2}} \right] \quad (5.1)$$

berechnet, wobei μ sich aus dem mittleren Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis CNR mit nachfolgender Gleichung (5.2) bestimmen lässt.

$$\mu = \sqrt{\frac{CNR}{1 + CNR}} \quad (5.2)$$

Das mittlere CNR , das in Gleichung (4.9) eingeführt wurde, berücksichtigt neben dem additiven weissen Rauschen auf dem Kanal auch die Unterträgerinterferenz, die durch die Dopplereffekte verursacht wird. Diese Gleichung ist für ein vierwertiges PSK-Modulationsverfahren gültig und kann damit auch auf das in DVB-T verwendete 4-QAM-Verfahren angewendet werden.

Soll der Einfluss der Kanalschätzung und der Kanalverzerrung mit berücksichtigt werden, ergibt sich mit dem mittleren quadratischen Schätzfehler $J(\underline{w}(k, l))$ des Wienerfilters aus Abschnitt 4.2.3 die Bitfehlerrate P_b zu [24]

$$P_b(J(\underline{w}(k, l))) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2 \cdot J(\underline{w}) + 2/CNR}{1 - J(\underline{w})}}} \right]. \quad (5.3)$$

Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit (5.3) ergibt sich für den k -ten Unterträger des OFDM-Symbols l . Zur Bestimmung der Bitfehlerrate für das OFDM-System muss dann über die Unterträger gemittelt werden.

Die Bitfehlerrate ist das eigentliche Kriterium, nach dem die Kanalverzerrung optimiert wird. Zur Vereinfachung kann aber auch der mittlere quadratische Schätzfehler des Wienerfilters verwendet werden, da die Bitfehlerrate bei einem gegebenen Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis auf dem Kanal bei sinkendem MSE streng monoton abnimmt. Daher führt die Minimierung des MSE auch zur Minimierung der Bitfehlerrate. Die strenge Monotonie kann über die Ableitung der Bitfehlerrate nach $J(\underline{w}(k, l))$ gezeigt werden. Auf die Darstellung der Herleitung wird hier aber verzichtet.

5.1.2 Ergebnisse der linearen und kubischen Interpolation

Sowohl die lineare als auch die kubische Interpolation benötigen für die Schätzung der Übertragungsfunktion keinerlei Information über die Korrelationseigenschaften des Kanals und lassen sich daher recht einfach implementieren. Bei der linearen Interpolation ist pro Unterträger lediglich die gewichtete Summe über zwei Pilotträgerwerte zu berechnen. Die kubische Interpolation benötigt bereits mehr Rechenaufwand, da erst die Interpolationspolynome bestimmt werden müssen. Bild 5.1 zeigt die Simulationsergebnisse für die drei Referenzkanäle aus Anhang A bei einer Geschwindigkeit von $v = 36$ km/h.

Der Rural-Kanal mit linearer Interpolation weist gegenüber der Referenz einen Verlust von ungefähr 2,5 dB auf. Bei kubischer Interpolation, die hier nicht dargestellt

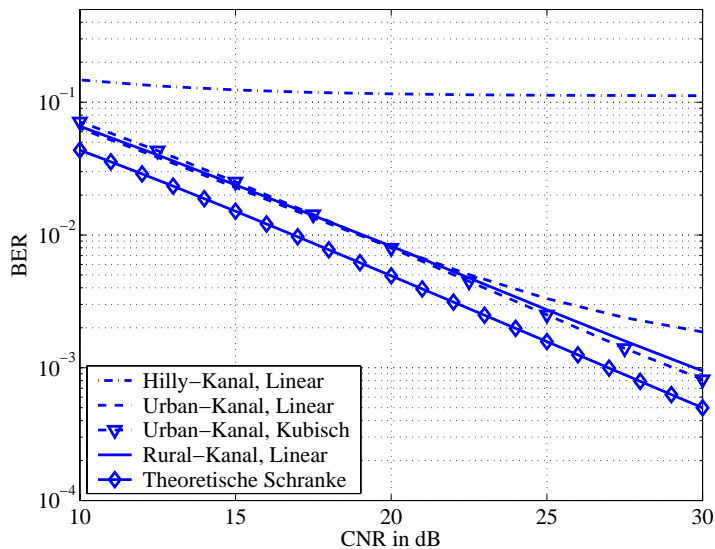


Bild 5.1 Vergleich der linearen und kubischen Interpolation in verschiedenen Kanalszenarien bei $v = 36$ km/h

ist, vergrößert sich der Verlust etwas. Für den Urban-Kanal bildet der Verlauf der Bitfehlerrate mit linearer Interpolation bereits einen Error-Floor aus, wohingegen die kubische Interpolation deutlich bessere Ergebnisse erzeugt. Dieses Verhalten ist in dem Verlauf der Übertragungsfunktion begründet. Da sich der Urban-Kanal im Vergleich zum Rural-Kanal deutlich schneller über der Frequenzachse ändert, erlaubt die kubische Interpolation eine bessere Anpassung an diesen Verlauf als die lineare. Die Ergebnisse für den Hilly-Kanal zeigen, dass hier eine Datenübertragung nicht mehr möglich ist, was auch durch den mittleren quadratischen Fehler aus Bild 4.4 bestätigt wird, der für große Werte der Abklingkonstanten τ_0 sehr stark ansteigt. Hier muss dann auf eine Interpolation in Zeitrichtung in Form der bilinearen Interpolation zurückgegriffen werden.

Die Leistungsfähigkeit bei höheren Geschwindigkeiten zeigt Bild 5.2.

Bei steigender Geschwindigkeit bilden sich nun Error-Floors aus, die durch die Unterträgerinterferenz und damit auch durch die steigende Schätzfehlerleistung begründet sind. In dem hier dargestellten Rural-Kanal erweist sich die lineare Interpolation wieder als überlegen, wohingegen beim Urban-Kanal die kubische Interpolation bessere Schätzergebnisse liefert.

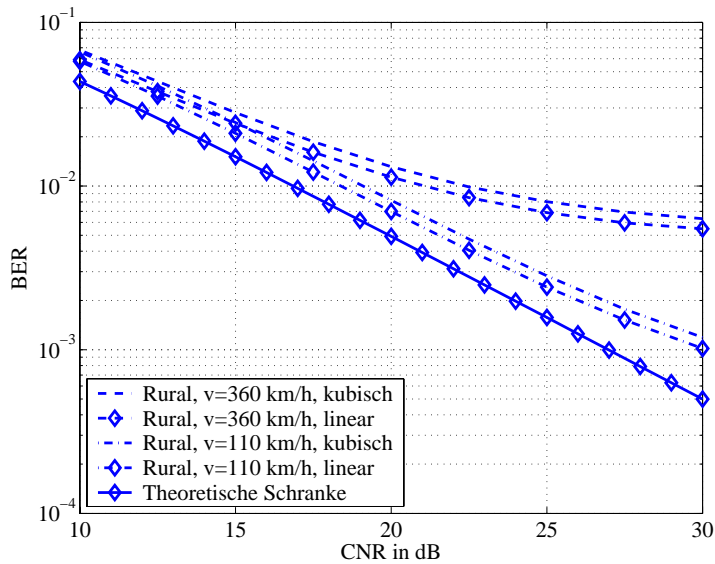


Bild 5.2 Vergleich der linearen und kubischen Interpolation in verschiedenen Kanalszenarien bei $v = 36 \text{ km/h}$

Die einfachen Interpolationsverfahren, die ohne zusätzliche Informationen über den Kanal auskommen, können vor allem in Kanälen mit einer kleinen Abklingkonstanten τ_0 eingesetzt werden. Steigt die Frequenzselektivität dagegen an, versagen die Verfahren und es kann auf die bilineare Interpolation oder auf zweidimensionale kubische Interpolationsverfahren zurückgegriffen werden. Deutlich bessere Ergebnisse werden erzielt, wenn die Korrelationsfunktionen der Übertragungsfunktion mit berücksichtigt werden und die Kanalschätzung mit Hilfe eines Wienerfilters durchgeführt wird. Ergebnisse dieser Kanalschätzung werden im nächsten Abschnitt dargestellt.

5.1.3 Ergebnisse der adaptiven Wienerfilterung

Erreichbare Bitfehlerraten

In diesem Abschnitt werden uncodierte Simulationsergebnisse präsentiert, die die grundsätzliche Leistungsfähigkeit des DVB-T-Systems im 2K-Modus bei mobilem Einsatz aufzeigen sollen. Als Referenz wird die theoretische untere Schranke der

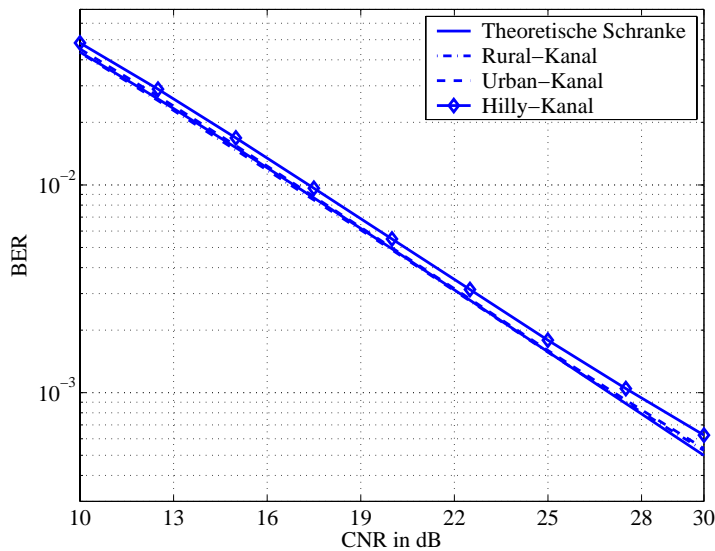


Bild 5.3 Theoretischer und simulierte Verläufe der Bitfehlerraten

Bitfehlerraten P_b in Rayleigh-Fading-Kanälen aus Gleichung (5.1) verwendet.

Dazu sind in Bild 5.3 zunächst die Bitfehlerkurven für die drei Kanäle aus Anhang A bei einer Teilnehmergeschwindigkeit von $v = 36$ km/h neben der theoretischen Schranke für die BER dargestellt. Zur Kanalschätzung wurden die tatsächlichen Werte der Geschwindigkeit v und der Abklingkonstanten τ_0 des exponentiell abfallenden Verzögerungs-Leistungsspektrums verwendet. Die Schätzungen wurden alle mit einem Wienerfilter der Länge $L = 32$ durchgeführt. Eine Begründung für diese Wahl folgt später in diesem Abschnitt. Die Abszisse beschreibt ausschließlich das Verhältnis der Energie des gesendeten Symbols zur Rauschleistung des additiven weissen Rauschens auf dem Kanal und berücksichtigt nicht die Schätzfehlerleistung P_{MSE} oder die Unterträgerinterferenz P_{ICI} .

Die Bitfehlerraten des Rural- und des Urban-Kanals erreichen beide die theoretische Schranke für $CNR \leq 20$ dB. Für größere Werte ist eine leichte Verschlechterung zu erkennen, die sowohl durch den mittleren quadratischen Schätzfehler des Wienerfilters als auch durch die bereits vorhandene Interferenz der Unterträger durch die Zeitvarianz des Kanals verursacht wird. Beide Fehler liegen in der Größenordnung um $5 \cdot 10^{-5} \dots 1 \cdot 10^{-4}$ und ihr Einfluss auf die Bitfehlerrate steigt durch die sinkende additive Rauschleistung des Kanals. Der Schätzfehler des

Urban-Kanals ist nach Bild 4.9 gegenüber dem Rural-Kanal nur geringfügig größer, was sich auch in dem Verlauf der Bitfehlerraten widerspiegelt. Die Tatsache, dass die Ergebnisse für den Rural-Kanal bei kleinem CNR teilweise leicht besser ausfallen als die Theorie erlaubt, liegt an der mittleren Leistung des Kanals, die bei den Simulationen nicht exakt eingehalten werden konnte. Wenige Prozent Abweichung verursachen bereits eine sichtbare horizontale Verschiebung um zehntel Dezibel.

Der Verlauf für den Hilly-Kanal ist mit ca. 0,5 dB Verlust dagegen trotz Anpassung des Filters sichtbar schlechter. Dies liegt an dem hohen MSE der Schätzung, der auch für kleine Träger-zu-Rauschleistungsverhältnisse weiterhin einen signifikanten Einfluss gegenüber dem additiven weissen Rauschen des Kanals besitzt. Des Weiteren ist das verwendete Filter an ein CNR von 30 dB angepasst, wodurch im Bereich niedriger Werte des CNR zusätzliche Verluste entstehen. Der Einfluss dieser Fehlanpassung wird später in diesem Abschnitt beschrieben.

Die Kurven der Bitfehlerraten für die höheren Teilnehmergeschwindigkeiten von $v = 110$ km/h und $v = 360$ km/h werden in Bild 5.4 dargestellt. Um die Übersichtlichkeit zu wahren, wurde der Urban-Kanal von der Darstellung ausgenommen. Die Ergebnisse für diesen Kanal liegen zwischen den entsprechenden Ergebnissen von Rural- und Hilly-Kanal, wobei sie gerade für $v = 360$ km/h nur geringfügig schlechter als die für den Rural-Kanal ausfallen.

Für $v = 110$ km/h ist der Einfluss der Unterträgerinterferenz, deren Leistung bei $P_{ICI} = -32,8$ dB bezogen auf die Trägerleistung liegt, bereits deutlich zu sehen. Für den Rural-Kanal ergibt sich somit zusätzlich eines durch die höhere Geschwindigkeit (siehe Bild 4.8) etwas gestiegenen mittleren quadratischen Fehlers der Kanalschätzung ein Verlust von ca. 2,0 dB bei einem $CNR = 30$ dB. Für großes CNR ist die beginnende Ausbildung eines Errorfloors zu erkennen. Eine zuverlässige Datenübertragung ist bei dieser Geschwindigkeit noch problemlos möglich, zumal sich im DVB-T-System eine verkettete Kanaldecodierung anschließt.

Für die Geschwindigkeit $v = 360$ km/h ist die Leistungsfähigkeit deutlich eingeschränkt. Es hat sich bereits für ein $CNR \leq 30$ dB ein deutlicher Errorfloor ausgebildet, wodurch nur noch eine Bitfehlerrate von ca. $P_b = 4 \cdot 10^{-3}$ erreichbar ist. Die Leistungsverluste werden sowohl durch die Unterträgerinterferenz von $P_{ICI} = -22,4$ dB als auch durch den Schätzfehler, dessen Leistung bei $P_{MSE} \approx 7 \cdot 10^{-3}$ liegt, verursacht. Der MSE steigt zum einen durch die höhere Teilnehmergeschwindigkeit nach Bild 4.8 an, zum anderen wirkt sich die Unterträgerinterferenz selbst auch auf die Schätzgenauigkeit aus, da sie für das Wienerfilter eine weitere Rauschquelle darstellt, die die Piloten zusätzlich verrauscht. Dieser Einfluss wird

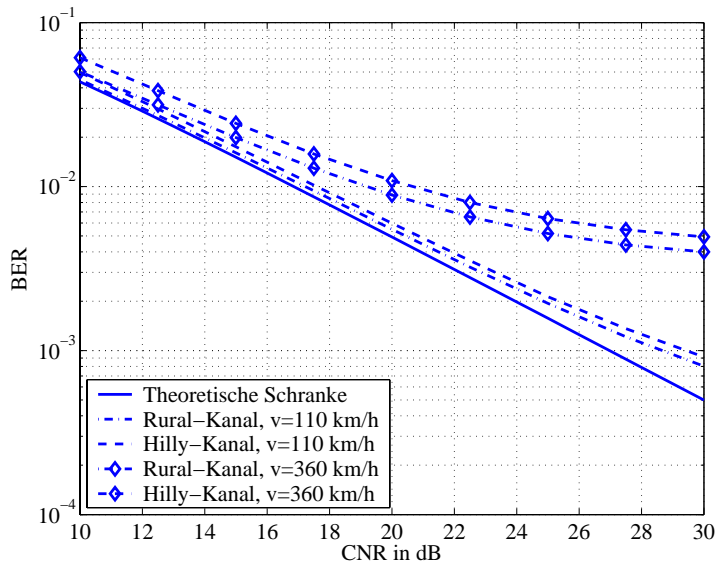


Bild 5.4 Bitfehlerraten für $v = 110$ km/h und $v = 360$ km/h

im Anschluss an diesen Absatz beschrieben. Der Unterschied zwischen dem Rural- und dem Hilly-Kanal wird durch die unterschiedlichen Schätzfehler hervorgerufen, die besonders für größere Werte von τ_0 signifikanten Einfluss auf die Bitfehlerrate haben. Trotz der Ausbildung des Errorfloors und der dadurch verringerten uncodierten Bitfehlerleistung ist auf Grund der Kanaldecodierung weiterhin eine zuverlässige Datenübertragung möglich, wobei dafür aber erhöhte Anforderungen an das CNR gestellt werden. Da in dieser Arbeit der Schwerpunkt auf dem Kanalschätzverfahren liegt, wird auf die Kanalcodierung nicht weiter eingegangen.

Einfluss des Träger-zu-Rauschleistungsverhältnisses

Wie im letzten Abschnitt erwähnt wurde, hängt die Genauigkeit der Kanalschätzung nicht nur von der Abklingkonstanten τ_0 des Kanals und der Teilnehmergeschwindigkeit v ab, sondern in besonderem Maße auch von der Unterträgerinterferenz P_{ICI} . Diese Unterträgerinterferenz kann als zusätzliches additives Rauschen auf dem Kanal interpretiert werden. Um diesen Einfluss aufzuzeigen, stellt Bild 5.5 den Verlauf des mittleren quadratischen Fehlers über τ_0 für Träger-zu-Rauschleistungsverhältnisse von $CNR = 10$ dB, $CNR = 20$ dB und $CNR =$

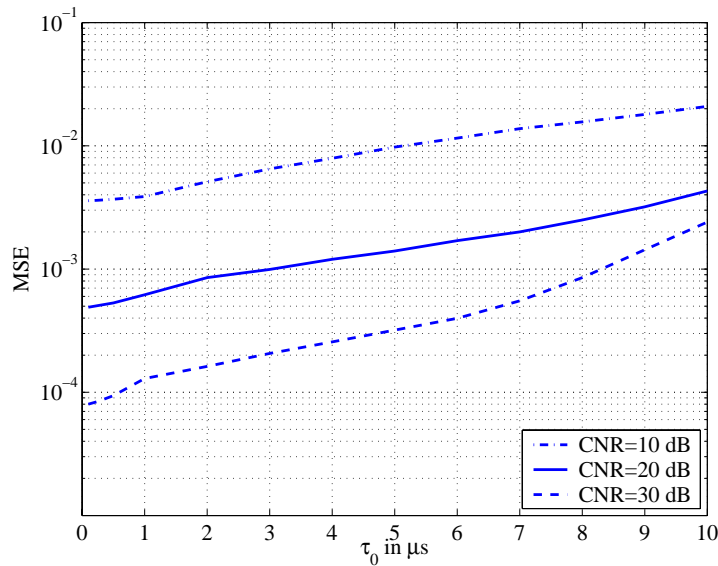


Bild 5.5 Abhängigkeit des Schätzfehlers vom Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis

30 dB dar, wobei sich die Gesamtrauschleistung beliebig aus dem AWGN-Anteil und der Unterträgerinterferenzleistung P_{ICI} zusammensetzen kann. Je nach Pilotenanordnung, die für verschiedene Geschwindigkeiten variiert, kann sich obiges Diagramm je nach der Größe von v noch geringfügig verschieben. Bild 5.5 wurde mit der Pilotenanordnung für $v = 36 \text{ km/h}$ berechnet.

Selbst für ein großes Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis, das durch das additive weiße Rauschen auf dem Kanal bestimmt wird, wird sich der Schätzfehler gemäß Bild 5.5 bei hohen Geschwindigkeiten bedingt durch die Unterträgerinterferenz stark verschlechtern. Für Kanäle mit einem großen τ_0 , wie z.B. dem Hilly-Kanal, kann diese Verschlechterung auch deutlichen Einfluss auf die Bitfehlerrate haben. Dadurch ist auch der Verlust für $v = 360 \text{ km/h}$ gegenüber dem Rural-Kanal zu erklären, der in Bild 5.4 festzustellen ist. In Bild 5.5 wird auch deutlich, dass die Rauschleistung stets die dominierende Größe bei der Bitfehlerrate bleibt, wenn $\tau_0 \leq 5 \mu\text{s}$ gilt. Bei einem $CNR = 20 \text{ dB}$ liegt der maximale MSE für $\tau_0 = 5 \mu\text{s}$ bei $1,5 \cdot 10^{-3}$ und ist geringer als die vorhandene Rauschleistung, die für 20 dB bei $P = 1 \cdot 10^{-2}$ liegt. Bei höheren Geschwindigkeiten ist diese Aussage für $L = 32$ Filterkoeffizienten ebenfalls noch gültig.

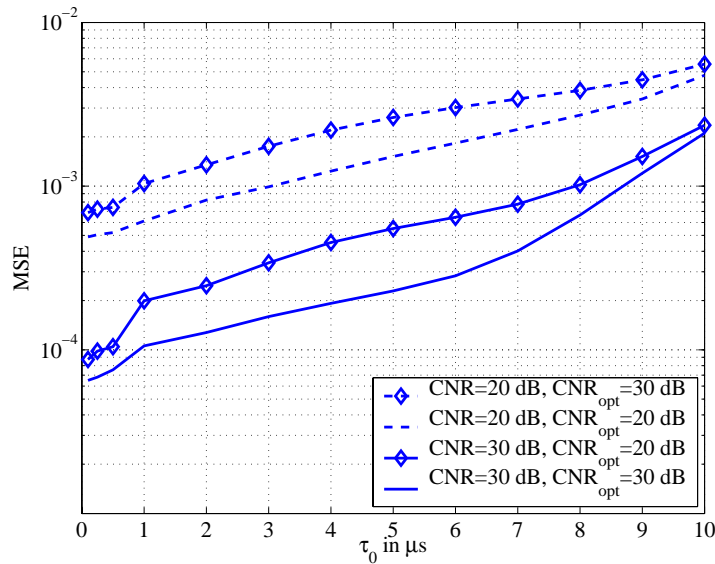


Bild 5.6 MSE bei Fehlanpassung des Träger- zu Rauschleistungsverhältnisses

Nach der Schätzgleichung des Wienerfilters (4.17) wird für die optimale Wienerfilterung auch das aktuelle Träger- zu Rauschleistungsverhältnis bzw. die Rauschleistung benötigt. Da dies wiederum der Berechnung der Filterkoeffizienten im Empfänger gleichkommt, wird gleichermaßen der Einfluss bei Fehlanpassung des CNR untersucht, wie es bereits in Abschnitt 4.2.4 für die Teilnehmergeschwindigkeit v und die Abklingkonstante τ_0 des Verzögerungs-Leistungsspektrum beschrieben wurde.

Ähnlich wie für die Fehlanpassungen von v und τ_0 gilt für das CNR , dass es besser für einen zu hohen Wert optimiert werden soll, anstatt für zu niedrige. Bild 5.6 zeigt den mittleren quadratischen Fehler über dem Parameter τ_0 bei optimaler Anpassung und bei Fehlanpassung an die tatsächlichen Werte. Wird stets das Träger- zu-Rauschleistungsverhältnis zu $CNR_{\text{opt}} = 30\text{ dB}$ angenommen, sind die Schätzfehler bei einem tatsächlichen Wert vom $CNR = 20\text{ dB}$ nur geringfügig größer. Die größten Abweichungen ergeben sich für $\tau_0 \approx 1\mu\text{s}$. Bei großem und kleinem τ_0 sind die Differenzen sehr gering. Für ein CNR von 20 dB ist bereits eine Rauschleistung von $P = 1 \cdot 10^{-2}$ vorhanden, die entweder von dem AWGN-Kanal oder aber der Unterträgerinterferenz P_{ICI} herrührt. Daher wird eine Erhöhung des MSE

bei $\tau_0 = 1\mu\text{s}$ von $7 \cdot 10^{-4}$ auf $1,1 \cdot 10^{-3}$ die Bitfehlerrate praktisch nicht beeinflussen. Für große Werte von τ_0 , in denen der mittlere quadratische Fehler in die Größenordnung des Rauschens kommt, ist der Verlust durch die Fehlanpassung praktisch nicht mehr vorhanden.

Für Werte bei einem $CNR < 20$ dB werden die Verluste noch etwas größer, sind in der Regel aber nicht relevant, da der Arbeitspunkt des Übertragungssystems eher bei größeren Werten liegen wird.

Bei der Verwendung eines zu kleinen CNR_{opt} steigt nach Bild 5.6 der Fehler wiederum um $\tau_0 \approx 1\mu\text{s}$ besonders stark an, nähert sich ansonsten aber dem Optimum. Allerdings kann sich der größere Schätzfehler bei einem hohen CNR durchaus auf die Bitfehlerrate auswirken. Daher wurden für die weiteren Simulationen alle Filter für ein Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis von 30 dB optimiert, wodurch die Auswahl des passenden Filtersatzes für das adaptive Wienerfilter aus Abschnitt 4.2.4 unabhängig von dem Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis vorgenommen werden kann.

Einfluss der Filterlänge

Die Filterlänge L des Wienerfilters bestimmt die Genauigkeit des Schätzergebnisses. Die Schätzfehlerleistung P_{MSE} kann in Form des mittleren quadratischen Fehlers angegeben werden. In diesem Abschnitt wird auf die Auswahl der Filterlänge eingegangen. Diese ist immer ein Kompromiss zwischen Genauigkeit auf der einen Seite und Rechen- sowie Speicheraufwand auf der anderen. Wie im letzten Abschnitt bereits beschrieben, hängt der Schätzfehler nicht nur von der Filterlänge, sondern zusätzlich auch von dem Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis ab, das aus dem additiven weissen Rauschen und der Unterträgerinterferenz gebildet wird. Die Bitfehlerrate wird nach Gleichung (5.3) aus dem Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis CNR und dem MSE des Kanalschätzers berechnet. Um den Einfluss der Filterlänge so gering wie möglich zu halten, ist darauf zu achten, dass das additive Rauschen des Kanals und die Unterträgerinterferenz gegenüber der Schätzfehlerleistung die dominierenden Rauschanteile bleiben. Bild 5.7 zeigt den Schätzfehler über der Abklingkonstanten τ_0 des Verzögerungs-Leistungsspektrums für verschiedene Filterlängen, wobei die Filtersätze für $\tau_0 = 5\mu\text{s}$ und $v = 360$ km/h optimiert wurden. Die Fehlanpassung stellt ein Worst-Case-Szenario dar, da der MSE für kleinere $\tau_{0,opt}$ und v_{opt} geringer ausfallen und somit noch weniger Einfluss auf die Bitfehlerrate haben wird.

Als Referenzwert für die Rauschleistungen vom Kanal und der Unterträgerinterferenz wird ein Wert von 30 dB angenommen. Im Rahmen dieser Arbeit werden

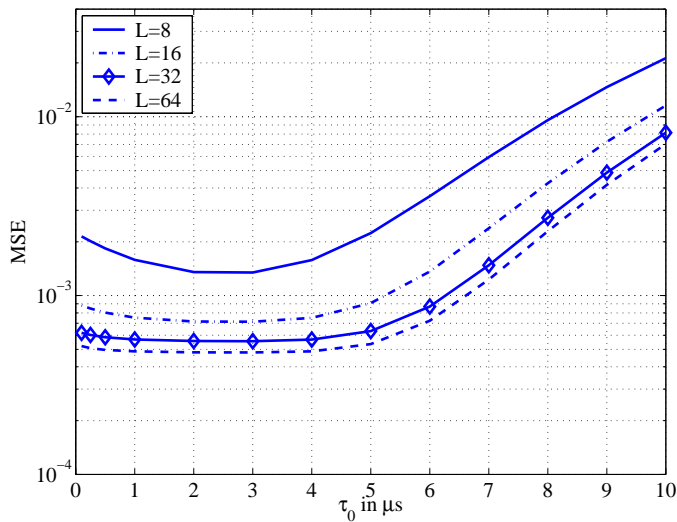


Bild 5.7 MSE bei unterschiedlichen Filterlängen L und Fehlanpassung

Kanäle mit einer maximalen Abklingkonstanten von $\tau_0 = 5 \mu\text{s}$ verwendet, wobei dieses Worst-Case-Szenario durch den Hilly-Kanal repräsentiert wird. Damit der Einfluss der Filterlänge auf die Höhe der Bitfehlerrate möglichst gering bleibt, ist nach Bild 5.7 die Filterlänge zu 32 oder größer zu wählen. Für kleinere Filterlängen wird die Bitfehlerrate signifikant von dem Schätzfehler mitbestimmt. Bei einer Schätzfehlerleistung von $P_{MSE} = 10^{-3}$, wie sie bei $L = 16$ und $\tau_0 = 5 \mu\text{s}$ bereits auftritt, wird bei geringen Geschwindigkeiten und einem $CNR = 30 \text{ dB}$ bereits ein Verlust bezüglich der Bitfehlerrate von 3 dB auftreten. Der Gewinn, den man durch die Verwendung von $L = 64$ Filterkoeffizienten gegenüber $L = 32$ erhält, fällt recht gering aus. Je nach Anforderungen kann man auf diese Filterlänge zurückgreifen. In dieser Arbeit wird allerdings eine maximale Länge von $L = 32$ gewählt.

Bei steigender Rauschleistung wird auch der Schätzfehler ansteigen. Allerdings wird das Rauschen stets die dominierende Größe gegenüber der Schätzfehlerleistung sein, wenn man eine Filterlänge von $L = 32$ verwendet (Bild 5.5).

Bei niedrigen Geschwindigkeiten kann man die Filterlänge reduzieren. Dazu zeigt Bild 5.8 neben dem erreichbaren minimalen MSE für $\tau_0 = 5 \mu\text{s}$ über der Geschwindigkeit bei verschiedenen Filterlängen auch den MSE bei Verwendung eines sogenannten Worst-Case-Filters, das für $v_{opt} = 360 \text{ km/h}$ und $\tau_{0,opt} = 5 \mu\text{s}$ ausgelegt

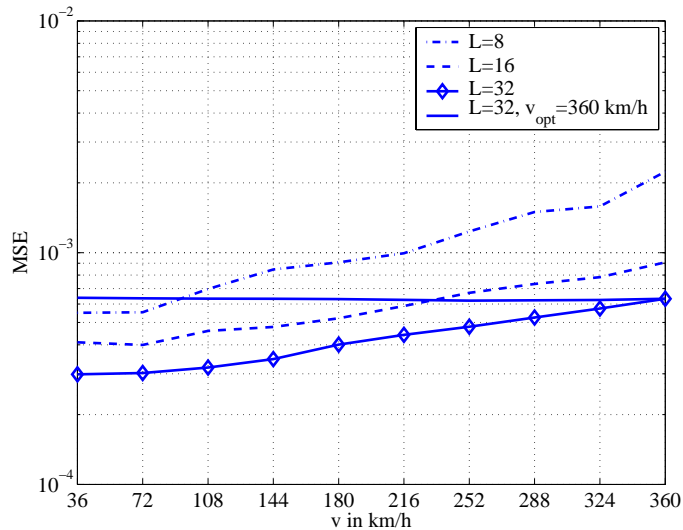


Bild 5.8 MSE unterschiedlichen Filterlängen zur Reduktion des Rechenaufwandes

ist.

Für $L = 8$ und Geschwindigkeiten bis $v = 108$ km/h weist der MSE praktisch die gleiche Leistung auf wie das Worst-Case-Filter, das $L = 32$ Koeffizienten aufweist. Das Filter mit 16 Koeffizienten erreicht dieses Niveau bei 216 km/h. Diese Eigenschaften können bei der Auswahl der Filtersätze mit berücksichtigt werden, was im nächsten Abschnitt näher besprochen wird.

Ergebnisse bei Fehlanpassung des Filters an den Kanal

Zur Bewertung der Filterleistung bei Fehlanpassung der Filterkoeffizienten an den Kanal, wird der Einfluss der Teilnehmergeschwindigkeit v und der Abklingkonstanten τ_0 zusammen betrachtet. Prinzipiell ist es möglich, einen einzigen Filtersatz zu generieren, der für den sogenannten Worst-Case ausgelegt ist, d.h. für $v_{opt} = 360$ km/h und $\tau_{0,opt} = 5 \mu\text{s}$. Mit diesem Filtersatz ist es möglich, den gesamten Bereich der betrachteten Kanalzustände abzudecken. Allerdings hat das Filter auch nach Bild 4.8 und Bild 4.9 den größtmöglichen Fehler, der für niedrigeres v und τ_0 auf diesem relativ hohen Wert bleibt. Somit erhält man gerade für Kanäle bei niedrigen Geschwindigkeiten und kleinen τ_0 Verluste. Inwieweit diese Verluste toleriert werden können, hängt entschieden von den Forderungen an

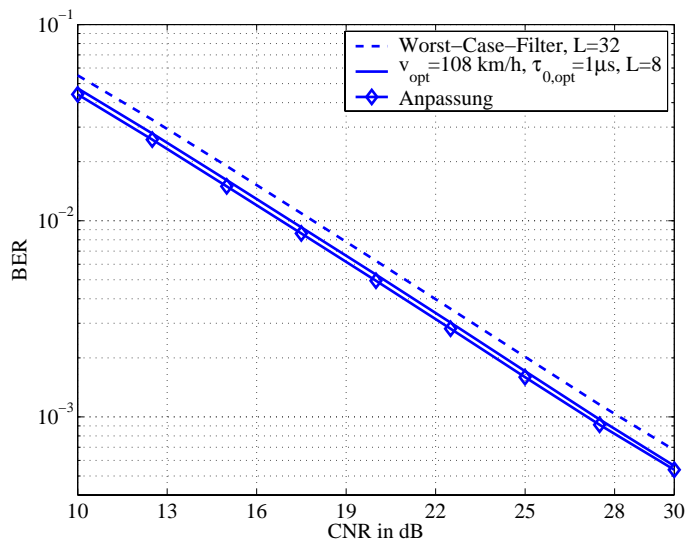


Bild 5.9 Bitfehlerrate des Rural-Kanals bei Fehlanpassung und unterschiedlicher Filterlänge bei $v = 36$ km/h

die Kanalverzerrung ab und kann hier nicht für alle möglichen Fälle beantwortet werden.

Ein weiterer Aspekt bei der Auslegung des Systems, der vor allem in den mobilen Endgeräten von wichtiger Bedeutung ist, ist der von der Kanalschätzung benötigte Rechenaufwand. Da das Worst-Case-Filter nach Bild 4.8, verglichen mit der optimalen Anpassung, für kleinere Geschwindigkeiten und kleine Abklingkonstanten einen recht hohen mittleren quadratischen Fehler aufweist, ist eine vergleichbar hohe Anzahl von Filterkoeffizienten nötig, um den Einfluss des Schätzfehlers im Vergleich zur übrigen Rauschleistung gering zu halten. Bei sinnvoller Anpassung des Filters ist es möglich, die Koeffizientenanzahl deutlich zu reduzieren. Dies kann zu einer besseren Bitfehlerrate bei geringerem Rechenaufwand führen und schont so zum Beispiel die Energie-Ressourcen des Endgerätes.

Bild 5.9 zeigt die Bitfehlerkurven für den Rural-Kanal bei einer Teilnehmergeschwindigkeit von $v = 36$ km/h und verschiedenen Filtersätzen.

Neben der Kurve bei optimaler Anpassung ist der Verlauf für den Worst-Case bei $v_{opt} = 360$ km/h, $\tau_{0,opt} = 5 \mu\text{s}$ und einer Filterlänge von $L = 32$ zu sehen. Weiterhin ist die Bitfehlerrate für ein Filter dargestellt, das auf $v_{opt} = 108$ km/h und

$\tau_{0,opt} = 1 \mu s$ optimiert ist, aber nur $L = 8$ Filterkoeffizienten benötigt.

Der Verlust bei Verwendung des Worst-Case-Filters beträgt für den Rural-Kanal bei einer Geschwindigkeit von $v = 36 \text{ km/h}$ ca. 1,2 dB. Das Filter mit den acht Filterkoeffizienten dagegen weist nur einen Verlust von 0,1 dB auf und benötigt dafür im Vergleich zum Worst-Case-Filter nur ein Viertel der Rechenleistung. Diese Aufwandsreduktion kann bei einer Datenträgeranzahl von 1512 recht beachtlich sein und rechtfertigt auch den zusätzlichen Rechenaufwand zur Parameterschätzung.

Für Geschwindigkeiten größer als $v = 108 \text{ km/h}$ sollte dann entweder auf die Filtersätze mit $L = 32$ Taps übergegangen werden, oder aber auf einen Filtersatz der Länge 16, der nach Bild 5.8 noch bis $v = 216 \text{ km/h}$ einen geringeren Fehler bei halbem Rechenaufwand im Vergleich zum Worst-Case-Filter aufweist.

Die Ergebnisse des Hilly-Kanals bei $v = 36 \text{ km/h}$, die hier nicht dargestellt werden, weisen ähnliches Verhalten auf. Der Verlust mit dem Worst-Case-Filter beträgt 0,9 dB, wohingegen der Filter mit $v_{opt} = 110 \text{ km/h}$ und $\tau_{0,opt} = 5 \mu s$ einen Verlust von 0,5 dB aufweist, allerdings bei nur einem Viertel des Rechenaufwandes.

Für die niedrigen Geschwindigkeiten sollten für die Filterlänge $L = 8$ Filtersätze mit unterschiedlichen $\tau_{0,opt}$ erzeugt werden, um den höheren mittleren quadratischen Fehler bei $\tau_{0,opt} = 5 \mu s$ nicht auch für die Kanäle mit geringerer Abklingkonstanten zu erhalten. Eine sinnvolle Lösung besteht in einem Filter mit $\tau_{0,opt} = 1 \mu s$, der für $\tau_0 \leq 1 \mu s$ gültig ist und ein Filter mit $\tau_{0,opt} = 5 \mu s$, der für die größeren τ_0 eingesetzt wird.

Die Simulationsergebnisse für den Rural-Kanal bei einer Teilnehmergeschwindigkeit von $v = 360 \text{ km/h}$ werden in Bild 5.10 dargestellt.

Wird wieder das Worst-Case-Filter angenommen, treten Verluste auf, die je nach Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis zwischen 1,5 dB bei einem $CNR = 20 \text{ dB}$ und 4 dB bei $CNR = 30 \text{ dB}$ liegen. Durch den Error-Floor macht sich dieser Verlust in der Bitfehlerrate nicht so stark bemerkbar. Wird das Filter dagegen für ein $\tau_0 = 1 \mu s$ optimiert, sind die Verluste gegenüber dem idealen Verlauf sehr gering. Dieses Filter ermöglicht auch die optimale Bitfehlerrate für den Urban-Kanal, die in Bild 5.4 dargestellt ist.

Gerade in dem Bereich hoher Geschwindigkeiten sollte darauf geachtet werden, die Verluste so gering wie möglich zu halten, um eine zuverlässige Datenübertragung zu ermöglichen. Daher ist hier auch eine Adaption des Wienerfilters an die Abklingkonstante τ_0 sinnvoll. Ähnlich zu Bild 4.9, das für $v = 108 \text{ km/h}$ berechnet wurde, ist auch für 360 km/h der mittlere quadratische Fehler für $\tau_0 \leq 1 \mu s$ im Vergleich zu der Fehlerleistung bei $\tau_0 = 5 \mu s$ recht gering. Daher sollten zwei

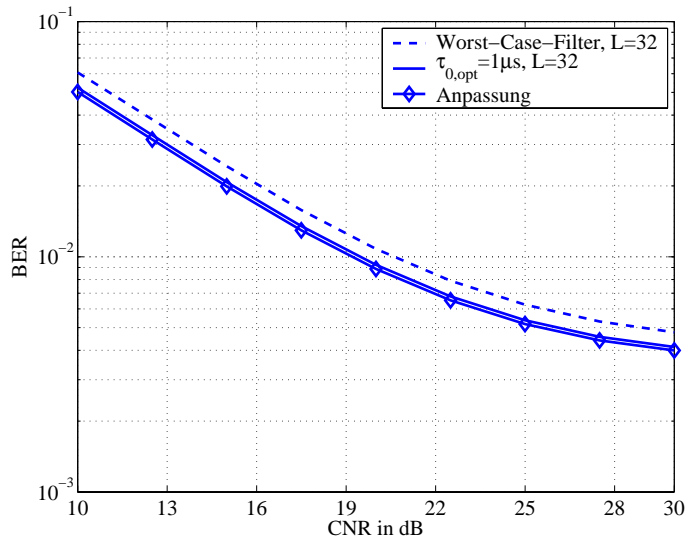


Bild 5.10 Bitfehlerrate des Rural-Kanals bei Fehlanpassung und unterschiedlicher Filterlänge bei $v = 360$ km/h

Filtersätze eingesetzt werden, die zum einen für den Bereich $0 \mu s \leq \tau_0 \leq 1 \mu s$ und zum anderen für $1 \mu s < \tau_0 \leq 5 \mu s$ ausgelegt sind. Das erste Filter wird auf $\tau_{0,opt} = 1 \mu s$ optimiert, das andere auf $\tau_{0,opt} = 5 \mu s$.

Insgesamt ergeben sich für den Geschwindigkeitsbereich von 0 km/h . . . 360 km/h für Kanäle mit einer Abklingkonstanten im Bereich von $0 \mu s . . . 5 \mu s$ daher vier Filter, die nachstehend in Tabelle 5.1 zusammen mit ihren Optimierungsparametern angegeben sind. Zur Verdeutlichung wurden diese Ergebnisse bereits in Tabelle 4.1 dargestellt.

Filter	v -Bereich in km/h	τ_0 -Bereich in μs	v_{opt}	$\tau_{0,opt}$	L
\mathcal{W}_{11}	0-108	0-1	108 km/h	$1 \mu s$	8
\mathcal{W}_{21}	108-360	0-1	360 km/h	$1 \mu s$	32
\mathcal{W}_{12}	0-108	1-5	108 km/h	$5 \mu s$	8
\mathcal{W}_{22}	108-360	1-5	360 km/h	$5 \mu s$	32

Tabelle 5.1 Auswahl der Filtersätze

5.2 Ergebnisse der Geschwindigkeitsschätzung

In Abschnitt 4.3 wurde ein Algorithmus vorgestellt, der die Teilnehmergewindigkeit v relativ zur Basisstation schätzt. Dafür wurde die Korrelationsfunktion der Kanalübertragungsfunktion im Hinblick auf den kleinsten positiven Nulldurchgang ausgewertet, da dieser in direktem Zusammenhang mit der gesuchten Geschwindigkeit steht. Weiterhin wurden Aussagen über den zu erwartenden Fehler hergeleitet, um eine Abschätzung der Leistungsfähigkeit des Verfahrens zu bekommen. In diesem Abschnitt werden Simulationsergebnisse präsentiert, die die theoretischen Aussagen über die Eigenschaften verifizieren. Alle Ergebnisse basieren auf dem in Kapitel 3 beschriebenen DVB-T-System. Als Trägerfrequenz wurde $f_T = 800$ MHz gewählt.

Zunächst werden einige Ergebnisse präsentiert, die die prinzipielle Leistungsfähigkeit des Schätzers darstellen. Anschließend werden in Abschnitt 5.2.1 die theoretisch hergeleiteten Eigenschaften mit den Simulationen verglichen, um das vorhergesagte Verhalten des Algorithmus zu verifizieren. Neben den simulativ bestimmten Histogrammen der Schätzfehler wird auch die Robustheit des Schätzverfahrens untersucht. Neben dem Einfluss der mittleren Impulsverbreiterung $\Delta\tau$ werden die Auswirkungen des Träger-zu-Rauschleistungsverhältnisses und die Schätzlänge M der Autokorrelationsfunktion betrachtet. Um die Übersichtlichkeit zu wahren, werden die Geschwindigkeiten in diesem Abschnitt durchgehend in der Einheit m/s angegeben.

5.2.1 Darstellung der Simulationsergebnisse

Bild 5.11 zeigt die Schätzergebnisse für den Rural-Kanal bei drei unterschiedlichen Teilnehmergegeschwindigkeiten. Neben $v = 10$ m/s sind auch die Ergebnisse für $v = 30$ m/s und $v = 100$ m/s zu finden. Für die Schätzung wurde ein fester Träger verwendet, der ein kontinuierliches Pilotsymbol sendet. Pro Schätzwert wurden $M = 2048$ OFDM-Symbole in die Schätzung der Autokorrelationsfunktion mit einbezogen, was einer Schätzdauer von ungefähr 0,5 s bei einer Symboldauer $T_S = 224 \mu\text{s}$ und einer Länge des Schutzintervalles von $T_G = 28 \mu\text{s}$ entspricht.

Die Ergebnisse zeigen eine klare Differenzierbarkeit der drei Szenarien. Dadurch lassen sich die Ergebnisse den Geschwindigkeitsbereichen entsprechend zuordnen, die für die adaptive Wienerfilterung vorgeschlagen wurden.

Die absoluten Schätzfehler sind für $v = 100$ m/s am größten, obwohl die Schätzvarianz der Autokorrelationsfunktion nach Bild 4.10 hier am geringsten ist. Aber die deutlich größere Empfindlichkeit gegenüber der Abweichung des geschätzten vom

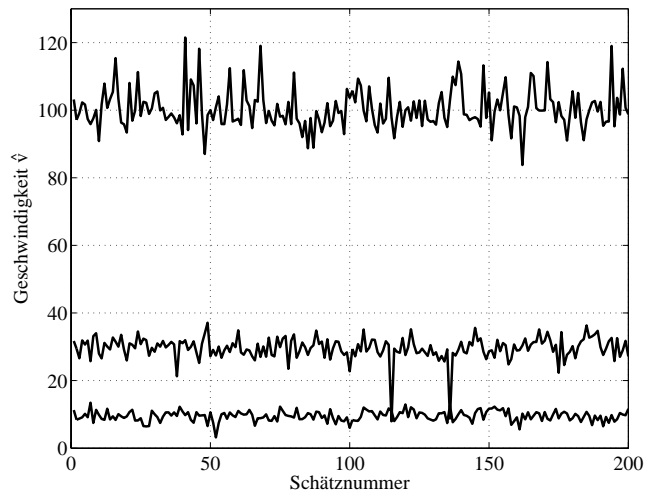


Bild 5.11 Simulationsergebnisse für die drei Kanaltypen

wahren Nulldurchgang erzeugt bei den hohen Geschwindigkeiten auch größere absolute Fehler. Denn nach Gleichung (4.32) und (4.33) hängt die Geschwindigkeit von $1/\hat{m}_0$ ab und kann gerade für kleine \hat{m}_0 schnell große Fehler erzeugen.

Unter den Schätzwerten sind auch Ausreißer zu erkennen, die die tatsächliche Geschwindigkeit v stark unterschätzen. Eine Erklärung für diesen Effekt wird im nächsten Abschnitt über die Verifikation des Schätzalgorithmus geliefert.

5.2.2 Verifikation der Eigenschaften

In Abschnitt 4.3.2 wurden Aussagen über die Schätzgenauigkeit des Algorithmus zur Geschwindigkeitsschätzung hergeleitet. Der wichtigste Aspekt hierbei ist die Dichte des Schätzwertes des kleinsten positiven Nulldurchganges \hat{m}_0 , aus dem direkt die Geschwindigkeit berechnet werden kann. Mit Hilfe dieser Dichte sind Aussagen über das Verhalten der Schätzwerte möglich. Des Weiteren wurden Aussagen über das Verhalten des Schätzers bei unterschiedlichen Träger-zu-Rauschleistungs-verhältnissen gemacht. Diese vorhergesagten Eigenschaften werden in diesem Abschnitt den Simulationsergebnissen gegenübergestellt, um sie zu verifizieren und das Funktionieren des Verfahrens zu bestätigen.

Gleichung (4.50) in Kapitel 4 beschreibt die theoretische Dichte $f_{\hat{M}_0}(\hat{m}_0)$ des ge-

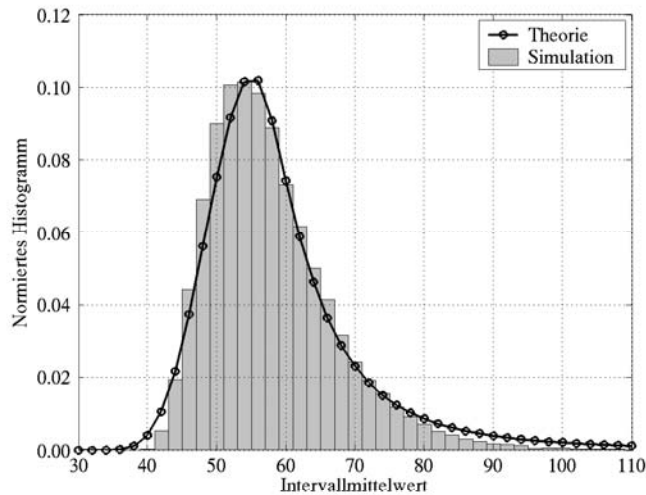


Bild 5.12 Vergleich des theoretischen mit dem simulierten Histogramm

geschätzten Nulldurchganges. Sie wird in Bild 5.12 als normiertes Histogramm zusammen mit dem simulierten Histogramm für eine Teilnehmergewindigkeit von $v = 10 \text{ m/s}$ gezeigt. Um die Übersichtlichkeit zu erhalten, wurde der theoretische Verlauf nicht mit Balken, sondern mit Linien dargestellt. Der wahre Nulldurchgang liegt bei $m_0 = 56.96$.

Zwischen den beiden Darstellungen ist eine recht gute Übereinstimmung vorhanden. Der asymmetrische Verlauf der Dichte, der durch die unterschiedlichen Schätzvarianzen bei der linearen Interpolation auftritt, wird auch in den Simulationsergebnissen deutlich. Die Konsequenz ist, dass es Schätzwerte geben kann, die den wahren Nulldurchgang deutlich überschätzen und damit zu einer merkbaren Unterschätzung der Geschwindigkeit führen. Auf diesen Effekt wurde bereits bei den Bemerkungen zu Bild 5.11 hingewiesen. Die Wahrscheinlichkeit, m_0 deutlich zu unterschätzen dagegen ist sehr gering. Schätzwerte $\hat{m}_0 < 40$ sind bereits sehr unwahrscheinlich.

Tabelle 5.2 gibt die simulierten Mittelwerte und den mittleren relativen Betragsfehler (MRBF) der geschätzten Geschwindigkeiten wieder. Der MRBF wird bei N Messwerten \hat{v}_n durch

$$MRBF = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N \frac{|\hat{v}_n - v_n|}{v_n} \quad (5.4)$$

berechnet und stellt eine anschauliche Fehlergröße dar. Dabei werden auch gleich die Ergebnisse für die drei im Anhang A dargestellten Kanäle mit angegeben, um das Verhalten des Schätzers bei großen Unterschieden in der Frequenzselektivität $B_c = 1/\Delta\tau$ zu dokumentieren.

	v	10 m/s	30 m/s	100 m/s
Theorie	$E \{ \}$	9,80 m/s	29,10 m/s	98,70 m/s
Rural	$E \{ \}$	9,59 m/s	28,41 m/s	99,21 m/s
	MRBF	11,36 %	7,93 %	4,45 %
Urban	$E \{ \}$	9,61 m/s	28,42 m/s	99,24 m/s
	MRBF	11,15 %	7,89 %	4,39 %
Hilly	$E \{ \}$	9,60 m/s	28,41 m/s	99,23 m/s
	MRBF	11,19 %	7,91 %	4,42 %

Tabelle 5.2 Mittelwert und MRBF des Schätzalgorithmus in verschiedenen Szenarien

Aus Tabelle 5.2 ist zu entnehmen, dass die wahre Geschwindigkeit im Mittel leicht unterschätzt wird. Dies steht auch im Einklang mit dem theoretischen Mittelwert, der aus der hergeleiteten Dichte für den Nulldurchgang berechnet wurde. Die Abweichungen zwischen den theoretischen und den simulativ ermittelten Werten basieren auf den Fehlern, die durch die Annahme der Dichte $f_{\Delta}(\Delta)$ nach Gleichung (4.44) gemacht werden. Im Gegensatz zu dem absoluten Fehler verringert sich der relative Fehler für steigende Geschwindigkeiten. Liegt er bei $v = 10$ m/s noch bei 11,4 %, ist er bei $v = 100$ m/s bereits auf 4,5 % gesunken.

Ein Einfluss der Frequenzselektivität ist aus den Simulationsergebnissen nicht auszumachen. Dies war zu erwarten, da die Korrelationsfunktionen in Zeit- und Frequenzrichtung nach Gleichung (2.42) voneinander nicht abhängig sind und für die Schätzung nur ein beliebiger, aber fester Unterträger ausgewertet wird.

Bild 4.11 in Kapitel 4 zeigt die Abhängigkeit der Schätzvarianz vom Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis. Da sich die Schätzvarianz für $CNR \geq 5$ dB kaum ändert, ist auch bei den Schätzergebnissen ein bezüglich der Schätzfehler nahezu vom

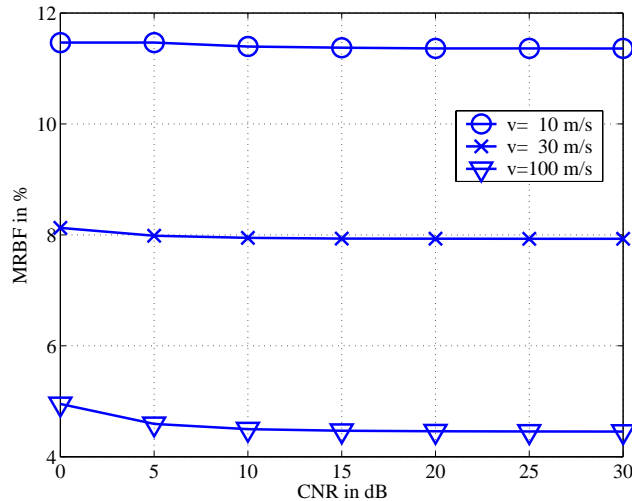


Bild 5.13 Abhängigkeit des MRBF vom CNR bei verschiedenen Geschwindigkeiten

CNR unabhängiges Ergebnis zu erwarten. Bild 5.13 stellt den Verlauf des MRBFs in Abhängigkeit vom CNR dar.

Die Abhängigkeit des Fehlers vom Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis ist für alle Geschwindigkeitsbereiche sehr gering und der Fehler kann gerade für den praktisch relevanten Bereich für $CNR > 5$ dB als konstant angenommen werden. Diese Robustheit des Verfahrens liegt vor allem an der Unabhängigkeit des kleinsten positiven Nulldurchganges der Korrelationsfunktion $\phi_{RR}(m)$ vom Rauschen, da dieses nach Gleichung (4.30) nur durch einen additiven Dirac-Stoß bei $m = 0$ in $\phi_{RR}(m)$ eingeht.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass der vorgestellte Schätzalgorithmus für die relative Teilnehmergeschwindigkeit v in dem hier untersuchten Geschwindigkeitsbereich von 0 m/s. . . 100 m/s ein robustes und zuverlässiges Verfahren darstellt. Systembedingt treten die in Tabelle 5.2 beschriebenen mittleren Abweichungen auf, die aber für die Adaption des Wienerfilters ausreichend gering sind. Für zuverlässigere Schätzungen wären Mittelungen über die Zeit oder auch über parallele Schätzungen auf unabhängigen Unterträgern mögliche Ansätze. Der Algorithmus erweist sich als sehr unempfindlich gegenüber dem additiven weissen Rauschen auf dem Kanal und ist auch unabhängig von dem momentanen Verzögerungs-Leistungsspektrum des Kanals.

5.3 Ergebnisse der Impulsverbreitungsschätzung

Dieser Abschnitt stellt die Simulationsergebnisse der Schätzalgorithmen für die mittlere Impulsverbreiterung dar. Allen Simulationen zu Grunde liegt das in Kapitel 3 beschriebene DVB-T-System im 2k-Modus bei einer Trägerfrequenz von $f_T = 800$ MHz.

Die Referenzergebnisse sind alle mit der idealen Kanalimpulsantwort berechnet worden und unterliegen somit keinerlei Störungen. Alle anderen Ergebnisse basieren auf der geschätzten Kanalübertragungsfunktion $\hat{H}(k, l)$, die mit Hilfe des adaptiven Wienerfilters nach Abschnitt 4.2.4 berechnet wurde. Das Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis beträgt $CNR = 30$ dB, soweit es nicht explizit anders angegeben ist.

Zur Beurteilung der Algorithmen werden die drei in Anhang A beschriebenen zeitvarianten Kanäle nach COST 207 verwendet. Diese drei Kanäle weisen signifikante Unterschiede in der mittleren Impulsverbreiterung auf und eignen sich daher gut zur Beurteilung der Schätzleistung. Die mittleren Impulsverbreiterungen $\Delta\tau$ der Kanäle sind in Tabelle 5.3 dargestellt.

Kanaltyp	mittlere Impulsverbreiterung $\Delta\tau$
Rural	0.10 μs
Urban	1.06 μs
Hilly Terrain	5.51 μs

Tabelle 5.3 Mittlere Impulsverbreiterung der Referenzkanäle

Dieser Abschnitt untergliedert sich wie folgt. Zunächst werden im folgenden Abschnitt die Simulationsergebnisse für den Schätzer dargestellt, der auf dem Differenzalgorithmus nach Onizawa [40] basiert. Anschließend werden in Abschnitt 5.3.2 die Ergebnisse beschrieben, die mit dem in Abschnitt 4.4.3 erläuterten Algorithmus berechnet wurden. Darin wird auch versucht, simulativ eine Bewertung der Schätzgüte vorzunehmen. Weiterhin wird ein Vergleich mit dem in [53] vorgeschlagenen entscheidungsrückgekoppelten Verfahren gezogen, um die jeweiligen Vor- und Nachteile zu verdeutlichen.

5.3.1 Simulationsergebnisse für den Schätzer nach Onizawa

Der Schätzalgorithmus nach Onizawa ist in dem ursprünglichen Sinn kein direkter Schätzer der mittleren Impulsverbreiterung $\Delta\tau$, sondern er versucht die Verän-

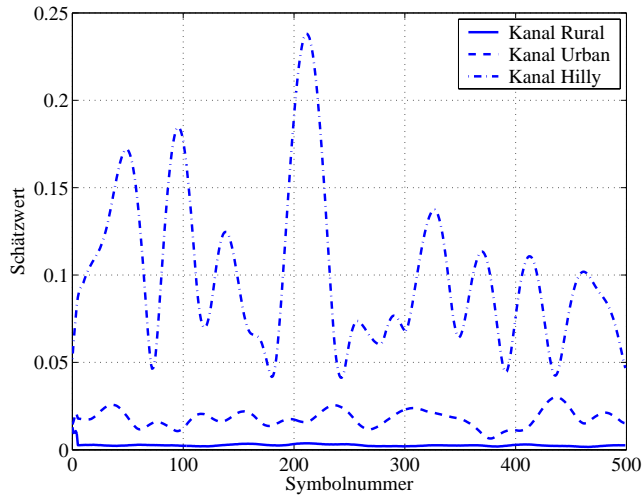


Bild 5.14 Schätzergebnisse für den Algorithmus nach Onizawa

derlichkeit der Übertragungsfunktion, die eine Konsequenz der Größe $\Delta\tau$ ist, zu beschreiben. Daher kann das Ergebnis nur einen ersten Anhaltspunkt der Kanaleigenschaften liefern. Bild 5.14 zeigt die Schätzergebnisse $\hat{\Delta}$, wobei jeder Wert einem OFDM-Symbol entstammt und aus der Mittelung der Beträge der einzelnen $\underline{\Delta}_i$, $i = 2 \dots K$, entstanden ist.

In diesem Bild sind beispielhaft Schätzungen für 500 aufeinanderfolgende OFDM-Symbole für jeweils einen Kanaltyp dargestellt. Die mittlere Geschwindigkeit beträgt $v = 20$ m/s. Selbst mit diesem einfachen Differenz-Verfahren ist es möglich, die drei Kanäle bezüglich ihrer mittleren Impulsverbreiterung zu charakterisieren und zu unterscheiden. Allerdings hat dieses Verfahren auch zwei signifikante Nachteile:

- Der Ausgangswert der Schätzung steht in keinem direkten Zusammenhang zu der mittleren Impulsverbreiterung. Es muss daher ein empirischer Umrechnungsfaktor ermittelt werden, damit die Schätzwerte auf den wahren Wert $\Delta\tau$ abgebildet werden können.
- Das Ergebnis entspricht im Mittel ungefähr der Impulsverbreiterung. Allerdings kann es dem Verlauf des wahren Wertes in keiner Weise entsprechen.

Der zweite Nachteil wird durch Bild 5.15 für den Fall eines Urban-Kanals bei

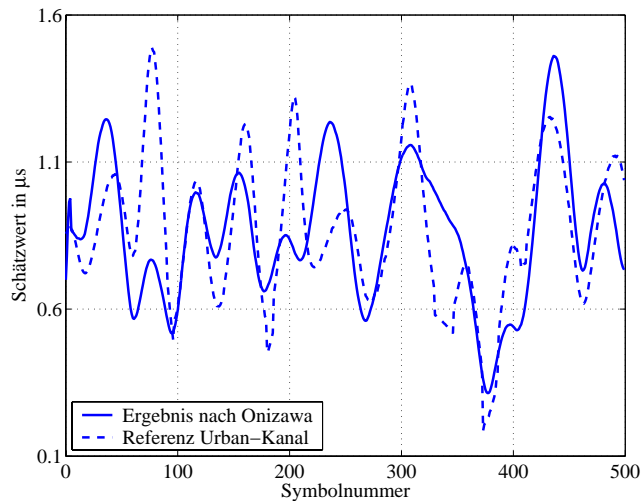


Bild 5.15 Vergleich des Algorithmus nach Onizawa mit dem Referenzverlauf

$v = 20$ m/s illustriert. Hierbei ist der Mittelwert der Schätzung auf den wahren Mittelwert normiert und zusammen mit den Referenzwerten dargestellt.

Der Verlauf der Schätzung entspricht nicht dem tatsächlichen Verlauf der mittleren Impulsverbreitung. Daher kann man diesen Algorithmus nur als groben Klassifikator einsetzen. Bei höheren Ansprüchen an die Zuverlässigkeit und an die einfache Anwendung im Hinblick auf empirische Umrechnungsfaktoren kann der Einsatz dieses Schätzers aber nicht empfohlen werden.

5.3.2 Simulationsergebnisse für das vorgeschlagene Verfahren

Dieser Abschnitt stellt die Ergebnisse für das Schätzverfahren aus Abschnitt 4.4.3 dar. Zunächst werden die Simulationsergebnisse anschaulich den Referenzwerten gegenübergestellt, um prinzipiell die Leistungsfähigkeit dieses Verfahrens zu zeigen. Anschließend werden die Simulationsergebnisse bezüglich ihrer Schätzgenauigkeit bewertet, um einen Anhaltspunkt für die Zuverlässigkeit des Algorithmus zu bekommen, da diese Auswertung analytisch nicht möglich ist. Daraufhin wird in Kürze ein Vergleich mit dem entscheidungsrückgekoppelten Verfahren gezogen, um die Vorteile gegenüber diesem Alternativverfahren aufzuzeigen.

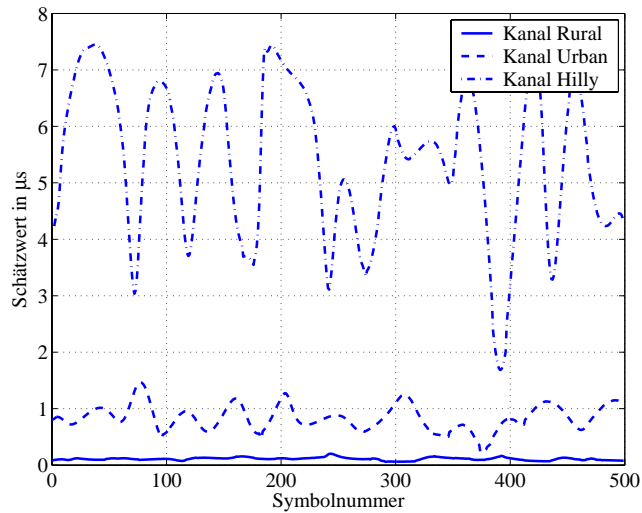


Bild 5.16 Simulationsergebnisse für die drei Kanaltypen

Darstellung der Ergebnisse

Bild 5.16 zeigt jeweils 500 fortlaufende Schätzergebnisse für die ausgewählten Referenzkanäle.

Wie beim Schätzalgorithmus nach Onizawa ist hier eine klare Unterscheidung der Kanäle hinsichtlich ihrer mittleren Impulsverbreiterung möglich. Im Gegensatz zum vorherigen Algorithmus ist aber keine weitere Normierung der Ergebnisse nötig, da das Schätzergebnis die Impulsverbreiterung direkt in Sekunden ausdrückt.

Über die Schätztreue im Hinblick auf den Verlauf der mittleren Impulsverbreiterung gibt Bild 5.17 Aufschluss.

Im Vergleich zum Algorithmus nach Onizawa kann dieser Schätzer der Referenz sehr gut folgen. Im Falle des hier dargestellten Urban-Kanals ist eine leichte Tendenz des Unterschätzens festzustellen.

Verglichen mit dem Verfahren nach Onizawa hat der im Rahmen dieser Arbeit untersuchte Algorithmus zwei signifikante Vorteile. Zum einen liefert er direkt den Schätzwert für die mittlere Impulsverbreiterung $\Delta\tau$ und benötigt keine weitere Normierung oder Anpassung der Ergebnisse. Zum anderen kann er dem wahren Verlauf der Impulsverbreiterung sehr gut folgen, was sich für die Auswahl der Fil-

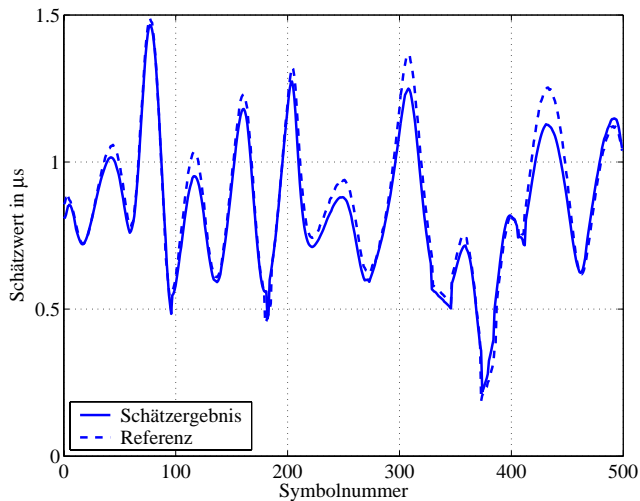


Bild 5.17 Vergleich mit dem Referenzverlauf für den Urban-Kanal

tersätze gerade in den Bereichen von Entscheidungsgrenzen als Vorteil darstellt.

Bewertung der Schätzgenauigkeit

Da für die Bewertung der Zuverlässigkeit des Schätzverfahrens keine analytische Möglichkeit bekannt ist, soll in diesem Abschnitt über die Simulationsergebnisse versucht werden, das Verhalten des Algorithmus zu beschreiben. Hier spielen vor allem die Einflüsse der Geschwindigkeit und des Kanalrauschens eine wichtige Rolle, da dieser Schätzer ja in einem weiten Bereich von Kanalzuständen eingesetzt werden soll.

Kanal	Referenz	$v_1 = 20 \text{ m/s}$		$v_2 = 100 \text{ m/s}$	
		$E \{ \}$	MRBF	$E \{ \}$	MRBF
Rural	$0.10 \mu\text{s}$	$0.12 \mu\text{s}$	25.2 %	$0.12 \mu\text{s}$	26.6 %
Urban	$1.06 \mu\text{s}$	$1.00 \mu\text{s}$	4.7 %	$1.00 \mu\text{s}$	8.7 %
Hilly	$5.51 \mu\text{s}$	$5.19 \mu\text{s}$	4.7 %	$5.03 \mu\text{s}$	10.7 %

Tabelle 5.4 Mittelwert und MRBF des Schätzalgorithmus in verschiedenen Szenarien

Tabelle 5.4 stellt die wichtigen Beurteilungskriterien Mittelwert und mittlerer rela-

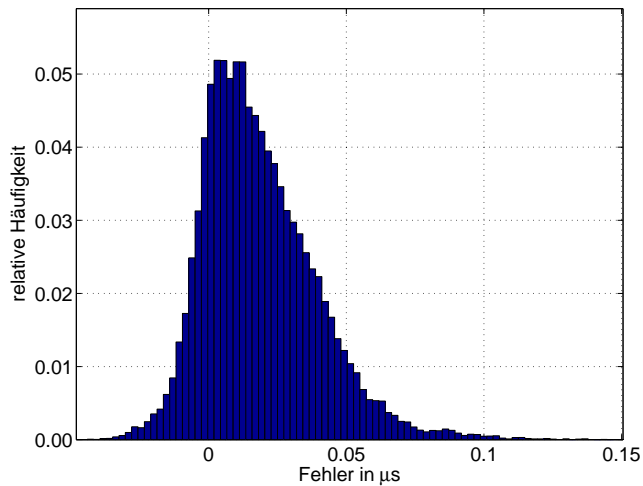


Bild 5.18 Histogramm des Schätzfehlers für den Rural-Kanal

tiver Betragsfehler (MRBF) für die einzelnen Kanäle bei den beiden Geschwindigkeiten $v_1 = 20$ m/s und $v_2 = 100$ m/s dar. Zur Berechnung des Mittelwertes und des MRBF wurden 50000 Schätzwerte verwendet.

Es zeigt sich, dass die mittlere Impulsverbreiterung im Fall des Rural-Kanals überschätzt, in den anderen beiden Fällen dagegen unterschätzt wird. Dieses Verhalten kann mit der Faltung der eigentlichen Kanalimpulsantwort mit einer $\sin(x)/x$ -Funktion erklärt werden. Gerade Kanalimpulsantworten, die wie zum Beispiel der Rural-Kanal eine sehr kurze maximale Pfadverzögerung aufweisen, werden durch die Faltung deutlich in der Ausbreitungszeit verlängert, wodurch $\Delta\tau$ überschätzt wird. Bei Kanälen mit größeren Verzögerungszeiten hat dieser Effekt kaum mehr Auswirkungen auf die Schätzung. Dies spiegelt sich auch in den mittleren relativen Fehlern wider. Weist der Rural-Kanal im Mittel ca. 25 % Fehler auf, reduziert sich dieser für den Urban-Kanal auf 4.7 % bei $v = 20$ m/s und bleibt auch bei dem Hilly-Kanal mit der größten Ausbreitungsverzögerung konstant. Für hohe Geschwindigkeiten liefert die Schätzung ebenfalls zuverlässige Ergebnisse. Die Fehler vergrößern sich zwar ca. um den Faktor 2, aber trotzdem ermöglicht dies noch eine genaue Adaption des Wienerfilters.

Die Eigenschaft der Überschätzung wird auch von Bild 5.18 wiedergegeben. Dieses Bild zeigt das Histogramm des Schätzfehlers für den Ruralkanal. Zum einen ist

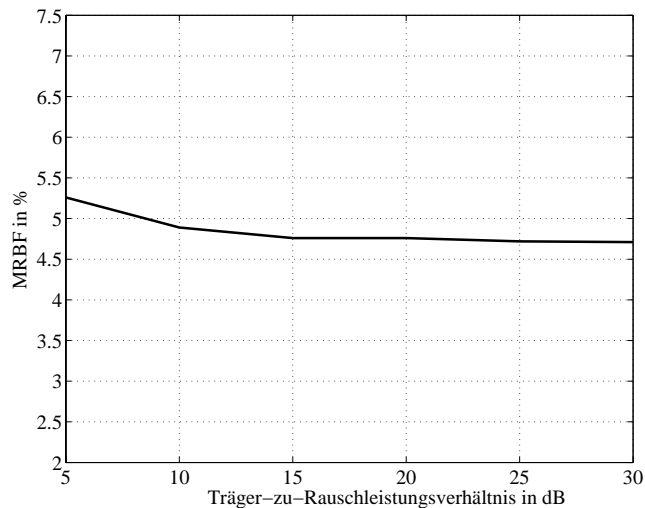


Bild 5.19 MRBF in Abhängigkeit des CNR für den Urban-Kanal bei $v = 20$ m/s

die Verschiebung des Mittelwertes deutlich zu erkennen, zum anderen wird auch eine Schiefe der Verteilung zu positiven Fehlern hin sichtbar. Für den Urban- und den Hilly-Kanal, deren Fehlerhistogramme hier nicht gezeigt sind, reduziert sich die Schiefe deutlich und es stellt sich ein kleiner negativer mittlerer Schätzfehler ein. Gemein bleibt allen Histogrammen, dass sie zu größeren Fehlern hin recht schnell abfallen und somit auf einen zuverlässigen und robusten Schätzalgorithmus hinweisen.

Über die Robustheit gegenüber dem Kanalrauschen gibt Bild 5.19 Aufschluss. Darin ist der MRBF für einen Urban-Kanal über dem Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis aufgetragen. Erst bei sehr niedrigen Träger-zu-Rauschleistungsverhältnissen steigt der relative Fehler leicht an und eignet sich daher auch für die Schätzung der mittleren Impulsverbreiterung in stark verrauschten Systemen.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass der hier vorgestellte Schätzalgorithmus für die mittlere Impulsverbreiterung ein robustes und zuverlässiges Verfahren ist, um $\Delta\tau$ genau zu bestimmen. Auch hohe Geschwindigkeiten und ein niedriges CNR beeinflussen die Leistungsfähigkeit nur in geringem Maße. Alleine bei Kanälen mit einer kleinen maximalen Ausbreitungsverzögerung τ_{max} wirkt sich die Faltung mit der $\sin(x)/x$ -Funktion in dem Sinne störend aus, dass ein im Vergleich zu den sonstigen Fehlergrößen deutlich höherer mittlerer Fehler auftritt.

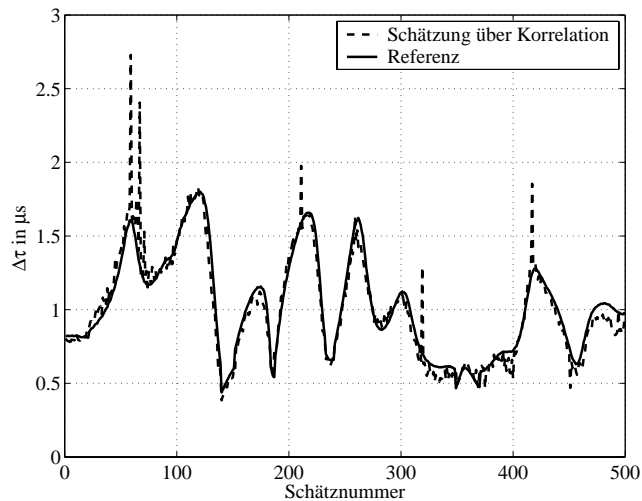


Bild 5.20 Vergleich der Schätzung über mit Korrelationsfunktion mit der Referenz bei 64-QAM und $CNR = 10$ dB

Vergleich mit dem entscheidungsrückgekoppelten Verfahren

Wie in Abschnitt 4.4.3 gezeigt wurde, entspricht der entscheidungsrückgekoppelte Algorithmus formal dem ersten in dieser Arbeit besprochenen, wenn eine fehlerfreie Detektion der Daten angenommen wird. Häufen sich allerdings die Fehler gerade für höherstufige Modulationsverfahren, wie zum Beispiel 64-QAM, bei niedrigen Träger-zu-Rauschleistungsverhältnissen, werden die Schätzfehler größer. Bild 5.20 zeigt als Beispiel den Einfluss der fehlerhaften Rückkopplung für 64-QAM und einem CNR von 10 dB bei $v = 20$ m/s.

Es wird die entscheidungsrückgekoppelte Schätzung dem Referenzverlauf gegenübergestellt. Man erkennt, dass sich stellenweise Spitzen ausbilden, die auf die fehlerhaft detektierten Daten zurückzuführen sind. Gegenüber 4.9% des MRBF im Falle der vorgeschlagenen Schätzung erhöht sich der Fehler nun auf 6.01%, kann durch die Spitzen aber teilweise stark von dem tatsächlichen Wert abweichen.

Neben den Nachteilen des höheren Rechenaufwandes und der größeren Rechenzeit sollte bei diesem Verfahren auch noch ein Erkennungsmechanismus implementiert werden, der das Auftreten der Spitzenfehler detektiert und korrigiert. Dies könnte entweder durch einfaches Ignorieren des entsprechenden Wertes oder durch Mittelung über mehrere Ergebniswerte geschehen.

A Verwendete Mobilfunkkanäle

Dieser Anhang beschreibt die drei Kanalmodelle, die im Rahmen dieser Arbeit für die Simulationen des Übertragungssystems verwendet wurden. Sie sind aus dem COST 207-Vorschlag [10] abgeleitet und entsprechen dem in Abschnitt 2.2.1 vorgestellten FIR-Filter-Kanalmodell. Die Koeffizienten der einzelnen Pfade sind entsprechend des WSSUS-Kanalmodells unabhängig voneinander und komplex normalverteilt. In den nachfolgenden Abschnitten werden die Verzögerungs-Leistungsspektren der einzelnen Kanaltypen im Detail dargestellt. Wie in Kapitel 2 bereits beschrieben wurde, wird in den Pfaden auch der Einfluss des Dopplerspektrums in Abhängigkeit der Teilnehmergewindigkeit berücksichtigt.

A.1 Ländliche Umgebung

Bild A.1 stellt das Verzögerungs-Leistungsspektrum für den ländlichen Kanal dar. Er wird mit sechs Koeffizienten modelliert, wobei die größte Verzögerung $\tau_{max} = 0,5 \mu s$ beträgt. Dieser Kanal ist mit einer mittleren Impulsverbreiterung von $\Delta\tau =$

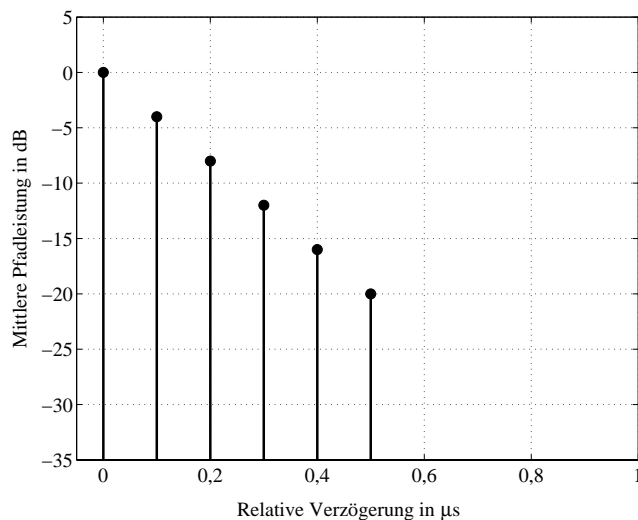


Bild A.1 Verzögerungs-Leistungsspektrum für den Rural-Kanal

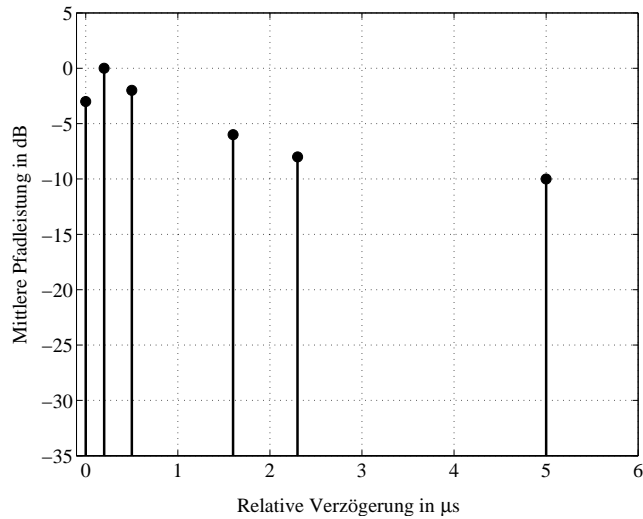


Bild A.2 Verzögerungs-Leistungsspektrum für den Urban-Kanal

0,1 μs als nicht frequenzselektiv anzusehen.

A.2 Städtische Umgebung

Der Urban-Kanal, der die städtische Umgebung modelliert, setzt sich ebenfalls aus 6 Pfaden zusammen, wobei der erste Pfad im Mittel eine geringere Leistung als der darauffolgende aufweist. Damit weist er bereits eine kleine Fehlanpassung im Vergleich zum idealen PDP auf. Die mittlere Impulsverbreiterung beträgt $\Delta\tau = 1,06 \mu\text{s}$ und hat eine Kohärenzbandbreite von ca. einem Megahertz. Das Verzögerungsleistungsspektrum für diesen Kanal ist in Bild A.2 dargestellt.

A.3 Hügeliges Gelände

Bild A.3 zeigt das Verzögerungs-Leistungsspektrum für den Kanal hügeligen Geländes. Die maximale Verzögerung τ_{max} liegt bei $17,5 \mu\text{s}$. $\Delta\tau$ beträgt ca. $5 \mu\text{s}$ und weist daher eine Kohärenzbandbreite von 180 kHz auf. Dies entspricht der Bandbreite von ca. 41 Unterträgern. Bezogen auf die gesamte OFDM-Bandbreite ist er als frequenzselektiv anzusehen. Der Kanal setzt sich aus zwei Hauptbereichen zusammen, die ungefähr $15 \mu\text{s}$ auseinander liegen und beide nach COST 207 eine Ex-

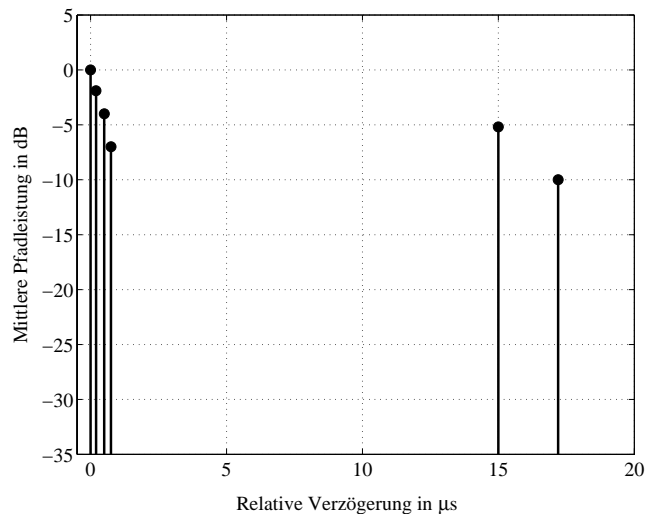


Bild A.3 Verzögerungs-Leistungsspektrum für den Hilly-Terrain-Kanal

ponentialverteilung aufweisen. Somit kann dieser Kanal nicht mit der im Hauptteil dieser Arbeit verwendeten Korrelationsfunktion exakt beschrieben werden. Allerdings lässt sich mit Hilfe dieses Kanals die Robustheit des adaptiven Schätzverfahrens beurteilen.

B Herleitungen

B.1 Korrelationsfunktion des nicht-frequenzselektiven Kanals

Für einen nicht-frequenzselektiven Kanal gilt das Kanalmodell aus Gleichung (B.1).

$$\underline{r}(t) = \underline{h}_n(t) \cdot \underline{s}(t) + \underline{n}(t) \quad (\text{B.1})$$

Die Korrelationsfunktion des Empfangsprozesses $\underline{r}(t)$ ergibt sich zu

$$\begin{aligned} \phi_{rr}(\Delta t) &= \text{E} \{ \underline{r}(t) \cdot \underline{r}^*(t - \Delta t) \} & (\text{B.2}) \\ &= \text{E} \{ (\underline{h}_n(t) \cdot \underline{s}(t) + \underline{n}(t)) \cdot (\underline{h}_n^*(t - \Delta t) \cdot \underline{s}^*(t - \Delta t) + \underline{n}^*(t - \Delta t)) \} \\ &= \text{E} \{ \underline{h}_n(t) \cdot \underline{h}_n^*(t - \Delta t) \cdot \underline{s}(t) \cdot \underline{s}^*(t - \Delta t) + \underline{n}(t) \cdot \underline{n}^*(t - \Delta t) \} \\ &\quad + \underbrace{\text{E} \{ \underline{h}_n(t) \cdot \underline{s}(t) \cdot \underline{n}^*(t - \Delta t) \}}_{=0} + \underbrace{\text{E} \{ \underline{h}_n^*(t - \Delta t) \cdot \underline{s}^*(t - \Delta t) \cdot \underline{n}(t) \}}_{=0} \\ &= \text{E} \{ \underline{h}_n(t) \cdot \underline{h}_n^*(t - \Delta t) \} \cdot \text{E} \{ \underline{s}(t) \cdot \underline{s}^*(t - \Delta t) \} + \text{E} \{ \underline{n}(t) \cdot \underline{n}^*(t - \Delta t) \} \\ &= \phi_{\underline{h}_n \underline{h}_n}(\Delta t) \cdot \phi_{\underline{s} \underline{s}}(\Delta t) + \phi_{\underline{n} \underline{n}}(\Delta t) \end{aligned}$$

Die Werte der Terme, die sich zu Null ergeben, folgen aus der Mittelwertfreiheit des Rauschprozesses $\underline{n}(t)$, d.h. $\text{E}\{\underline{n}(t)\} = 0$, und der Unabhängigkeit von $\underline{h}_n(t)$, $\underline{s}(t)$ und $\underline{n}(t)$. Das Produkt in der Darstellung der Korrelationsfunktion $\phi_{rr}(\Delta t)$ aus den Korrelationsfunktionen des Kanal- und Sendeprozesses, $\phi_{\underline{h}_n \underline{h}_n}(\Delta t)$ beziehungsweise $\phi_{\underline{s} \underline{s}}(\Delta t)$ ist wegen der gegenseitigen Unabhängigkeit der beiden Prozesse gültig.

B.2 Herleitung der Schätzfehlerdichte

In diesem Abschnitt wird die näherungsweise Dichte des Schätzfehlers Δ_0 bei der Geschwindigkeitsschätzung hergeleitet. Wie bereits in Abschnitt 4.3.2 beschrieben wurde, sind H_l und H_{l+m_0} statistisch unabhängig, da sie gaußverteilt und an der Stelle m_0 unkorreliert sind. Damit gilt für die Dichte der Zufallsvariablen

$Z(l, m_0) = H_l \cdot H_{l+m_0} = U_1 \cdot U_2$ bei Mittelwertfreiheit von H_l und der Varianz σ_H^2

$$\begin{aligned} f_Z(z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|u_1|} f_{U_1}(u_1) f_{U_2}\left(\frac{z}{u_1}\right) du_1 \\ &= \frac{2}{2\pi\sigma_H^2} \int_0^{\infty} \frac{1}{u_1} \exp\left\{-\frac{u_1^2}{2\sigma_H^2}\right\} \cdot \exp\left\{-\frac{(z/u_1)^2}{2\sigma_H^2}\right\} du_1 \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

Nach der Variablensubstitution

$$y = \frac{u_1^2}{2 \cdot \sigma_H^2} \quad (\text{B.4})$$

wird $f_Z(z)$ zu

$$\begin{aligned} f_Z(z) &= \frac{1}{2\pi\sigma_H^2} \int_0^{\infty} \frac{1}{y} e^{-y - \frac{z^2}{4\sigma_H^2 \cdot y}} dy \\ &= \frac{1}{2\pi\sigma_H^2} \int_0^{\infty} \frac{1}{y} e^{-y - \frac{w^2}{4y}} dy \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

mit $w^2 = z^2/\sigma_H^4$. Dieses Integral lässt sich für reelle $w > 0$ und somit für $z > 0$ analytisch lösen ([47], Seite 152, Formel 3.282) und ergibt sich zu

$$\begin{aligned} f_Z(z) &= \frac{1}{\pi\sigma_H^2} \cdot K_0(w) \\ &= \frac{1}{\pi\sigma_H^2} \cdot K_0(z/\sigma_H^2), \quad z > 0. \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

$K_0(z)$ ist die modifizierte Hankelfunktion der Ordnung 0 und lässt sich durch die Hankelfunktion der ersten Art und Ordnung 0 nach Gleichung (B.7) darstellen [33]

$$K_0(z) = \frac{\pi}{2} \cdot j H_0^{(1)}(jz) \quad (\text{B.7})$$

Da nach Gleichung (B.5) $f_Z(z)$ achsensymmetrisch bezüglich reeller z sein muss, weil nämlich z nur in Form von z^2 in die Formel eingeht, ergibt sich die folgende Dichtefunktion der Zufallsvariablen Z :

$$f_Z(z) = \frac{1}{\pi\sigma_H^2} \cdot K_0\left(\frac{|z|}{\sigma_H^2}\right), \quad |z| > 0. \quad (\text{B.8})$$

Zur weiteren Bestimmung der Dichte des Schätzfehlers muss nun im Folgenden mit Hilfe von (B.8) die Dichte nach der Summation in Gleichung (4.39) berechnet werden. Da dies analytisch nicht möglich ist, da es sich um die Summe von stark korrelierten Zufallsvariablen handelt, wurde diese Aufgabe zunächst simulativ durchgeführt. Anschließend wird eine Näherung dieser durch Simulation erhaltenen Dichte gesucht. Als Ansatzpunkt dient Gleichung (B.8). Obwohl die einzelnen Summanden korreliert sind, wird die Annahme gemacht, dass zumindest ein Teil der Summanden aus Gleichung (4.39) statistisch unabhängig ist. Daraus lässt sich nun eine Dichte bestimmen. Die Dichte der Summe zweier Zufallsvariablen lässt sich aus der Faltung der Einzeldichten berechnen und lässt sich einfach über die Multiplikation ihrer charakteristischen Funktionen bestimmen [29]. Die besten Ergebnisse erhält man durch Summation von vier Zufallsvariablen, die nach Gleichung (B.8) verteilt sind.

Die charakteristische Funktion $\varphi_Z(s)$ von $f_Z(z)$ wird durch die Fourierreücktransformation bestimmt und ergibt sich mit $q = 1/\sigma_H^2$ zu [47]

$$\varphi_Z(s) = \frac{q}{\sqrt{s^2 + q^2}}. \quad (\text{B.9})$$

Wenn nun vier Zufallsvariablen mit dieser charakteristischen Funktion aufaddiert werden, wird die charakteristische Funktion des Fehlers $\varphi_\Delta(s) = \varphi_Z^4(s)$ und die Dichte wird mit der Fouriertransformation berechnet [47]:

$$f_\Delta(\Delta) = \mathcal{F}\left\{\frac{q^4}{(s^2 + q^2)^2}\right\} \quad (\text{B.10})$$

$$= \frac{q^{2.5}}{2\sqrt{2}\pi} \cdot |\Delta|^{1.5} \cdot \frac{\Gamma(0.5)}{\Gamma(2)} \cdot K_{1.5}(q|\Delta|)$$

$$= \frac{1}{2\sqrt{2}\pi\sigma_H^5} \cdot |\Delta|^{1.5} \cdot \frac{\Gamma(0.5)}{\Gamma(2)} \cdot K_{1.5}(|\Delta|/\sigma_H^2) \quad (\text{B.11})$$

$K_{1.5}(x)$ repräsentiert die modifizierte Hankelsche Funktion der Ordnung 1.5 und $\Gamma(x)$ die Gammafunktion.

Eine Bewertung dieser Approximation erfolgt in Abschnitt 4.3.2.

Abkürzungen, Notation und Formelzeichen

Abkürzungen

(A)DSL	(Asymmetric) Digital Subscriber Line
AKF	Autokorrelationsfunktion
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CNR	Carrier-to-Noisepower-Ratio
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DFT	Discrete Fourier Transform
DVB-T	Digital Video Broadcasting (Terrestrial)
DMT	Discrete Multitone Technology
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
ICI	Inter Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IIR	Infinite Impulse Response
ISI	Inter Symbol Interference
LOS	Line of Sight
MPEG	Moving Pictures Experts Group
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
PDS	Power Delay Spectrum
PRBS	Pseude Random Binary Source
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SFN	Single Frequency Network

TPS	Transmission Parameter Signalling
VLS	Verzögerungs-Leistungsspektrum
WLAN	Wireless Local Area Network

Notation

y	Index
y	Variable
\hat{y}	Schätzung für y
Y	Konstante
Y	Zufallsvariable
$y(t)$	Funktion, Signal
y_k	abgetastetes Signal
$y(D)$	binäre Folge in Polynomdarstellung
$Y(t)$	stochastischer Prozeß
\mathbf{y}	Vektor
\mathbf{Y}	Matrix
$Y(f)$	Fourier-Transformierte von $y(t)$
$Y(z)$	z -Transformierte von y_k
$\operatorname{Re}\{y\}$	Realteil der komplexen Größe y
$\operatorname{Im}\{y\}$	Imaginärteil der komplexen Größe y
$E\{Y\}$	Erwartungswert der Zufallsvariablen Y
$\operatorname{Var}\{Y\}$	Varianz der Zufallsvariablen Y
$\ \mathbf{y}\ $	Norm
$[y]$	ganzzahliger Anteil einer reellen Zahl y
$p_Y(y)$	Dichte der Zufallsvariablen Y
$\Phi_{YY}(f)$	Leistungsdichtespektrum des Prozesses $Y(t)$
$\arg \max_y f(y)$	Argument, für das $f(y)$ maximal ist

Formelzeichen

\underline{a}_l	Komplexer Übertragungswert einschliesslich ICI
A_{LOS}	Amplitude der direkten Pfadkomponente
$b(k)$	Diskretes binäres Informationssignal
B	Systembandbreite
B_c	Kohärenzbandbreite
CNR	Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis
c_0	Lichtgeschwindigkeit
$\underline{d}(k)$	Diskretes moduliertes Symbol
f	Frequenzvariable
f_T	Trägerfrequenz
f_D	Dopplerfrequenz
f_{Dmax}	Maximale Dopplerfrequenz
$f_X(x)$	Dichtefunktion der Zufallsvariablen X
f_k	Frequenz des k-ten Trägers
$g(t)$	Reelles Impulsformungsfilter
$g(x)$	Generatorpolynom
G_n	Entscheidungsgrenzen
$\underline{h}(\tau, t)$	Zeitvariante Kanalimpulsantwort
$\underline{H}(f, t)$	Zeitvariante Kanalübertragungsfunktion
$H_J(f)$	Übertragungsfunktion mit Jakes-Profil
$\underline{h}_n(t)$	Zeitvarianter Pfadkoeffizient von Pfad n (Rayleigh- oder Rice-verteilt)
$\tilde{\underline{h}}_n(t)$	Zeitvarianter Pfadkoeffizient von Pfad n (einzelner Pfad)
\mathbf{I}_L	$(L \times L)$ -Einheitsmatrix
$J(\underline{\mathbf{w}}(k, l))$	Mittlerer quadratischer Fehler (MSE) des Wienerfilters
K	Anzahl der Unterträger in einem OFDM Symbol
K_M	Mächtigkeit des Modulationsalphabets
K_r	Rice-Parameter

\mathbf{l}	Entscheidungsvektor nach Onizawa
L	Länge des Wienerfilters
n	Zählvariable
N	FFT-Länge
N_0	Spektrale Rauschleistungsdichte
N_K	Pilotträgerabstand in Frequenzrichtung
N_L	Pilotträgerabstand in Zeitrichtung
N_P	Anzahl Pfade im Kanal
M	Anzahl der Werte für die Schätzung der AKF
$\underline{\mathbf{p}}$	Vektor der Pilotträgerwerte
\overline{P}_b	Bitfehlerrate
P_{ICI}	Leistung der ICI
P_{MSE}	Leistung des Schätzfehlers
\mathcal{P}	Menge aller Pilotträger
$\underline{\mathbf{x}}(k)$	Komplexer diskreter Empfangsvektor
$\underline{\mathbf{x}}(t)$	Empfangssignal im Basisband
$\underline{\mathbf{s}}(k)$	Komplexer diskreter Sendevektor
$\underline{\mathbf{s}}(t)$	Sendesignal im Basisband
t	Zeit
T_A	Abtastintervall
T_C	Kohärenzzeit
T_D	Länge eines Informationssymbols
T_G	Dauer des Schutzintervalls
T_O	Dauer eines OFDM-Symbols einschließlich Schutzzeit
T_S	Dauer eines OFDM Symbols
T_χ	Ergebnis des χ^2 -Tests
\mathcal{T}	Menge der Pilotträger für die Schätzung eines Unterträgers
v	Geschwindigkeit des Teilnehmers
$\underline{\mathbf{w}}$	Vektor der Filterkoeffizienten

$x(t)$	Sendesignal
$y(t)$	Empfangssignal
α	Einfallswinkel der Wellenfront bezüglich der Fahrtrichtung
α_m	Abstandsverhältnis der Konstellationspunkte der hierarchischen Modulation
β	Einseitige Bandbreite eines Unterträgers
γ	Faktor zur Berücksichtigung der Ausserbandstrahlung
$\delta(m)$	Kroneckersymbol
$\delta(t)$	δ -Distribution
Δ	Vektor der Unterträgerdifferenzen
Δf	Unterträgerabstand
$\Delta\tau$	Mittlere Impulsverbreiterung (Delay Spread)
η	Spektrale Effizienz
λ	Primitives Element eines Galois-Feldes
ν	Verhältnis von Schätzvarianzen
$\rho(m)$	Diskrete Kovarianzfunktion
σ_D^2	Leistung des Informationssignal-Prozesses
σ_h^2	Gesamtleistung des Kanals
σ_n^2	Rauschleistung des additiven weissen Rauschens
σ_R^2	Leistung Rayleigh-Prozeß
τ	Zeitindex
τ_0	Abklingkonstante bei exponentiell abfallenden Funktionen
τ_{max}	Maximale Pfadverzögerung auf dem Kanal
$\bar{\tau}$	Mittlere Pfadverzögerung
ϕ_{VLS}	Verzögerungs-Leistungsspektrum
$\phi_{\underline{HH}}$	Korrelationsfunktion im Frequenzbereich von $\underline{H}(f, t)$
$\phi_{\underline{HH},f}$	Korrelationsfunktion im Frequenzbereich in Frequenzrichtung
$\phi_{\underline{HH},t}$	Korrelationsfunktion im Frequenzbereich in Zeitrichtung

Φ	Korrelationsmatrix
$\varphi_Z(s)$	Charakteristische Funktion der Zufallsvariablen Z

Literaturverzeichnis

- [1] S. Armour, A. Nix und D. Bull: *Performance Analysis of a Pre-FFT Equalizer Design for DVB-T*. IEEE Transactions on Consumer Electronics, Bd. 45, Nr. 3, S. 544–552, Aug. 1999.
- [2] F. Beichelt: *Stochastik für Ingenieure*. Teubner Stuttgart, 1995.
- [3] P. Bello: *Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels*. IEEE Transactions on Communications Systems, Bd. 11, S. 360–393, Dez 1963.
- [4] H. Brehm, W. Stammmler und M. Werner: *Design of a highly flexible digital simulator for narrowband fading channels*. Transaction of the 3rd European Signal Processing Conference, Hague, The Netherlands, Bd. 2, S. 1113–1116, Sep 1986.
- [5] I. Bronstein und K. Semendjajew: *Taschenbuch der Mathematik*. B.G. Teubner, Stuttgart, 25. Auflage 1991.
- [6] Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie: *Digitaler Rundfunk in Deutschland - Startscenario 2000*. Nr. 481. 2000.
- [7] R. Chang: *Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission*. Bell Systems Technical Journal, Bd. 45, S. 1775–1796, Dez 1966.
- [8] L. Cimini Jr.: *Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing*. IEEE Transactions on Communications, Bd. 33, S. 665–675, Juli 1985.
- [9] R. Clarke: *A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception*. Bell Systems Technical Journal, Bd. 47, S. 957–1000, Jul/Aug 1968.
- [10] COST 207: *Digital land mobile radio communications, final report*. Commission of the European Communities, Luxembourg, 1989.
- [11] K. Dostert: *POWER LINE Kommunikation*. Franzis' Verlag, Poing, 2000.
- [12] G. E. und W. W.: *Low-cost spiral antenna with dual-mode radiation pattern for integrated radio services*. Millennium Conference on Antennas and Propagation AP2000, Davos, Switzerland, S. 9–14, Apr. 2000.
- [13] O. Edfors, M. Sandell und J. van de Beek: *OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition*. Proceedings of the IEEE VTC Spring, Georgia, Atlanta / USA, Bd. 2, S. 923–927, Apr. 1996.
- [14] G. Engeln-Müllges und F. Reutter: *Numerische Mathematik für Ingenieure*. Wissenschaftsverlag, Mannheim, 1987.

- [15] European Telecommunications Standards Institute (ETSI): *Digital Video Broadcast (DVB); A guideline for the use of DVB specifications and standards*. ETSI TR 101 200, 1997.
- [16] European Telecommunications Standards Institute (ETSI): *UMTS; UTRA; Concept Evaluation: Concept Group β - Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA)*. ETSI TR 101 146, 1997.
- [17] European Telecommunications Standards Institute (ETSI): *Digital Video Broadcast (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*. ETSI EN 300 744, 1999.
- [18] European Telecommunications Standards Institute (ETSI): *Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; System Overview*. ETSI TR 101 683, 2000.
- [19] European Telecommunications Standards Institute (ETSI): *Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers*. ETSI EN 300 401, 2000.
- [20] B. Fleury und P. Leuthold: *Radioware Propagation in Mobile Communications: An Overview of European Research*. IEEE Communications Magazin, Bd. 34, S. 70–81, Feb 1996.
- [21] B. Friedrichs: *Kanalcodierung: Grundlagen und Anwendungen in modernen Kommunikationssystemen*. Springer, Heidelberg, 1995.
- [22] W. Goralski: *ADSL and DSL Technologies*. McGraw-Hill, New York, 1998.
- [23] R. Hüb: *Kohärenter Empfang bei Datenübertragung über nichtfrequenzselektive Schwundkanäle*. Dissertation, RWTH Aachen, Aachen, 1988.
- [24] P. Hoeher, S. Kaiser und P. Robertson: *Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency*. Proc. Sixth Communication Theory Mini-Conference in conjunction with IEEE GLOBECOM '97, S. 90–96, Nov. 1997.
- [25] P. Hoeher, S. Kaiser und P. Robertson: *Two-Dimensional Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation by Wiener Filtering*. Proceedings of the Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), Bd. 3, S. 1845–1848, Apr. 1997.
- [26] Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE): *IEEE 802.11a*. IEEE Std. 802.11a-1999, 1999.
- [27] ISO/IEC: *ISO/IEC 13818: Information technology - Generic coding of moving pictures and associated audio information - Part 1 (Systems), 2 (Video), 3 (Audio)*. ISO/IEC 13818, 1996.
- [28] F. Jondral: *Funksignalanalyse*. B.G. Teubner, 1991.
- [29] F. Jondral und A. Wiesler: *Wahrscheinlichkeitsrechnung und stochastische Prozesse*. B.G. Teubner, Stuttgart, 2. Auflage 2002.
- [30] P. Jung: *Analyse und Entwurf digitaler Mobilfunksysteme*. B.G. Teubner, Stuttgart, 1997.

- [31] K. Kammeyer: *Nachrichtenübertragung*. B.G. Teubner, Stuttgart, 2. Auflage 1996.
- [32] K. Kammeyer und K. Kroschel: *Digitale Signalverarbeitung*. Teubner Stuttgart, 1998.
- [33] G. Korn und T. Korn: *Mathematical handbook for scientists and engineers*. McGraw-Hill Book Company, New York, 1968.
- [34] K. Kroschel: *Datenübertragung*. Springer-Verlag, Berlin, 1991.
- [35] K. Kroschel: *Statistische Nachrichtentheorie*. Springer-Verlag, 1996.
- [36] H. Li, Z. Bi, D. Liu, J. Li und P. Stoica: *Channel Order and RMS Delay Spread Estimation for AC Power Line Communications*. Statistical Signal and Array Processing, 2000. Proceedings of the Tenth IEEE Workshop on, S. 229–233, Aug. 2000.
- [37] Y. G. Li und L. Cimini: *Bounds on the Interchannel Interference of OFDM in Time-Varying Impairments*. IEEE Transactions on Communications, Bd. 49, S. 401–404, März 2001.
- [38] J. Melsa, R. Younce und C. Rohrs: *Impulse Response Shortening for discrete Multitone Transceivers*. IEEE Transactions on Communications, Bd. 44, Nr. 12, S. 1662–1672, 1996.
- [39] A. F. Molisch: *Wideband Wireless Digital Communications*. Prentice Hall PTR, New Jersey, 2001.
- [40] T. Onizawa, M. Mizoguchi, T. Sakata und M. M.: *A Simple Adaptive Channel Estimation Scheme for OFDM Systems*. Proceedings of the IEEE VTC Fall, Amsterdam, The Netherlands, Bd. 1, S. 279–283, Sep. 1999.
- [41] A. Oppenheim und R. Schaffer: *Digital Signal Processing*. Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1975.
- [42] M. Paetzold: *Mobilfunkkanäle*. Vieweg Verlag, Braunschweig/Wiesbaden, 1999.
- [43] A. Papoulis: *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, New York, 1991.
- [44] J. Proakis: *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, 4th ed. 2001.
- [45] T. S. Rappaport: *Wireless Communications*. Prentice Hall PTR, New Jersey, 1996.
- [46] U. Reimers: *Digitale Fernsehtechnik*. Springer Verlag, Berlin, 2. Auflage 2001.
- [47] I. Ryshik und I. Gradstein: *Tafeln - Tables*. VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin, 1963.
- [48] A. Sage und J. Melsa: *Estimation Theory with Applications to Communication and Control*. McGraw-Hill, 1971.
- [49] B. Saltzberg: *Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System*. IEEE Transactions on Communication Technology, Bd. 15, Nr. 6, S. 805–811, Dez 1967.
- [50] F. Sanzi und J. Speidel: *An Adaptive Two-Dimensional Channel Estimator for Wireless OFDM with Application to Mobile DVB-T*. IEEE Transactions on Broadcasting, Bd. 46, Nr. 2, S. 128–133, Juni 2000.

- [51] H. Schober und F. Jondral: *Velocity Estimation for OFDM based Communication Systems*. Proceedings of the IEEE VTC Fall, Vancouver/Canada, Bd. 2, Nr. 3, S. 715–718, Sep. 2002.
- [52] H. Schober, F. Jondral, R. Stirling-Gallacher und Z. Wang: *Adaptive Channel Estimation for OFDM Based High Speed Mobile Communication Systems*. Proceedings of the IEEE International Conference on 3rd Generation Wireless and Beyond, San Francisco, USA, Bd. 1, S. 392–397, Juni 2001.
- [53] H. Schober, F. Jondral, R. Stirling-Gallacher und Z. Wang: *Delay Spread Estimation for OFDM Based Mobile Communication Systems*. Proceedings of the European Wireless Conference, Florence, Italy, Bd. 1, S. 625–628, Feb. 2002.
- [54] R. Schur und J. Speidel: *An Efficient Equalization Method to Minimize Delay Spread in OFDM/DMT Systems*. Proceedings of the ICC, Helsinki, Finland, Bd. 5, S. 1481–1485, Juni 2001.
- [55] C. E. Shannon: *Collected Papers*. IEEE Press, New York, 1993.
- [56] S. Trautmann und N. Fliege: *Perfect Equalization for DMT Systems without Guard Interval*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Bd. 20, Nr. 5, S. 987–996, Juni 2002.
- [57] A. Vahlin und N. Holte: *Optimal Finite Duration Pulses for OFDM*. IEEE Transactions on Communications, Bd. 44, S. 10–14, Jan. 1996.
- [58] E. Viterbo und K. Fazel: *How to combat long echos in OFDM transmission schemes: Sub-channel equalization or more powerful channel coding*. Proceedings of the Globecom Conference, Singapore, Bd. 3, S. 2069–2074, Nov 1995.
- [59] H. Weber: *Einführung in die Wahrscheinlichkeitsrechnung und Statistik für Ingenieure*. Teubner Stuttgart, 1992.
- [60] S. Weinstein und P. Ebert: *Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform*. IEEE Transactions on Communication Technology, Bd. 19, Nr. 5, S. 628–634, Okt 1971.
- [61] www.comcar.de.

Index

- Außerbandstrahlung, 11
- Autokorrelationsfunktion, 28
 - der Kanalübertragungsfunktion, 31
 - der Pfadkoeffizienten, 26, 57
- Bandbreite
 - Normierte, 59
 - System, 10, 35
 - Unterträger, 10
- Besselfunktion, 26, 67, 69
- Bitfehlerrate
 - Untere Schranke, 93
- BMBF, 1
- CNR, 51
- COMCAR, 1
- COST207, 30
- DAB, 6
- Datenrate, 35
- Delay Spread, *siehe* Impulsverbreiterung
- Demodulation, 9, 42
- DMT, 6
- Doppler
 - effekt, 2, 48
 - frequenz, maximale, 48, 69
 - leistungsdichtespektrum, 21
 - verschiebung, 20
- DVB-T, 1, 6, 35
 - Modi, 36, 43
- Einträgersystem, 5, 12
- Fading, 5
 - Rayleigh-, 22
- Faltungscodierung, 39
- Faltungssinterleaver, 39
- FDMA, 6
- Fehlanpassung des Filters, 57, 62, 104
- Filterordnung, 55, 58, 102
- Frequenzmultiplex, 5
- Gleichwellennetzwerk, 14
- Guardintervall, *siehe* Schutzintervall
- Hankelsche Funktion, 75, 125
- Hiperlan/2, 6
- IEEE802.11a, 6
- Impulsformung, 7, 25
- Impulsverbreiterung, 29, 88
 - Schätzung, 82, 113
- Interferenz, 5
 - Inter-Symbol-, 5
 - Unterträger-, 27, 48–51
- Interleaver, 39, 40
- Interpolation, *siehe* Kanalschätzung
- Jakespektrum, 22
- Kanalcodierung, verkettete, 38, 99
- Kanalmodell, 17, 52
 - FIR-Filter, 18
 - Hilly-, 30, 122
 - Rural-, 30, 121
 - Urban-, 30, 122
- Kanalschätzung, 48, 52
 - durch Wienerfilter, *siehe* Wienerfilter

- Kubische, 54, 94
- Lineare, 53, 94
- Kohärenzbandbreite, 29
- Korrelationsmatrix, 56
- Leistungsdichtespektrum, 11
 - des Empfangssignals, 24, 26
 - des Kanalprozesses, 25
- Mehrwege
 - ausbreitung, 12, 16
 - verzögerung, 5
- Mittlerer quadratischer Fehler, *siehe*
 - MSE
- Mobilfunkkanal, 15
- Modulation, 8, 41
- Modulationsalphabet, 10, 24, 44
- Modulationsmultiplex, 36, 41
- MPEG-2-Standard, 36
- MRBF, 118
- MSE, 56
- OFDM, 2, 5, 6
 - Empfänger, 10
 - Sender, 9
- Onizawa, 85, 113
- Orthogonalität
 - sbedingung, 9
 - von Unterträgern, 2, 47
- PAPR, 14
- Pfadkoeffizienten, 22
- Pilotträger, 43
 - auswahl, 58
- PLC, 6
- Power Boosting, 45
- PRBS, 37
- Rayleighdichte, 20
- Ricedichte, 20
- Ricefaktor, 23
- RS-Code, 38
- Schätzfehlerdichte, 73
- Schätzzeit, 60, 108
- Schutzintervall, 12
- Spektrale Effizienz, 10, 13
- Symboldauer, 7, 48
- Synchronisation, 14
- System
 - aufbau DVB-T, 36
 - parameter DVB-T, 38
- Teilnehmergewindigkeit, 69
 - Schätzung der, 67, 108
- TPS, 37, 43
- Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis,
 - siehe* CNR
- Trägerfrequenz, 59, 82, 108, 113
- Unterträgerabstand, 5, 7
- Verzögerungs-Leistungsspektrum, 28,
 - 33, 58
- Wienerfilter, 55
 - Adaptives, 47, 61, 96
- WLAN, 6
- WSSUS, 28
- xDSL, *siehe* DMT

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Henrik Schober
Geburtsdatum	13.08.1973
Geburtsort	Berlin
Staatsangehörigkeit	deutsch

Schulausbildung

1980-1984	Grundschule Schillerschule Brühl
1984-1993	Johann-Sebastian-Bach Gymnasium Mannheim

Ersatzdienst

seit 1992	Technisches Hilfswerk (THW), OV Mannheim
-----------	--

Studium und Berufsweg

1993-1999	Studium der Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe
seit 1999	wissenschaftlicher Angestellter am Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe