

Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Band
55

Sandra Knörzer

Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme bei Hochgeschwindigkeitszügen



universitätsverlag karlsruhe

Sandra Knörzer

**Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme
bei Hochgeschwindigkeitszügen**

Karlsruher Forschungsberichte
aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Band 55

Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme bei Hochgeschwindigkeitszügen

von
Sandra Knörzer



universitätsverlag karlsruhe

Dissertation, Universität Karlsruhe (TH)
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2009

Impressum

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



Dieses Werk ist unter folgender Creative Commons-Lizenz
lizenziert: <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/de/>

Universitätsverlag Karlsruhe 2009
Print on Demand

ISSN: 1868-4696
ISBN: 978-3-86644-361-7

Vorwort des Herausgebers

Die rasante weltweite Verbreitung der mobilen digitalen Kommunikation erweckt den Eindruck, als wären alle damit zusammen hängenden Probleme längst gelöst. Bei genauerem Hinsehen lässt sich allerdings erkennen, dass auch hier noch vielfältige Aufgaben zu lösen sind. Zum einen erfordert der stetige Wunsch nach höheren Datenraten im Zusammenhang mit steigenden Nutzerzahlen neue Technologien. Zum anderen aber existieren für einige spezielle Szenarien noch keine zufrieden stellenden Lösungen. Ein gutes Beispiel hierfür sind Szenarien mit sehr hohen Geschwindigkeiten insbesondere im Zusammenhang mit hohen Datenraten über die Sprachkommunikation hinaus. Genau an diesem Punkt setzt die Arbeit von Frau Dr. Sandra Knörzer mit der Bestimmung der charakteristischen Merkmale des Mobilfunkkanals bei hohen Geschwindigkeiten im Zeit- und im Frequenzbereich an. Beispielhaft an der Funkkommunikation zwischen Hochgeschwindigkeitszügen und Feststationen hat sie den Funkkanal untersucht und dies mit Messungen auf einem ICE verifiziert. Ein wesentlicher Schwerpunkt lag dabei in Mehrantennensystemen in Verbindung mit OFDM wie es für den Mobilfunk der nächsten Generation vorgesehen ist. Damit stellt die Arbeit von Frau Knörzer eine wesentliche Grundlage für weitere Forschungen dar und wird weltweit sicher einige darauf aufbauende Arbeiten nach sich ziehen. Ich wünsche ihr, dass sie ihre exzellenten Fähigkeiten auch weiterhin erfolgreich einsetzen kann.

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
- Institutsleiter -

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (ISSN 0942-2935)

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck

- Band 1 Daniel Kähny
Modellierung und meßtechnische Verifikation polarimetrischer, mono- und bistatischer Radarsignaturen und deren Klassifizierung (1992)
- Band 2 Eberhardt Heidrich
Theoretische und experimentelle Charakterisierung der polarimetrischen Strahlungs- und Streueigenschaften von Antennen (1992)
- Band 3 Thomas Kürner
Charakterisierung digitaler Funkssysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell (1993)
- Band 4 Jürgen Kehrbeck
Mikrowellen-Doppler-Sensor zur Geschwindigkeits- und Wegmessung - System-Modellierung und Verifikation (1993)
- Band 5 Christian Bornkessel
Analyse und Optimierung der elektrodynamischen Eigenschaften von EMV-Absorberkammern durch numerische Feldberechnung (1994)
- Band 6 Rainer Speck
Hochempfindliche Impedanzmessungen an Supraleiter / Festelektrolyt-Kontakten (1994)
- Band 7 Edward Pillai
Derivation of Equivalent Circuits for Multilayer PCB and Chip Package Discontinuities Using Full Wave Models (1995)
- Band 8 Dieter J. Cichon
Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen (1994)
- Band 9 Gerd Gottwald
Numerische Analyse konformer Streifenleitungsantennen in mehrlagigen Zylindern mittels der Spektralbereichsmethode (1995)

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik
der Universität Karlsruhe (ISSN 0942-2935)**

- Band 10 Norbert Geng
**Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in
Funksystemen durch Lösung der parabolischen Approximation
der Helmholtz-Gleichung (1996)**
- Band 11 Torsten C. Becker
**Verfahren und Kriterien zur Planung von Gleichwellennetzen für
den Digitalen Hörrundfunk DAB (Digital Audio Broadcasting)
(1996)**
- Band 12 Friedhelm Rostan
**Dual polarisierte Microstrip-Patch-Arrays für zukünftige satelli-
tengestützte SAR-Systeme (1996)**
- Band 13 Markus Demmler
**Vektorkorrigiertes Großsignal-Meßsystem zur nichtlinearen Cha-
rakterisierung von Mikrowellentransistoren (1996)**
- Band 14 Andreas Froese
**Elektrochemisches Phasengrenzverhalten von Supraleitern
(1996)**
- Band 15 Jürgen v. Hagen
**Wide Band Electromagnetic Aperture Coupling to a Cavity: An In-
tegral Representation Based Model (1997)**
- Band 16 Ralf Pötzschke
**Nanostrukturierung von Festkörperflächen durch elektro-
chemische Metallphasenbildung (1998)**
- Band 17 Jean Parlebas
**Numerische Berechnung mehrlagiger dualer planarer Antennen
mit koplanarer Speisung (1998)**
- Band 18 Frank Demmerle
**Bikonische Antenne mit mehrmodiger Anregung für den räumli-
chen Mehrfachzugriff (SDMA) (1998)**
- Band 19 Eckard Steiger
**Modellierung der Ausbreitung in extrakorporalen Therapien ein-
gesetzter Ultraschallimpulse hoher Intensität (1998)**

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (ISSN 0942-2935)

- Band 20 Frederik Küchen
Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang (1998)
- Band 21 Klaus Schmitt
Dreidimensionale, interferometrische Radarverfahren im Nahbereich und ihre meßtechnische Verifikation (1998)
- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck
Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für den digitalen terrestrischen Rundfunk (1999)
- Band 23 Thomas Zwick
Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäudefunkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse (2000)
- Band 24 Dirk Didascalou
Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels (2000)
- Band 25 Hans Rudolf
Increase of Information by Polarimetric Radar Systems (2000)
- Band 26 Martin Döttling
Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und Systemstudien für den Satellitenmobilfunk (2000)
- Band 27 Jens Haala
Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsistenter finiter Integrationsverfahren (2000)
- Band 28 Eberhard Gschwendtner
Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge (2001)
- Band 29 Dietmar Löffler
Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für den Einsatz in Kommunikation und Sensorik (2001)
- Band 30 Xuemin Huang
Automatic Cell Planning for Mobile Network Design: Optimization Models and Algorithms (2001)

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik
der Universität Karlsruhe (ISSN 0942-2935)**

- Band 31 Martin Fritzsche
Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion von Landminen mit Georadaren (2001)
- Band 32 Siegfried Ginter
Selbstkonsistente Modellierung der Erhitzung von biologischem Gewebe durch hochintensiven Ultraschall (2002)
- Band 33 Young Jin Park
Applications of Photonic Bandgap Structures with Arbitrary Surface Impedance to Luneburg Lenses for Automotive Radar (2002)
- Band 34 Alexander Herschlein
Entwicklung numerischer Verfahren zur Feldberechnung konformer Antennen auf Oberflächen höherer Ordnung (2002)
- Band 35 Ralph Schertlen
Mikrowellenprozessierung nanotechnologischer Strukturen am Beispiel von Zeolithen (2002)
- Band 36 Jürgen von Hagen
Numerical Algorithms for the Solution of Linear Systems of Equations Arising in Computational Electromagnetics (2002)
- Band 37 Ying Zhang
Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas (2003)
- Band 38 Thomas M. Schäfer
Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken (2003)
- Band 39 Christian Fischer
Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden (2003)
- Band 40 Yan C. Venot
Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems bei 76,5 GHz (2004)
- Band 41 Christian Waldschmidt
Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays (2004)

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (ISSN 0942-2935)

- Band 42 Marwan Younis
Digital Beam-Forming for high Resolution Wide Swath Real and Synthetic Aperture Radar (2004)
- Band 43 Jürgen Maurer
Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation (2005)
- Band 44 Florian Pivit
Multiband-Aperturantennen für Basisstationsanwendungen in rekonfigurierbaren Mobilfunksystemen (2005)
- Band 45 Sergey Sevskiy
Multidirektionale logarithmisch-periodische Indoor-Basisstationsantennen (2006)
- Band 46 Martin Fritz
Entwurf einer breitbandigen Leistungsendstufe für den Mobilfunk in Low Temperature Cofired Ceramic (2006)
- Band 47 Christiane Kuhnert
Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO) (2006)
- Band 48 Marco Liebler
Modellierung der dynamischen Wechselwirkungen von hochintensiven Ultraschallfeldern mit Kavitationsblasen (2006)
- Band 49 Thomas Dreyer
Systemmodellierung piezoelektrischer Sender zur Erzeugung hochintensiver Ultraschallimpulse für die medizinische Therapie (2006)
- Band 50 Stephan Schulteis
Integration von Mehrantennensystemen in kleine mobile Geräte für multimediale Anwendungen (2007)
- Band 51 Werner Sörgel
Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-Technik (2007)
- Band 52 Reiner Lenz
Hochpräzise, kalibrierte Transponder und Bodenempfänger für satellitengestützte SAR-Missionen (2007)

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik
der Universität Karlsruhe (ISSN 0942-2935)**

Band 53 Christoph Schwörer
Monolithisch integrierte HEMT-basierende Frequenzvervielfacher und Mischer oberhalb 100 GHz (2008)

Band 54 Karin Schuler
Intelligente Antennensysteme für Kraftfahrzeug-Nahbereichs-Radar-Sensorik (2007)

**Fortführung ab Band 55 als
"Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenz-
technik und Elektronik" im Universitätsverlag Karlsruhe
(ISSN 1868-4696)**

**Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
(ISSN 1868-4696)**

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Die Bände sind unter www.uvka.de als PDF frei verfügbar oder als Druckausgabe bestellbar.

Band 55 Sandra Knörzer

**Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme bei
Hochgeschwindigkeitszügen (2009)**

ISBN 978-3-86644-361-7

Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme bei Hochgeschwindigkeitszügen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

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

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Sandra Knörzer

geboren in Heidelberg

Tag der mündlichen Prüfung:

12.03.2009

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Karl-Dirk Kammeyer

Vorwort

'(S)HE WHO DOES NOT KNOW THE CHANNEL,
CAN NEVER BE A GOOD RADIO ENGINEER.' [ENG02].

In diesem Sinne ist das vorliegende Buch während meiner Zeit als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH) entstanden.

Für die Unterstützung meiner Forschungstätigkeit und die Übernahme des Hauptreferats möchte ich mich an erster Stelle bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck, dem langjährigen Leiter des Instituts, herzlich bedanken. Ebenfalls gilt mein Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. Karl-Dirk Kammeyer vom Arbeitsbereich Nachrichtentechnik (ANT) der Universität Bremen für die Übernahme des Korreferats.

Für das angenehme Arbeitsklima, die Hilfsbereitschaft und die Unterstützung bedanke ich mich bei allen Mitarbeitern des Instituts für Hochfrequenztechnik und Elektronik, insbesondere dem aktuellen Leiter des Instituts Herrn Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick. Besonders verbunden bin ich meinen Zimmerkollegen Herrn Dipl.-Phys. Michael Baldauf und Herrn M.Sc. Jung Hyo Kim für wertvolle fachliche Diskussionen. Ein Dankeschön geht auch an alle Studierenden, die im Rahmen von Studien-, Diplomarbeiten oder als wissenschaftliche Hilfskräfte an der Aufgabenstellung mitgearbeitet haben.

Den Herren Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. Jürgen von Hagen, Dr.-Ing. Jürgen Maurer und Dr.-Ing. Stephan Schulteis danke ich für das Korrekturlesen der Dissertation und hilfreiche Anregungen.

An dieser Stelle möchte ich außerdem die gute Zusammenarbeit zwischen dem ANT und dem IHE während des gemeinsamen DFG-Forschungsvorhabens erwähnen. Ich bedanke mich bei den Herren Dr.-Ing. Sven Vogeler und Dipl.-Ing. Peter Klenner, der die Systemsimulationen für diese Arbeit durchgeführt hat.

Weiterer Dank gilt dem Fachgebiet Elektronische Messtechnik der Technischen Universität Ilmenau und der Firma MEDAV für die Bereitstellung des *RUSK Channel Sounders* und die Mithilfe bei der Messkampagne sowie T-Mobile und der Deutschen Bahn für die Genehmigung der Funkkanalmessungen mit der Bereitstellung der Strecke und des Zuges.

Schließlich danke ich herzlich meinem Freund Dirk und meinen Eltern, die mich immer unterstützt haben. Speziell meiner Mutter rechne ich hoch an, dass sie als Fachfremde die gesamte Arbeit gelesen und akribisch Rechtschreibfehler zu Tage gefördert hat.

Karlsruhe, im März 2009

Sandra Knörzer

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation und Umfeld der Arbeit	1
1.2	Stand der Forschung	3
1.3	Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit	5
2	Beschreibung des Funkkanals	7
2.1	Mehrwegeausbreitung	7
2.2	Doppler-Effekt	8
2.3	Funktionen zur Beschreibung des Funkkanals	10
2.3.1	Zeitvariante Kanalimpulsantwort	11
2.3.2	Zeitvariante Übertragungsfunktion	11
2.3.3	Doppler-variante Impulsantwort	12
2.3.4	Doppler-variante Übertragungsfunktion	13
2.3.5	Zusammenhang der Systemfunktionen	13
2.4	Langsamer und schneller Schwund	13
2.5	Kenngößen der Zeitvarianz	16
2.5.1	Zeitliche AKF und Kohärenzzeit	16
2.5.2	Doppler-Spektrum und Doppler-Verbreiterung	17
2.6	Kenngößen der Frequenzselektivität	18
2.6.1	Frequenz-AKF und Kohärenzbandbreite	18
2.6.2	Leistungsverzögerungsspektrum und Impulsverbreiterung	18
3	OFDM-System	21
3.1	Entwicklung von OFDM	21
3.2	Systembeschreibung	22
3.2.1	OFDM im Zeitbereich	26
3.2.2	OFDM im Frequenzbereich	27
3.3	Einfluss des Doppler-Effektes	28
3.4	Einfluss der Mehrwegeausbreitung	30
3.5	Auslegung der Systemparameter	31
4	Funkkanalmodellierung	33
4.1	Strahlenoptisches Ausbreitungsmodell	33
4.1.1	Wellenausbreitungseffekte	34
4.1.2	Berücksichtigung verschiedener Richtcharakteristiken	37
4.1.3	Dynamische Szenarien	37

4.1.4	Ergebnisausgabe des strahlenoptischen Modells	38
4.2	Modellierung typischer Hochgeschwindigkeitstrassen	39
4.2.1	Vorschriften der Eisenbahn-Bau- und Betriebsordnung	40
4.2.2	Umsetzung ins Modell	42
4.2.3	Gekrümmte Strecken	45
4.2.4	Zugmodell und -bewegung	47
4.3	Von SISO zu MISO	48
4.3.1	SISO-Simulation	49
4.3.2	Antennenkonzepte zur Optimierung des Funkkanals	57
4.3.3	Lokales Gleichwellennetz	63
4.3.4	Abtastfrequenz und Interpolation	66
4.3.5	Einfluss der Oberleitungsmasten	69
5	Messungen und Verifikation	73
5.1	Beschreibung der Messstrecke	73
5.2	Durchführung der Messungen	75
5.2.1	<i>RUSK Channel Sounder</i>	76
5.2.2	Antennen	77
5.2.3	Hochgeschwindigkeitszug und -strecke	79
5.3	Detailgetreue Modellierung der Messstrecke	80
5.4	Verifikation des Kanalmodells	80
5.5	Bewertung der Ergebnisse	85
6	Simulationen für MISO-Szenario	87
6.1	Einfluss der Polarisation	87
6.1.1	Definition der verwendeten Polarisationen	87
6.1.2	Vergleich der Polarisationen im Lärmschutzwandszenario	89
6.1.3	Vergleich der Polarisationen im Vegetationsszenario	94
6.1.4	Zusammenfassung der Ergebnisse	97
6.2	Einfluss der Frequenz	98
6.2.1	Empfangsleistung bei Freiraumübertragung	103
6.3	Reduktion der Doppler-Verbreiterung durch direktionale Antennen	104
6.3.1	Direktionale Antenne bei 5,2 GHz	105
6.3.2	Direktionale Antenne bei 24,125 GHz	110
6.3.3	Systemsimulationen für 24,125 GHz	113
6.4	Fazit für OFDM-Systeme	118
7	Zusammenfassung	121
A	Berechnung der Kanalkenngrößen	125
B	Abmessungen der modellierten Szenarien	127
C	Modellierung der Messstrecke	131
	Literaturverzeichnis	135

Abkürzungs- und Symbolverzeichnis

Abkürzungen

AGC	automatische Verstärkungsregelung, engl. Automatic Gain Control
AKF	Autokorrelationsfunktion
ANT	Arbeitsbereich Nachrichtentechnik der Universität Bremen
BER	Bitfehler-Rate, engl. Bit Error Rate
BS	Basisstation
CDF	kumulative Verteilungsfunktion, engl. Cumulative Distribution Function
CP	zyklisches Präfix, engl. Cyclic Prefix
DAB	Digital Audio Broadcast
DFT	diskrete Fourier-Transformation
DSL	Digital Subscriber Line
DVB-H	Digital Video Broadcast Handheld
DVB-T	Digital Video Broadcast Terrestrial
EBO	Eisenbahn-Bau- und Betriebsordnung
FFT	schnelle Fourier-Transformation, engl. Fast Fourier Transformation
GI	Schutzintervall, engl. Guard Interval
GO	geometrische Optik, engl. Geometrical Optics
GSM	Global System for Mobile Communications, ursprünglich Groupe Spéciale Mobile
GSM-R	GSM-Rail, Variante von GSM für Zugkommunikation
ICE	Intercity-Express

ICE3	Intercity-Express der dritten Generation
ICI	Inter-Trägerinterferenz, engl. Inter Carrier Interference
IDFT	inverse diskrete Fourier-Transformation
IEEE	The Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	inverse schnelle Fourier-Transformation, engl. Inverse Fast Fourier Transformation
ISI	Inter-Symbolinterferenz, engl. Inter Symbol Interference
ISM	frei nutzbare Frequenzbänder für Industrie, Wissenschaft und Medizin, engl. Industrial, Scientific and Medical
LCR	Pegelunterschreitungsrate, engl. Level Crossing Rate
LOS	Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger, engl. Line-Of-Sight
LSW	Lärmschutzwand
MBWA	Mobile Broadband Wireless Access
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MS	Mobilstation
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PDP	Leistungsverzögerungsspektrum, engl. Power Delay Profile
PEC	perfekt elektrisch leitfähiges Material, engl. Perfect Electric Conductor
RCS	Rückstreuquerschnitt, engl. Radar Cross Section
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis, engl. Signal-to-Noise-Ratio
TGV	Train à Grande Vitesse
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTD	Uniform Theory of Diffraction
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network

WMAN Wireless Metropolitan Area Networks

Lateinische Symbole

$(AF)_n$	normierter Arrayfaktor
\vec{E}	Vektor der elektrischen Feldstärke
\vec{H}	Vektor der magnetischen Feldstärke
\vec{k}	Ausbreitungsrichtung einer Welle
\widehat{R}_x	Spiegelempfänger
\widehat{T}_x	Spiegelsender
$\tilde{X}_n(k)$	modifizierte Eingangsfolge modulierter Codebits
A	Amplitude
A_m	Amplitude des m -ten Ausbreitungspfades
a_s	Amplitudenschwelle des schnellen Schwundes
$B_{\text{Koh},x\%}$	Kohärenzbandbreite
BW	Bandbreite
c	Lichtgeschwindigkeit ≈ 299792458 m/s
d	Elementabstand in einem Antennenarray
dA	Oberfläche eines Streuquadrates
E	Amplitude der elektrischen Feldstärke
e	Basis der natürlichen Logarithmen $\approx 2,71828$
E_{int}	Interpolationsfehler
f	Frequenz
f_A	Abtastfrequenz
f_c	Trägerfrequenz
f_D	Doppler-Frequenz, Doppler-Verschiebung
F_{int}	Interpolationsfaktor
f_k	Subträgerfrequenz
F_s	Unterschreitungswahrscheinlichkeit

$F_s^{10\%}$	10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeit
G	Antennengewinn
H^{TP}	komplexer Übertragungsfaktor
$h^{\text{TP}}(\tau, t)$	zeitvariante Kanalimpulsantwort
$H^{\text{TP}}(f, t)$	zeitvariante Übertragungsfunktion
i	Summationsindex für Messwerte
j	imaginäre Einheit, $j^2 = -1$
k	Laufindex in einem OFDM-System, Subträgerindex
L	Pfadverlust
$l(t)$	langsamer Schwund
L_s	Pegelunterschreitungsrate
M	Anzahl der Ausbreitungspfade
N	Subträgeranzahl in einem OFDM-System
n	Anzahl der Blöcke eines OFDM-Systems
N_{Ant}	Anzahl der Antennenelemente in einem Array
N_{CP}	Länge des zyklischen Präfixes
N_u	Häufigkeit der Unterschreitungen
$P(\tau)$	Leistungsverzögerungsspektrum
P_m	Medianwert des langsamen Schwundes
P_{Rx}	Empfangsleistung
P_{Tx}	Sendeleistung
P_0	Empfangsleistung
p_s	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des schnellen Schwundes
R	Reflexionskoeffizient
r	Entfernung
r_{HH}^f	Frequenz-Autokorrelationsfunktion
r_{HH}^t	zeitliche Autokorrelationsfunktion

S	Streufaktor
$s(\tau, f_D)$	Doppler-variante Impulsantwort
$s(t)$	schneller Schwund
s_{Mast}	Mastabstand
$S_{TT}(f_D)$	Doppler-Spektrum
T	Zeitspanne, Dauer
t	Zeit
T'_A	interpoliertes Abtastintervall
$T(f, f_D)$	Doppler-variante Übertragungsfunktion
T_A	Abtastdauer
T_{CP}	Länge des zyklischen Präfixes
T_{ges}	Länge des Gesamtsymbols
$T_{\text{Koh},x\%}$	Kohärenzzeit
t_k	Zählindex für diskrete Zeitschritte
T_s	Symboldauer
v	Geschwindigkeit
$V_{R,m}$	Empfangsspannung des m -ten Ausbreitungspfades
V_R	Empfangsspannung
w	Fensterbreite
x	x -Koordinate
$X(f)$	Eingangsspektrum
$x(t)$	Eingangssignal, allgemein
$X_n(k)$	Eingangsfolge modulierter Codebits
$x_n(t)$	OFDM-Signal im Zeitbereich
y	y -Koordinate
$Y(f)$	Ausgangsspektrum
$y(t)$	Ausgangssignal, allgemein

z	z -Koordinate
h	horizontal
Rx	Empfänger
Tx	Sender
v	vertikal
S	polarimetrische Streufaktormatrix

Ausgabeparameter des Wellenausbreitungsmodells *ihert3d*

<i>abs</i>	Betrag des Übertragungsfaktors
<i>arg</i>	Phase des Übertragungsfaktors in Grad
<i>doppler</i>	Doppler-Verschiebung in Hertz
<i>id</i>	Identifikationsnummer eines Pfades
<i>in_p</i>	Einfallswinkel am Empfänger ψ_{Rx} in Grad
<i>in_t</i>	Einfallswinkel am Empfänger θ_{Rx} in Grad
<i>out_p</i>	Ausfallswinkel am Sender ψ_{Tx} in Grad
<i>out_t</i>	Ausfallswinkel am Sender θ_{Tx} in Grad
<i>time</i>	Laufzeit in Sekunden

Griechische Symbole

α	(Sektor-)Winkel
β	Wellenzahl $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$
$\Delta\tau$	Laufzeitunterschied
Δf	Subträgerabstand, Frequenzverschiebung
Δs	Differenz der Pfadlänge
Δt	Zeitdifferenz
Δ	Differenz
γ_D	relativer Doppler-Einfluss
λ	Wellenlänge
μ	Mittelwert

μ_{rel}	relative Permeabilität
μ_{τ}	mittlere Verzögerungszeit
μ_{f_D}	mittlere Doppler-Verschiebung
ω_D	Doppler-Kreisfrequenz
ϕ	Blickrichtung eines Antennenarrays
π	Zahl Pi $\approx 3,14159$
ψ	Azimutwinkel
ψ_{Rx}	Einfallswinkel im Azimut am Empfänger
ψ_{Tx}	Ausfallswinkel im Azimut am Sender
ρ_{HH}^f	Frequenz-Autokorrelationskoeffizient
ρ_{HH}^t	zeitlicher Autokorrelationskoeffizient
σ	Standardabweichung
σ^0	Rückstreuquerschnitt
σ_{τ}	Impulsverbreiterung
σ_h	Oberflächenrauigkeit
σ_{f_D}	Doppler-Verbreiterung
τ	Verzögerungszeit
τ_m	Verzögerungszeit des m -ten Ausbreitungspfades
θ	Elevationswinkel
θ_i	Einfallswinkel eines Strahls bei Reflexion und bei Streuung
θ_{Rx}	Einfallswinkel in der Elevation am Empfänger
θ_r	Ausfallswinkel eines reflektierten Strahls
θ_s	Ausfallswinkel eines gestreuten Strahls
θ_{Tx}	Ausfallswinkel in der Elevation am Sender
$\varepsilon_{\text{rel,ges}}$	relative Gesamtpermittivität
φ	Phase
$\varphi(x)$	Wahrscheinlichkeitsdichte der Gauß'schen Normalverteilung

φ_m	Phase des m -ten Ausbreitungspfades
ϑ	Phasenunterschied der Elemente eines Antennenarrays
ξ	Integrationsvariable
ζ	zufällige Phase eines Streupfads

Operatoren und mathematische Symbole

$()$	Klammern
$+$	Addition, positives Vorzeichen
$-$	Subtraktion, negatives Vorzeichen
$/, \div$	Division
$<, \leq$	kleiner, kleiner oder gleich
$=$	gleich
$>, \geq$	größer, größer oder gleich
$\%$	Prozent
\approx	ungefähr gleich
\cdot	Multiplikation
\cos	Kosinus
\gg	sehr viel größer
∞	unendlich
\int	Integral
$\bullet \text{---} \circ$	inverse Fourier-Transformation
$\circ \text{---} \bullet$	Fourier-Transformation
$ a $	Betrag von a
\lim	Limes
\bar{a}	Mittelwert von a
\perp	senkrecht
\rightarrow	strebt gegen
\sin	Sinus

\sqrt{a}	Quadratwurzel aus a
\sum	Summe
\vec{a}	Vektor
\tilde{a}	modifizierte Größe a
a	skalare Größe
$a(x)$	a ist Funktion von x
a^*	a konjugiert komplex
d	Differential, z.B. dt
$\text{Std}\{a\}$	Standardabweichung von a
A	Matrix

Hoch- und Tiefindices

λ	Angabe in Wellenlängen
HH	Übertragungsfaktor
m	Index der Ausbreitungspfade
s	schneller Schwund
TT	Kanalfunktion
abs	absolut
h	horizontal
i	einfallend, engl. incident
int	Interpolation
k	Index der Subträger eines OFDM-Systems
max	maximal
mess	Messung
mod	modifiziert
n	Index der Blöcke eines OFDM-Systems
p	parallel
r	reflektiert

ref	Referenz
rel	relativ
Rx	Empfänger
s	gestreut, engl. scattered
s	senkrecht
sim	Simulation
TP	äquivalente Tiefpass-Beschreibung
Tx	Sender
v	vertikal

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Motivation und Umfeld der Arbeit

Die Bahngesellschaft nahezu jedes Industriestaates betreibt ihre eigene Hochgeschwindigkeitsbahnlinie oder kooperiert mit den Gesellschaften anderer Länder. Zu den bekanntesten europäischen Hochgeschwindigkeitszügen zählen der TGV (Train à Grande Vitesse) der französischen Bahngesellschaft SNCF, der Intercity-Express (ICE) der Deutschen Bahn, das Konsortium Thalys, der Pendolino (Italien) oder der Eurostar (u.a. Großbritannien). Noch in der Aufbauphase befindet sich der Railjet in Österreich. Im außereuropäischen Raum ist vor allem der Shinkansen in Japan erwähnenswert.

Gerade in Europa werden immer mehr und neue Strecken für Hochgeschwindigkeitszüge erschlossen [Kro07]. Der Geschwindigkeitsbereich, der als Hochgeschwindigkeit gilt, ist allerdings nicht eindeutig definiert. Übliche Angaben bewegen sich zwischen 200 km/h und über 500 km/h. Sicher ist, mit fortschreitender Technik nimmt die Fahrgeschwindigkeit zu. Der aktuelle Geschwindigkeitsrekord für radgeführte Schienenfahrzeuge liegt bei 575 km/h¹ [Gli07]. Im Linienverkehr bewegen sich die Züge derzeit standardmäßig mit über 300 km/h Geschwindigkeit auf speziell ausgebauten Neubaustrassen. ICEs verkehren beispielsweise mit Tempo 320 km/h zwischen Frankfurt und Paris [Kro07].

Für ein drahtloses Kommunikationssystem vom Zug zur Außenwelt bedeuten diese hohen Geschwindigkeiten eine sehr hohe Zeitvarianz des Funkkanals. Eine Kommunikation vom Zug zur Außenwelt ist deshalb nur bedingt möglich; die Passagiere können die herkömmlichen mobilen Kommunikationssysteme nicht wie gewohnt nutzen. Der Mobilfunkstandard GSM (Global System for Mobile Communications, ursprünglich Groupe Spéciale Mobile) ist beispielsweise für Geschwindigkeiten bis 250 km/h ausgelegt [EV99] und bei UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) sinkt die Datenrate mit zunehmender Geschwindigkeit [WAS02] sehr schnell ab. Auch die bahninternen Kommunikationssysteme stellen lediglich geringe Datenraten zur Verfügung. Demgegenüber steht ein hoher Bedarf an der Möglichkeit zur Kommunikation in Hochgeschwindigkeitszügen, wie eine Umfrage der Firma BWCS [BWC03] bestätigt. Die Studie besagt, dass Geschäftsreisende in Europa im Jahr 2003 4,5 Milliarden Stunden pro Jahr in Hochgeschwindigkeitszügen verbrachten - mehr als in Flugzeugen

¹Der Rekord wurde am 3. April 2007 von einem TGV der SNCF und Alstom aufgestellt.

und beim Warten auf Flugzeuge [BWC03]. Die Geschäftsreisenden besitzen sowohl Interesse daran als auch die Zahlungsbereitschaft, Kommunikationsdienste in Hochgeschwindigkeitszügen bequem nutzen zu können. Unter diese Dienste fallen verschiedene Anwendungen wie Internet, E-Mail oder Telefonie, die mittlerweile fast überall mobil verfügbar sind [Che08]. Als Zugangsterminal könnte der eigene Laptop fungieren.

Für Privatreisende ist die Anbindung an die Außenwelt ebenso interessant. Der Nutzungsschwerpunkt liegt bei ihnen in den Bereichen Video-on-Demand, Internet, Telefonie, Spiele oder Reiseinformationen.

Abgesehen von den Passagieren bestehen für die Übertragung hoher Datenraten vom Zug zur Außenwelt bahninterne Gründe im Bereich der Sicherheit. Vorstellbare Anwendungen sind die Videoüberwachung, Nutzung der Daten zum Krisenmanagement, sowie die herkömmliche Sprachübertragung [JL⁺07]. Es existieren darüber hinaus Ansätze zum automatischen Lokführerstand, welcher eine zuverlässige Bildübertragung in die Leitzentrale voraussetzt [Ben07].

Zusammenfassend kann der Bedarf an hochdatenratiger Kommunikation in Hochgeschwindigkeitszügen in folgende Gruppen eingeteilt werden:

- Passagier-Kommunikation von:
 - Geschäftsreisenden (Internet, E-Mail, Telefonie)
 - Privatreisenden (Video-on-Demand, Internet, Telefonie, Spiele, Reiseinformationen)
- Bahninterne Kommunikation (Sprachübertragung, Signalisierung, Bildübertragung zur Sicherheitsüberwachung und zum Krisenmanagement, automatischer Führerstand)

Bisher existiert kein spezielles Kommunikationssystem - und somit auch keine Frequenzuteilung - zur Anbindung der Passagiere von Hochgeschwindigkeitszügen an die Außenwelt. Für bahninterne Kommunikation stehen nur Systeme und Frequenzen für niedrigratige Dienste wie beispielsweise GSM-Rail (GSM-R) zur Verfügung [Uhl94, Goe95]. GSM-R ist die relativ neue und speziell für die Zugkommunikation eingerichtete Variante von GSM [Fie05]. Die Deutsche Bahn verwendet sie auf Neubaustrecken für Hochgeschwindigkeitszüge anstelle der bisherigen Funkkommunikation zur Sprachübertragung. Auf bestehenden Strecken wird dieses System nachgerüstet.

Die Passagier- und die bahninterne Kommunikation erfordern also zukünftig hohe Datenraten, die durch existierende Systeme nicht abgedeckt werden können. Daher liegt die Einführung eines neuen, hochdatenratigen drahtlosen Kommunikationssystems für Hochgeschwindigkeitszüge auf der Hand. Verfügbare und geeignete Frequenzen sowie die technische Umsetzung sind jedoch noch offen und müssen in optimaler Weise bestimmt werden.

1.2 Stand der Forschung

Einen Überblick über bestehende Systeme sowohl für bahninterne Kommunikation als auch für die Passagier-Kommunikation von Hochgeschwindigkeitszügen zur Außenwelt geben [WS94, SGW07, AG07]. In [Mey07] liegt der Schwerpunkt auf der zukünftigen breitbandigen Anbindung der Passagiere.

Insgesamt betreiben wenige Gruppen Forschung zur Anbindung von Hochgeschwindigkeitszügen an hochdatenratige Dienste [BC⁺05]. Der Großteil der Untersuchungen stammt aus Europa und Japan. Konsens besteht unter den Forschern darin, dass das gesamte Datenaufkommen innerhalb eines Zuges gebündelt wird und ein gemeinsames Terminal die Anbindung an die Außenwelt übernimmt. Die verfolgten Ansätze zur Übermittlung der Datenmenge an die Außenwelt unterscheiden sich schließlich.

Die europäische Raumfahrtagentur ESA hat bereits 1988 in einer Studie eine Satellitenanbindung an Hochgeschwindigkeitszüge mit einem zellularen System mit Basisstationen entlang der Trasse verglichen [GL⁺88]. Dabei wurde gezeigt, dass die Kommunikation über Satelliten prinzipiell vorgenommen werden kann, aber gleichzeitig ein erdgebundenes System favorisiert [GL⁺88]. Gegen die Kommunikation allein über Satelliten sprechen vor allem die Abschattungen des Signals, die beim Durchfahren von Tunnels und durch Vegetation auftreten, sowie die begrenzte Datenrate.

Das französische Institut INRETS-LEOST arbeitet aktuell an einem hybriden System mit Basisstationen entlang der Trasse und zusätzlichem Einsatz eines Satelliten [MC⁺07, BM⁺06, BC⁺05].

Die Mehrheit der in der Literatur vorgestellten Systeme geht entweder von einem bahneigenen zellularen System aus, dessen Basisstationen entlang der Trasse angebracht sind [AHK97, AH⁺97, MG96, MPR83, Uhl94, Goe95] oder schlägt vor, mehrere bereits verfügbare drahtlose Dienste in Kombination zu nutzen, um eine hohe Abdeckung und eine hohe Datenrate zu erreichen [Mey07, RC⁺04, NN⁺04, RB⁺06]. Noch nicht gelöst sind jedoch folgende Aspekte der vorgeschlagenen Systeme:

- Alle aktuell verfügbaren Kommunikationssysteme sind nicht für die Kombination von hohen Datenraten mit hohen Geschwindigkeiten geeignet. Dies ist in [GZ05] gezeigt.
- In zellularen Systemen werden die Mobilstationen durch einen Handover-Prozess von einer Basisstation an die nächste übergeben, sobald sie die Zellgrenzen überschreiten. Je schneller sich die Mobilstationen bewegen, desto häufiger findet eine derartige Grenzüberschreitung statt. Der Signalisierungsaufwand für Handover-Prozesse ist bei zellularen Kommunikationssystemen für Hochgeschwindigkeitszüge entsprechend hoch. Eine Beschreibung der Problematik und erste Lösungsansätze hierzu finden sich in [MG96, KB⁺06a]. Eine zufriedenstellende Lösung des Problems wird nicht aufgezeigt.

Uneinigkeit herrscht bei der Frequenz der in der Literatur beschriebenen Systeme: Die Vorschläge für bahnspezifische zellulare Zugkommunikationssysteme bewegen sich zwischen 945 MHz und 60 GHz. Die niedrigen Frequenzen bieten den Vorteil einer hohen Reichweite. Bei hohen Frequenzen ist meist die verfügbare Bandbreite höher und

die Antennengröße wird geringer, wodurch sich die Integration auf einem Hochgeschwindigkeitszug vereinfacht. Da bisher keine Frequenzen für ein Bahn-Kommunikationssystem mit hohen Datenraten allokiert sind, müssen entweder Systeme mit vorhandener Frequenzzuweisung angepasst oder frei verfügbare Frequenzen genutzt werden.

Um ein Kommunikationssystem für Hochgeschwindigkeitszüge bandbreiteneffizient auszulegen, ist die realitätsnahe Modellierung des Funkkanals nötig. Die wenigen in der Literatur vorgestellten Kanalmodelle für Hochgeschwindigkeitszüge unterliegen folgenden Beschränkungen:

- [**BM⁺06**]: bietet ein Kanalmodell für eine Hochgeschwindigkeitszug-zu-Satellit-Verbindung basierend auf einem strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell.
- [**Fis02**]: berechnet den Funkkanal zur Optimierung der Basisstationspositionen in der speziellen Umgebung der Transrapid-Versuchsanlage Emsland.
- [**MC⁺07, MG96**]: verwenden elementare Zweistrahlttheorie. Dieser Ansatz besitzt die Einschränkung, dass die Antennen direkt vorne oder hinten am Zug angebracht sein müssen. Darüber hinaus werden keine Mehrwegpfade durch Objekte in der Umgebung (Oberleitungsmasten, Lärmschutzwände etc.) berücksichtigt.
- [**Goe95**]: stellt ein empirisches Modell basierend auf Messdaten vor, welches jedoch nur für die Frequenz 900 MHz sowie offene Umgebung und Tunnel gilt.
- [**Hay92**]: Das vorgestellte schmalbandige Kanalmodell ist aus Ergebnissen einer Messung bei 1,5 GHz abgeleitet. Wie beim Okumura-Hata-Modell [GW98] werden Pfadverlust-Kurven entsprechend der Messwerte angepaßt. Daher ist nur eine eingeschränkte Charakterisierung des Kanals ohne Berücksichtigung der Umgebung möglich. Die zeitvarianten und frequenzselektiven Eigenschaften des Funkkanals werden vernachlässigt.
- [**GZ05**]: Zeitvariantes und frequenzselektives Modell aus Messungen bei 1,8 GHz. Die Messung wurde allerdings nicht über eine Antenne auf einem Zug vorgenommen, sondern mit einer Antenne auf einem kleinen Messwagen, der neben der Trasse bewegt wurde. Es handelt sich um eines der besten verfügbaren Modelle, ist allerdings in der Frequenz auf 1,8 GHz beschränkt.

Zusammenfassend wird festgestellt, dass Kanalmodelle zur Beschreibung der Eigenschaften des Funkkanals für Hochgeschwindigkeitszüge in der Literatur nur wenige Frequenzen und spezielle Umgebungen abdecken. Meist basieren die vorgeschlagenen Modelle auf einfachen Abschätzungen, beziehen keine Objekte in der Trassenumgebung (Mehrwegeausbreitung) mit ein und sind unzureichend verifiziert. Ein umfassendes Kanalmodell zur zeitvarianten und frequenzselektiven Charakterisierung des Funkkanals von Hochgeschwindigkeitszügen für verschiedene Frequenzen existiert bisher nicht. Sonst übliche Kanalmodelle können nicht verwendet werden, da Zugtrassen

Umgebungen mit speziellen Eigenschaften darstellen. Sie enthalten typische Objekte wie Oberleitungsmasten und sind entlang der Trasse ausgerichtet. Daher wird ein Kanalmodell benötigt, das diesen speziellen Eigenschaften Rechnung trägt.

Bezüglich günstiger Modulationstechniken für ein drahtloses Kommunikationssystem für Hochgeschwindigkeitszüge wird bereits in der Literatur Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) [BM⁺06, BC⁺05] vorgeschlagen. Der Vorteil dieser Technik ist die besonders effiziente Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Bandbreite sowie die Unempfindlichkeit gegenüber Inter-Symbolinterferenz.

1.3 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit

In dieser Arbeit wird ein neuartiges Kanalmodell zur Bestimmung der speziellen Eigenschaften des Funkkanals für Hochgeschwindigkeitszüge vorgestellt. Zur Kanalmodellierung werden typische und für die Wellenausbreitung relevante Umgebungen herangezogen und diese mittels eines strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells simuliert. Das Kanalmodell kann je nach Wahl der Umgebungsparameter für beliebige Frequenzen angepasst werden. In dieser Arbeit werden 5,2 GHz und 24,125 GHz als Mittenfrequenz eines Kommunikationssystems für Hochgeschwindigkeitszüge vorgeschlagen, unter der Annahme, dass erst ab Frequenzen von 1 GHz die benötigten Bandbreiten für eine hochdatenratige Kommunikation zur Verfügung stehen. Die Bänder für Wireless Local Area Network (WLAN) bei 5,2 GHz bzw. Industrial Scientific Medical (ISM) Anwendungen bei 24,125 GHz könnten mit der vorgegebenen geringen Sendeleistung genutzt werden. Die Übertragung wird aus Gründen der Bandbreiteneffizienz mittels OFDM vorgenommen. Die Beurteilung der Funkkanäle wird vor dem Hintergrund eines OFDM-Systems vorgenommen.

Entgegen dem in der Literatur verfolgten zellularen Ansatz, wird in dieser Arbeit erstmalig ein Gleichwellennetz-System zur Kommunikation mit Hochgeschwindigkeitszügen vorgestellt. Dieses bietet den Vorteil, dass aufwändige Handover-Prozesse entfallen. Zwei Züge im gleichen Abschnitt können über die Frequenz getrennt werden.

Die Arbeit gliedert sich wie folgt: Im Anschluss an die Einleitung werden in Kapitel 2 der Funkkanal und seine Kenngrößen beschrieben, wie sie in dieser Arbeit verwendet werden.

Kapitel 3 führt in OFDM ein und zeigt die speziellen Herausforderungen auf, die für OFDM im Funkkanal von Hochgeschwindigkeitszügen auftreten. Darüber hinaus werden die Auswirkungen des zeitvarianten und frequenzselektiven Funkkanals auf ein OFDM-System beschrieben. Die Untersuchung der Robustheit von OFDM in hochmobilen Funkkanälen unter Einsatz kompensierender Maßnahmen ist Thema der Forschung [Vog06, KK⁺07], wird in dieser Arbeit jedoch nicht behandelt.

Die Funkkanalmodellierung wird in Kapitel 4 beschrieben. Nach der Einführung des strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells, werden typische Umgebungen und die speziellen Eigenschaften von Hochgeschwindigkeitsstrecken vorgestellt. Im Weiteren

werden Simulationsergebnisse mit einer Mobilstation und einer Basisstation erläutert, welche die Grundlage für die Betrachtungen in einem Kommunikationssystem auf Gleichwellennetzbasis bilden. Zum Abschluss wird das in der Literatur noch nicht bekannte Prinzip des lokalen Gleichwellennetzes für Hochgeschwindigkeitszüge vorgestellt, Betrachtungen zur Beschleunigung der Simulation durch Interpolation durchgeführt und der Einfluss der Oberleitungsmasten untersucht.

In Kapitel 5 wird gezeigt, dass das in Kapitel 4 eingeführte Kanalmodell die Eigenschaften des Funkkanals von Hochgeschwindigkeitszügen nachbildet. Das Kanalmodell wird durch den Vergleich von gemessenen und simulierten Daten verifiziert.

Kapitel 6 verdeutlicht erstmalig anhand von Simulationen die Veränderungen der Kanalkenngrößen für verschiedene Systemkonstellationen (Wahl der Polarisierung, Frequenz, Antennen) und gibt Systemsimulationen für ein beispielhaftes realistisches OFDM-Kommunikationssystem für Hochgeschwindigkeitszüge wieder. Am Ende des Kapitels werden die Zusammenhänge und Auswirkungen des Funkkanals auf OFDM-Systeme als richtungsweisende Empfehlungen zur Systemauslegung zusammengestellt.

Die Zusammenfassung in Kapitel 7 gibt einen abschließenden Überblick der Erkenntnisse und bedeutenden Errungenschaften dieser Arbeit.

Kapitel 2

Beschreibung des Funkkanals

Der Funkkanal dient in einem drahtlosen Kommunikationssystem als Übertragungsmedium zur Übermittlung eines Signals von einem Sender zu einem Empfänger. Er beinhaltet nicht nur das Verhalten der elektromagnetischen Wellen in der Umgebung, sondern schließt auch die Charakteristiken der Sende- und Empfangsantenne mit ein. Zu Beginn wird erläutert, welchen Einflüssen der Funkkanal unterliegt und wie diese beschrieben werden können. Anschließend werden mit Hilfe der Systemtheorie die Kanalfunktionen und Kenngrößen definiert, die in dieser Arbeit verwendet werden.

2.1 Mehrwegeausbreitung

Bei der Übertragung elektromagnetischer Wellen von einem Sender zu einem Empfänger kommt es durch in der Umgebung vorhandene Objekte zu Mehrwegeausbreitung. Die M unterschiedlichen Ausbreitungswege heißen Pfade. Bild 2.1 zeigt eine schematische Umgebung. Die verschiedenen eingezeichneten Linien zwischen Sender und Empfänger entsprechen den Ausbreitungspfaden. Jeder einzelne Pfad besitzt eine Amplitude A_m und Phase φ_m , welche von der Art und Häufigkeit seiner Interaktionen mit Objekten in der Umgebung (z.B. Reflexion, Beugung, Streuung, siehe Abschnitt 4.1.1) sowie der Pfadlänge abhängen. Die gesamten M Pfade treffen schließlich am Empfänger ein, wo deren komplexe Teilspannungen $V_{R,m}$ zur komplexen Empfangsspannung V_R addiert werden.

$$V_R = \sum_{m=1}^M V_{R,m} = \sum_{m=1}^M A_m \cdot e^{j\varphi_m} \quad (2.1)$$

Gleichung (2.1) entspricht einer vereinfachten Darstellung des komplexen Zusammenhangs, denn die Pfadanzahl, Amplitude und Phase der Pfade und demnach die Empfangsspannung ändern sich über der Zeit, dem Ort und der Frequenz.

Die Änderung über der Frequenz wird Frequenzselektivität genannt und entsteht durch die Mehrwegeausbreitung. Aus Phasensprüngen durch Interaktionen mit Objekten und insbesondere der Länge der Ausbreitungspfade sowie der Übertragungsfrequenz resultiert die Phase der Teilspannungen. Für verschiedene Übertragungsfrequenzen ergeben sich daher verschiedene Phasenkombinationen der Teilspannungen, die sich konstruktiv oder destruktiv addieren können (Mehrwegeinterferenz).

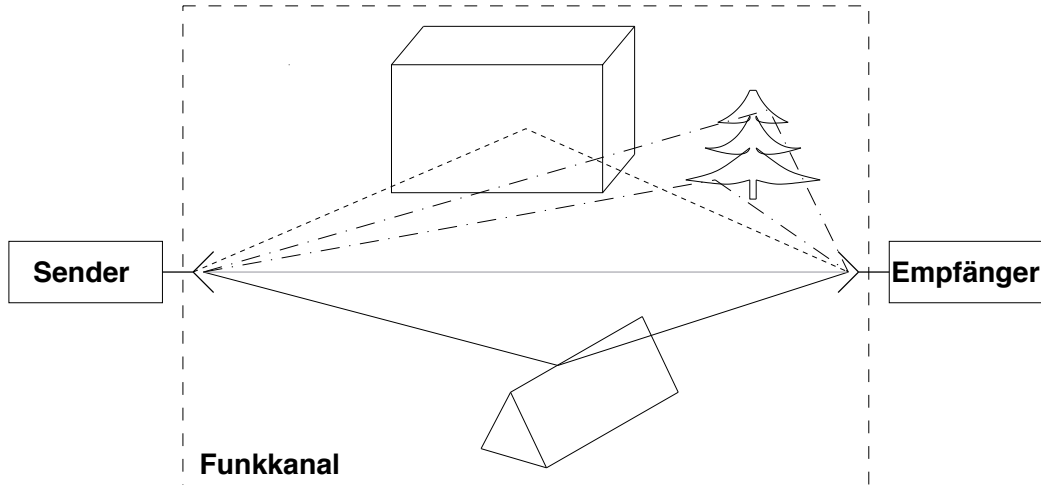


Bild 2.1: Bestandteile eines drahtlosen Kommunikationssystems: Sender, Funkkanal mit Mehrwegeausbreitung und Empfänger

Die zeitliche Änderung (Zeitvarianz) der Empfangsspannung stammt von sich ändernden Umgebungsbedingungen. Hinzu kommt die eigene Bewegung von Sender und / oder Empfänger im mobilen Funkkanal. Beispiele für veränderliche Ausbreitungsbedingungen sind die Abschattung durch andere Objekte, Wetterumschwünge (Regen, Nebel) und Jahreszeiten (Schnee, Eis, Belaubungsgrad der Bäume). Diese verändern die Anzahl der Pfade oder deren Amplitude und Phase meist langsam. Die Bewegung des Senders und / oder des Empfängers verursachen hingegen meist eine schnelle Änderung der Empfangsspannung V_R .

Im Folgenden wird der Fall eines bewegten Empfängers und der dadurch erzeugte Doppler-Effekt beschrieben, da dies für die weitere Arbeit relevant ist. Außer der Zeitvarianz aufgrund der zeitlich veränderlichen Ausbreitungsbedingungen erfährt ein bewegter Empfänger eine sich ändernde Mehrwegeinterferenz durch die Änderung seines Ortes. Er bewegt sich durch ein räumliches Interferenzmuster hindurch. Da die Bewegung über der Zeit erfolgt, wird dieser Effekt der Zeitvarianz zugerechnet.

Die Empfangsspannung variiert aus den gerade erläuterten Gründen über der Zeit, dem Ort und der Frequenz. Bild 2.2 zeigt beispielhaft den Verlauf des Betrags eines Übertragungsfaktors $|H^{TP}|$ (entspricht der Empfangsspannung normiert auf die Sendespannung) über der Zeit. Das Gesamtsignal kann in zwei Anteile, den schnellen Schwund und den langsamen Schwund, aufgeteilt werden (siehe Abschnitt 2.4). Im Fall eines bewegten Empfängers entspricht die zeitliche Veränderung einer örtlichen Veränderung, d.h. die Zeitachse ist äquivalent zu einer Ortsachse.

2.2 Doppler-Effekt

Bewegung im Funkkanal verursacht den sogenannten Doppler-Effekt¹. Die Beschreibung des Doppler-Effektes beschränkt sich auf den Fall eines bewegten Empfängers

¹Der Doppler-Effekt ist benannt nach und erstmals 1842 für optisches Licht von Sternen beschrieben von dem österreichischen Physiker und Mathematiker Christian Doppler (1803-1853) [KGS93].

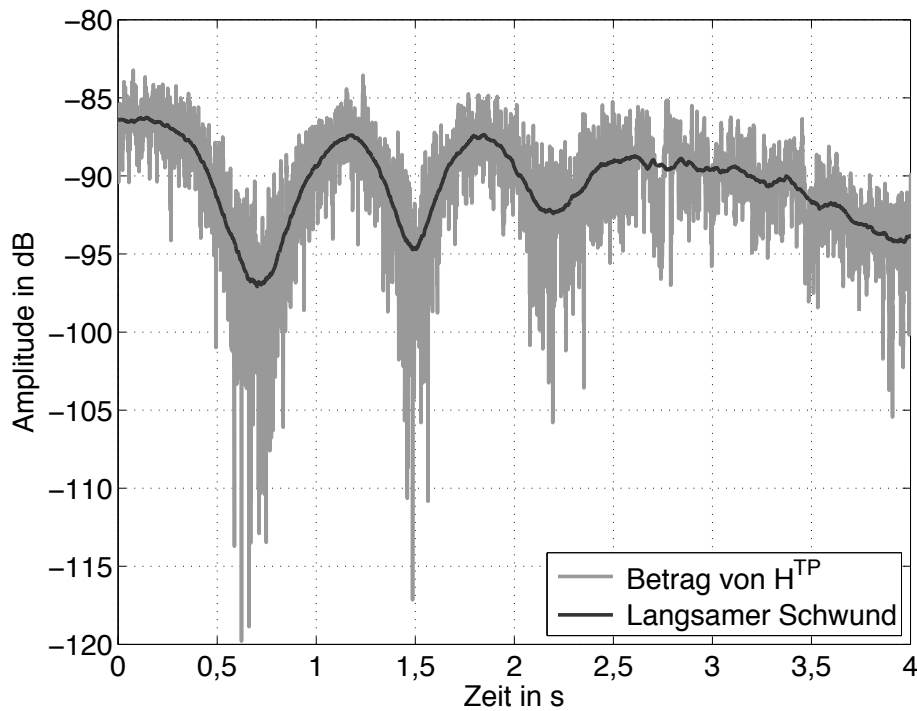


Bild 2.2: Betrag des Übertragungsfaktors $|H^{\text{TP}}|$ und langsamer Schwund über der Zeit

und stationären Senders, da dieses Szenario der weiteren Arbeit zu Grunde liegt. Empfängt ein mobiler Empfänger eine elektromagnetische Welle von einem stationären Sender, so erfährt die Sendefrequenz f durch die relative Bewegung von Sender und Empfänger eine Frequenzverschiebung um die Doppler-Frequenz. Aus der Sendefrequenz f folgt mit der Lichtgeschwindigkeit c die Wellenlänge $\lambda = \frac{c}{f}$. Die Graphik in Bild 2.3 verdeutlicht den Zusammenhang. Der Empfänger Rx bewegt sich mit einer absoluten Geschwindigkeit v_{abs} . Zur Doppler-Verschiebung trägt nur die Geschwindigkeit des Empfängers relativ zum Sender Tx bei. Diese wird über den Winkel α zwischen der direkten Verbindung von Tx und Rx und der Bewegungsrichtung von Rx bestimmt. Die relative Geschwindigkeit v_{rel} beträgt:

$$v_{\text{rel}} = v_{\text{abs}} \cdot \cos \alpha \quad (2.2)$$

Durch die Bewegung des Empfängers relativ zum Sender, ändert sich deren Entfernung r mit der Zeit $\frac{dr}{dt}$. Daraus folgt eine Phasenänderung $\frac{d\varphi}{dt} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{dr}{dt}$, aus der sich die Doppler-Kreisfrequenz ω_D und die Doppler-Frequenz f_D bestimmt:

$$\begin{aligned} \omega_D &= \frac{d\varphi}{dt} = 2\pi f_D \\ f_D &= \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{\lambda} \frac{dr}{dt} = \frac{f}{c} v_{\text{abs}} \cos \alpha \\ f_D &= \frac{v_{\text{rel}} f}{c} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Wenn sich der Empfänger auf den Sender zubewegt, resultiert daraus eine positive

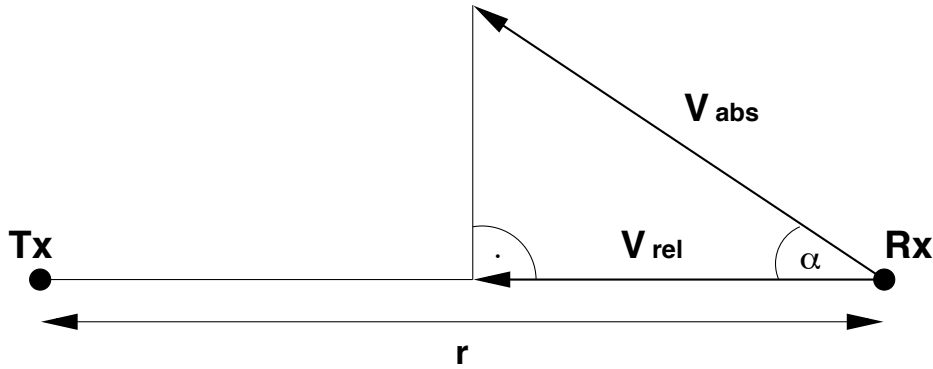


Bild 2.3: Doppler-Effekt mit stationärem Sender Tx und bewegtem Empfänger Rx

Doppler-Frequenz. Bewegt sich der Empfänger vom Sender weg, ist die Doppler-Frequenz negativ und bei einer Bewegung parallel zum Sender verschwindet die Doppler-Frequenz, da die relative Geschwindigkeit null ist.

Im Fall von Mehrwegeausbreitung gilt die Gleichung (2.3) für den direkten Pfad zwischen Sender und Empfänger. Für Ausbreitungspfade mit Interaktionen an Umgebungsobjekten gilt Gleichung (2.3) analog. Sie bezieht sich dann jedoch nicht mehr auf den Sender, sondern auf die Position des letzten Interaktionspunkts vor dem bewegten Empfänger.

2.3 Funktionen zur Beschreibung des Funkkanals

Eine vorteilhafte Art der Beschreibung des Funkkanals stammt aus der Systemtheorie. Diese besagt ganz allgemein, dass ein Ausgangssignal aus einem Eingangssignal entsteht, welches durch ein Filter tritt. Dementsprechend kann der Funkkanal als lineares, zeitvariantes Filter im Zeitbereich und Frequenzbereich beschrieben werden [Bel63, Par92, Pät02]. Daraus resultieren vier verschiedene, aber mittels der Fourier-Transformation ineinander überführbare Funktionen des Übertragungssystems: die zeitvariante Kanalimpulsantwort, die zeitvariante Übertragungsfunktion, die Dopplervariante Impulsantwort und die Dopplervariante Übertragungsfunktion. Aus diesen Systemfunktionen lassen sich alle Kenngrößen des Funkkanals herleiten. Ein Funkkanal verhält sich prinzipiell wie ein Bandpasssystem. Nur innerhalb einer bestimmten Bandbreite um eine Mittenfrequenz f_0 wird Energie übertragen. Die Bandbreite ergibt sich einerseits aus den Vorgaben der staatlichen Regulierungsbehörde (Bundesnetzagentur [Bun08b] in Deutschland) und auf Grund technischer Beschränkungen (begrenzte Bandbreite der Antennen sowie der Bauteile im Sender und im Empfänger). Zur vereinfachten Darstellung wird das reelle Bandpasssignal mittels eines komplexen äquivalenten Tiefpasssignals beschrieben [GW98]. Ob die systemtheoretische Beschreibung des Funkkanals als Bandpasssystem oder ob die äquivalente Tiefpassdarstellung im Basisband erfolgt, spielt keine Rolle. Da im Weiteren auf Funktionen im Basisband zurückgegriffen wird, erfolgt in den folgenden Abschnitten die Vorstellung der Systemfunktionen bereits in der äquivalenten Tiefpassdarstellung, angelehnt an [Pät02]. Die äquivalenten Tiefpassfunktionen sind durch den Hochindex ^{TP} ge-

kennzeichnet. Anschließend werden aus den Systemfunktionen die in den folgenden Kapiteln verwendeten Kanalkenngrößen abgeleitet.

2.3.1 Zeitvariante Kanalimpulsantwort

Um die Kanalimpulsantwort eines Funkkanals zu einem Zeitpunkt t zu bestimmen, erfolgt am Eingang (Sender) eine Anregung des Kanals durch einen Delta-Impuls. Am Ausgang (Empfänger) treffen, bedingt durch die Mehrwegeausbreitung, zeitverzögerte und modifizierte Kopien des Ursprungssignals ein. Für die Anregung zu verschiedenen Zeitpunkten t , variiert die Impulsantwort. Der zeitvariante Übertragungsvorgang ist in Gleichung (2.4) angegeben.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau) h^{\text{TP}}(\tau, t) d\tau \quad (2.4)$$

Die zeitvariante Kanalimpulsantwort $h^{\text{TP}}(\tau, t)$ eines Funkkanals wirkt als Filterfunktion auf ein beliebiges Eingangssignal $x(t)$ und verursacht das Ausgangssignal $y(t)$. τ bezeichnet die Verzögerungszeit. Gleichung (2.4) entspricht einer Faltung von x und h^{TP} im Zeitbereich. Statt zwischen $-\infty$ und $+\infty$ liegen die Integrationsgrenzen in realen Systemen zwischen 0 und T . Das Kausalitätsprinzip definiert die untere Grenze, bei der das Eingangssignal einsetzt. Vor diesem Zeitpunkt kann kein Ausgangssignal vorhanden sein. Bei einer realen Messung ist die Messdauer auf eine Zeitspanne T begrenzt, welche die obere Grenze angibt. Die zeitvariante Kanalimpulsantwort erlaubt Aussagen über die Zeitverzögerungen im Funkkanal. Die Kennfunktionen und Kenngrößen Leistungsverzögerungsspektrum, Impulsverbreiterung und mittlere Verzögerungszeit werden aus der zeitvarianten Kanalimpulsantwort berechnet (siehe Abschnitt 2.6.2).

2.3.2 Zeitvariante Übertragungsfunktion

Die Fourier-Transformierte der Kanalimpulsantwort $h^{\text{TP}}(\tau, t)$ über der Größe τ wird zeitvariante Übertragungsfunktion $H^{\text{TP}}(f, t)$ genannt.

Es gilt $h^{\text{TP}}(\tau, t) \circ \longrightarrow H^{\text{TP}}(f, t)$:

$$H^{\text{TP}}(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h^{\text{TP}}(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.5)$$

Die Bestimmung der zeitvarianten Übertragungsfunktion bei der Frequenz f_0 erfolgt mittels einer harmonischen Schwingung über der Zeit als Eingangssignal:

$$x(t) = A \cdot e^{j2\pi f_0 t} \quad (2.6)$$

A bezeichnet die Amplitude und f_0 die Frequenz der Schwingung. Gleichung (2.6) eingesetzt in Gleichung (2.4) führt zu:

$$y(t) = A \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} h^{\text{TP}}(\tau, t) e^{j2\pi f_0(t-\tau)} d\tau \quad (2.7)$$

$$= A \cdot e^{j2\pi f_0 t} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} h^{\text{TP}}(\tau, t) e^{-j2\pi f_0 \tau} d\tau \quad (2.8)$$

$$= A \cdot e^{j2\pi f_0 t} \cdot H^{\text{TP}}(f_0, t) \quad (2.9)$$

Für beliebige zeitkontinuierliche Eingangssignale $x(t)$ gilt:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) H^{\text{TP}}(f, t) e^{j2\pi f t} df \quad (2.10)$$

Wobei $X(f)$ die Fourier-Transformierte des Eingangssignals $x(t)$ ist. Die wichtigsten Kenngrößen, die aus der zeitvarianten Übertragungsfunktion abgeleitet werden, sind die Kohärenzbandbreite und die Kohärenzzeit (siehe Abschnitte 2.5.1 und 2.6.1).

Darüber hinaus werden aus $H^{\text{TP}}(f_0, t)$ bei einer Frequenz f_0 der langsame und schnelle Schwund berechnet. Der schnelle Schwund trifft Aussagen zu den Funktionen der Wahrscheinlichkeitsdichte des Pegels und der Pegelunterschreitungsrate (siehe Abschnitt 2.4).

2.3.3 Doppler-variante Impulsantwort

Um die Eigenschaften im Hinblick auf die Zeitverzögerung und die Doppler-Frequenz f_D in einer Funktion zu erfassen, wird als Nächstes die Doppler-variante Impulsantwort $s(\tau, f_D)$ eingeführt. Hierbei handelt es sich auch um eine Fourier-Transformierte der Kanalimpulsantwort $h^{\text{TP}}(t, \tau)$. Im Gegensatz zur zeitvarianten Übertragungsfunktion findet die Fourier-Transformation über den Parameter Zeit t statt und nicht über die Verzögerungszeit τ .

Das bedeutet $h^{\text{TP}}(\tau, t) \circ \longrightarrow s(\tau, f_D)$ und somit:

$$s(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} h^{\text{TP}}(\tau, t) e^{-j2\pi f_D t} dt \quad (2.11)$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau) s(\tau, f_D) e^{j2\pi f_D t} df_D d\tau \quad (2.12)$$

Dieser Zusammenhang beschreibt das Ausgangssignal $y(t)$ als Summe von verzögerten, gewichteten und Doppler-verschobenen Kopien des Eingangssignals. Die Doppler-variante Impulsantwort beschreibt das dispersive Verhalten des Kanals im Hinblick auf beide Effekte, die Zeitverzögerung und die Frequenzverschiebung.

2.3.4 Doppler-variante Übertragungsfunktion

Zur Beschreibung des zeitvarianten Verhaltens des Funkkanals steht die Kanalfunktion $T(f, f_D)$ zur Verfügung. Die Doppler-variante Übertragungsfunktion $T(f, f_D)$ entsteht durch die zweidimensionale Fourier-Transformation der Kanalimpulsantwort, also entweder $h^{\text{TP}}(\tau, t) \circ \bullet \bullet H^{\text{TP}}(f, t) \circ \bullet \bullet T(f, f_D)$ oder $h^{\text{TP}}(\tau, t) \circ \bullet \bullet s(\tau, f_D) \circ \bullet \bullet T(f, f_D)$

$$T(f, f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h^{\text{TP}}(\tau, t) e^{-j2\pi(f_D t + f\tau)} d\tau dt \quad (2.13)$$

Im Frequenzbereich folgt damit der Zusammenhang:

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f - f_D) T(f - f_D, f_D) df_D \quad (2.14)$$

In dieser Darstellung repräsentiert $X(f)$ das Eingangsspektrum und $Y(f)$ das Ausgangsspektrum. Das Ausgangsspektrum besteht aus Doppler-verschobenen und gefilterten Kopien des Eingangsspektrums. Da in $T(f, f_D)$ keinerlei Abhängigkeit von der Zeit t enthalten ist, gilt die Annahme, dass sich die Frequenzanteile über der Beobachtungsdauer nicht ändern. Aus der Doppler-varianten Übertragungsfunktion werden das Doppler-Spektrum, die Doppler-Verbreiterung und die mittlere Doppler-Verschiebung berechnet (siehe Abschnitt 2.5.2).

2.3.5 Zusammenhang der Systemfunktionen

Die vier Kennfunktionen des Funkkanals können durch Fourier-Transformation und inverse Fourier-Transformation ineinander übergeführt werden. Die gegenseitigen Abhängigkeiten verdeutlicht Bild 2.4. Die Transformationsgrößen, über welche die jeweilige Fourier-Transformation durchgeführt wird, stehen neben den Transformationszeichen.

2.4 Langsamer und schneller Schwund

Die zeitvariante Übertragungsfunktion $H^{\text{TP}}(f, t)$ des Funkkanals beschreibt die Variation des Funkkanals über der Zeit und der Frequenz. Unter Vernachlässigung der Frequenzabhängigkeit bzw. der Beschränkung auf eine repräsentative Frequenz f_0 geht der komplexe Übertragungsfaktor $H^{\text{TP}}(f_0, t)$ hervor, im Weiteren kurz H^{TP} genannt. Im Fall der Betrachtung im äquivalenten Basisband wird $f_0 = 0$ Hz gewählt. Der Betrag des komplexen Übertragungsfaktors $|H^{\text{TP}}(t)|$ besteht aus einem langsam und einem schnell veränderlichen Anteil, dem langsamen $l(t)$ und dem schnellen Schwund $s(t)$ (engl. long-term fading und short-term fading).

$$|H^{\text{TP}}(t)| = l(t) \cdot s(t) \quad (2.15)$$

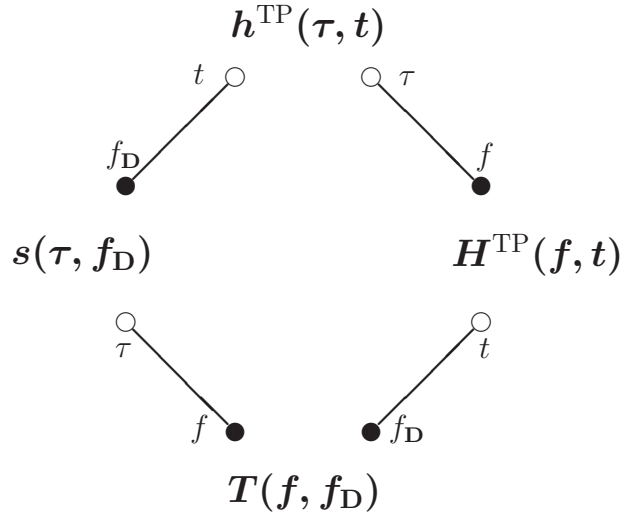


Bild 2.4: Zusammenhang der Kennfunktionen des Funkkanals über die Fourier-Transformation mit Angabe der Transformationsgrößen

Die Unterscheidung nach langsamem und schnellem Schwund stammt von dem unterschiedlichen Charakter der Mehrwegeausbreitung (siehe Abschnitt 2.1). Ein Beispiel zum Betrag eines Übertragungsfaktors und des entsprechenden langsamen Schwundes ist in Bild 2.2 dargestellt.

Der schnelle Schwund $s(t)$ beschreibt die kurzzeitigen Schwankungen der Empfangsspannung bzw. des Übertragungsfaktors, die durch Interferenzen unterschiedlicher Mehrwegesignale hervorgerufen werden. Aus diesem Grund wird der schnelle Schwund häufig als Interferenzschwund bezeichnet. Der langsame Schwund $l(t)$ hingegen resultiert aus Veränderungen der Umgebung, des Wetters oder der Variation des Abstandes zwischen Sender und Empfänger. Aus einer simulierten oder gemessenen Kanalimpulsantwort können die Anteile des langsamen und schnellen Schwundes durch Mittelung über eine geeignete Zeitdauer vor und nach dem zu bestimmenden Wert extrahiert werden. Die Länge der verwendeten Zeitdauer w_{λ} , auch als Fenster bezeichnet, beträgt zwischen 40 und 200 Wellenlängen [Lee82]. In dieser Arbeit wird durchgehend eine Fensterbreite von 40λ verwendet. Mit einer Trägerfrequenz f_c , einer Geschwindigkeit der Mobilstation v_{MS} und der Lichtgeschwindigkeit c folgt die Dauer des zeitlichen Fensters w :

$$w = \frac{w_{\lambda} c}{v_{\text{MS}} f_c} \quad (2.16)$$

Zur Gewinnung des langsamen Schwundes wird der komplexe Wert des Übertragungsfaktors verwendet und im beidseitigen Zeitfenster um diesen herum alle Werte gemittelt:

$$l(t) = \frac{1}{2w} \int_{t-w}^{t+w} |H^{\text{TP}}(\xi)| d\xi \quad (2.17)$$

Für zeitdiskrete Systeme $H^{\text{TP}}(t_k)$, wie sie durch Messungen oder Simulationen zu diskreten Zeitschritten t_k mit der Abtastfrequenz f_A gegeben sind, bestimmt w_{t_k} die

Anzahl der Werte zur Mittelung:

$$w_{t_k} = w \cdot f_A \quad (2.18)$$

Die Integration aus Gleichung (2.17) vereinfacht sich zu einer Summation:

$$l(t_k) = \frac{\sum_{i=t_k-w_{t_k}}^{t_k+w_{t_k}} |H^{\text{TP}}(i)|}{2w_{t_k} + 1} \quad (2.19)$$

Aus (2.15) und (2.17) bzw. (2.19) kann der schnelle Schwund für zeitkontinuierliche bzw. zeitdiskrete Systeme bestimmt werden.

$$s(t) = \frac{|H^{\text{TP}}(t)|}{l(t)} \quad \text{bzw.} \quad s(t_k) = \frac{|H^{\text{TP}}(t_k)|}{l(t_k)} \quad (2.20)$$

Bei s handelt es sich um ein mittelwertfreies Signal, aus welchem die kumulative Verteilungsfunktion (CDF, engl. Cumulative Distribution Function) sowie die Pegelunterschreitungsrate (LCR, engl. Level Crossing Rate) berechnet wird [Mau05, Lee82].

Kumulative Verteilungsfunktion CDF: Die CDF gibt die Wahrscheinlichkeit an, mit der die Pegelwerte unter die auf der Abszisse aufgetragenen Werte fallen. Die Werte der Ordinate liegen somit zwischen 0 und 1. Mit Hilfe der kumulativen Verteilungsfunktion

$$F_s(a_s) = \int_0^{a_s} p_s(x) dx \quad (2.21)$$

läßt sich die Wahrscheinlichkeit für Fadingeinbrüche in Abhängigkeit von der Tiefe des Schwundes berechnen. Sie wird aus der zum schnellen Schwund $s(t)$ gehörenden Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion p_s bestimmt und gibt die Unterschreitungswahrscheinlichkeit F_s einer Amplitudenschwelle a_s an.

Pegelunterschreitungsrate LCR: Die LCR

$$L_s(a_s) = \frac{N_u(a_s)}{T} \quad (2.22)$$

kann als weitere Kenngröße zur Beschreibung des schnellen Schwundes $s(t)$ genutzt werden. Die Pegelunterschreitungsrate zeigt an, wie häufig pro Sekunde ein Pegelwert auf der Abszisse negativ gekreuzt wird. D.h. es wird gezählt, wie oft die jeweilige Amplitudenschwelle a_s pro Sekunde vom schnellen Schwund innerhalb der Zeitdauer T in negativer Richtung durchschritten wird. Die Häufigkeit der Unterschreitungen wird mit N_u bezeichnet.

2.5 Kenngrößen der Zeitvarianz

Durch die Zeitvarianz wird die Zeitabhängigkeit des Funkkanals beschrieben, die sich aufgrund eines bewegten Senders und / oder Empfängers und der sich zeitlich ändernden Ausbreitungsbedingungen ergibt. Bei ortsfestem Sender und Empfänger kann sich eine Zeitvarianz des Kanals durch bewegte Objekte im Szenario einstellen. Die Zeitvarianz kann durch mehrere Kenngrößen angegeben werden, die aus den gerade eingeführten Systemfunktionen $H^{\text{TP}}(f, t)$ und $T(f, f_D)$ berechnet werden. So wird zur Beschreibung im Zeitbereich die zeitliche Autokorrelationsfunktion (AKF) und die Kohärenzzeit aus $H^{\text{TP}}(f, t)$ verwendet. Für die Beschreibung im Frequenzbereich werden das Doppler-Spektrum mit den Kenngrößen mittlere Doppler-Verschiebung und Doppler-Verbreiterung aufgezeigt, welche im Zusammenhang mit $T(f, f_D)$ stehen.

2.5.1 Zeitliche AKF und Kohärenzzeit

Der komplexe Übertragungsfaktor $H^{\text{TP}}(t)$ (für eine Frequenz $f = f_0$ aus $H^{\text{TP}}(f, t)$) unterliegt zeitlichen Schwankungen in Betrag und Phase. Um die Schnelligkeit dieser zeitlichen Änderungen eines Signals mit der Dauer T zu beschreiben, steht die zeitliche Autokorrelationsfunktion r_{HH}^t [GW98] zur Verfügung:

$$r_{HH}^t(\Delta t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} H^{\text{TP}}(t) H^{\text{TP}*}(t - \Delta t) dt \quad (2.23)$$

Hierbei wird mit $*$ das konjugiert komplexe Signal beschrieben. Da die AKF $r_{HH}^t(\Delta t)$ Veränderungen bezüglich einer Zeitverschiebung Δt zeigt, ist sie ein Maß für die Zeitvarianz von $H^{\text{TP}}(t)$. Kleine Werte der AKF bei kleinen zeitlichen Verschiebungen Δt entsprechen einem schnell variierenden Übertragungsfaktor.

Durch Normierung mit $r_{HH}^t(0)$ erhält man den zeitlichen Autokorrelationskoeffizienten $\rho_{HH}^t(\Delta t)$, dessen maximaler Betrag gleich 1 ist:

$$\rho_{HH}^t(\Delta t) = \frac{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} H^{\text{TP}}(t) H^{\text{TP}*}(t - \Delta t) dt}{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} |H^{\text{TP}}(t)|^2 dt} \quad (2.24)$$

Ein weitere Kenngröße für die Zeitvarianz ist die Kohärenzzeit $T_{\text{Koh}, x\%}$. Mit ihr wird jene Zeitdifferenz Δt beschrieben, für welche der Autokorrelationskoeffizient erstmals eine gewisse Schranke $x\%$ unterschreitet. Häufig wird $x = \frac{1}{e} \approx 37\%$ gewählt. Falls die Kohärenzzeit in der Größenordnung der Symboldauer eines Übertragungssystems oder darunter liegt, gilt der Funkkanal als zeitselektiv.

2.5.2 Doppler-Spektrum und Doppler-Verbreiterung

Das Doppler-Spektrum $S_{TT}(f_D)$ für eine Frequenz $f = 0$ Hz im äquivalenten Basisband ergibt sich sowohl aus der Fourier-Transformation der zeitlichen AKF $r_{HH}^t(\Delta t)$ über der Zeit t , gemäß dem Theorem von Wiener-Khintchine [GW98], als auch direkt aus $T(f, f_D)$ mit $f = 0$ Hz:

$$r_{HH}^t(\Delta t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad S_{TT}(f_D) = |T(f_D)|^2 \quad (2.25)$$

Bei Mehrwegeausbreitung wird das Doppler-Spektrum umso breiter, je schneller die zeitlichen Änderungen des Kanals erfolgen.

Zur Charakterisierung des Doppler-Spektrums werden die mittlere Doppler-Verschiebung

$$\mu_{f_D} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f_D S_{TT}(f_D) df_D}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_{TT}(f_D) df_D} \quad (2.26)$$

sowie die Doppler-Verbreiterung

$$\sigma_{f_D} = 2 \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f_D^2 S_{TT}(f_D) df_D}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_{TT}(f_D) df_D} - \mu_{f_D}^2} \quad (2.27)$$

verwendet.

Wird das Doppler-Spektrum als Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion aufgefasst, so entspricht die mittlere Doppler-Verschiebung dem Mittelwert und die Doppler-Verbreiterung der zweifachen Standardabweichung des Doppler-Spektrums. Die mittlere Doppler-Verschiebung beschreibt die mittlere Frequenz, um die ein Trägersignal während der Übertragung verschoben wird. Mit der Doppler-Verbreiterung wird die mittlere Frequenzverbreiterung angegeben, welche die einzelnen Spektralanteile des Signals erfahren. Bei einer zunehmenden Doppler-Verbreiterung, können in Mehrträgersystemen Beeinträchtigungen beim Empfang des gesendeten Signals auftreten, die sogenannte Inter-Trägerinterferenz (ICI, engl. Inter Carrier Interference).

Da nach (2.25) die zeitliche AKF und das Doppler-Spektrum ein Fourierpaar bilden, lassen sich die Doppler-Verbreiterung und die Kohärenzzeit in einem Verhältnis zu

$$\sigma_{f_D} \sim \frac{1}{T_{\text{Koh},x\%}} \quad (2.28)$$

ausdrücken. Dabei verhält sich die Doppler-Verbreiterung umgekehrt proportional zur Kohärenzzeit, d.h. je zeitvarianter der Kanal bzw. je kleiner $T_{\text{Koh},x\%}$, desto größer ist die Doppler-Verbreiterung.

2.6 Kenngrößen der Frequenzselektivität

Abgeleitet aus der äquivalenten Tiefpass-Impulsantwort $h^{\text{TP}}(\tau, t)$ und der Tiefpass-Übertragungsfunktion $H^{\text{TP}}(f, t)$ kann die Frequenzselektivität eines Funkkanals durch folgende Kennfunktionen und Kenngrößen charakterisiert werden: die Frequenz-Autokorrelationsfunktion, die Kohärenzbandbreite, das Leistungsverzögerungsspektrum, die Impulsverbreiterung und die mittlere Verzögerungszeit. Diese werden im Folgenden erläutert.

2.6.1 Frequenz-AKF und Kohärenzbandbreite

Die Frequenz-Autokorrelationsfunktion $r_{HH}^f(\Delta f, t)$ ist die Kennfunktion der Frequenzselektivität. Sie ist zu einem festen Zeitpunkt t definiert durch:

$$r_{HH}^f(\Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} H^{\text{TP}}(f) H^{\text{TP}*}(f - \Delta f) df \quad (2.29)$$

Die Frequenz-AKF $r_{HH}^f(\Delta f)$ gibt die Änderung von H^{TP} zu diesem bestimmten Moment, bezüglich einer Frequenzverschiebung Δf an. Im Fall eines zusätzlich zeitvarianten Funkkanals ändert sich die Frequenz-AKF mit der Zeit. Infolgedessen hängen Gleichung (2.29) und alle daraus hervorgehenden Größen zusätzlich von der Zeit t ab. Analog zur zeitlichen AKF, kann durch Normierung der Frequenz-AKF der Frequenz-Autokorrelationskoeffizient

$$\rho_{HH}^f(\Delta f) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} H^{\text{TP}}(f) H^{\text{TP}*}(f - \Delta f) df}{\int_{-\infty}^{+\infty} |H^{\text{TP}}(f)|^2 df} \quad (2.30)$$

gewonnen werden.

Aus dem Frequenz-Autokorrelationskoeffizienten (2.30) wird die Kohärenzbandbreite $B_{\text{Koh},x\%}$ abgeleitet. Die Kohärenzbandbreite ist als jene Frequenz definiert, für die der Betrag des Korrelationskoeffizienten erstmals unter einen vorgegeben Wert $x\%$ abfällt [GW98]. Analog zur Kohärenzzeit wird für x häufig der Wert $x = \frac{1}{e} \approx 37\%$ angenommen. Falls die Kohärenzbandbreite in der Größenordnung der in einem Übertragungssystem verwendeten Kanalbandbreite oder darunter liegt, gilt der Funkkanal als frequenzselektiv.

2.6.2 Leistungsverzögerungsspektrum und Impulsverbreiterung

Zur Beschreibung des verzögerten Verlaufs des Empfangssignals bei einer pulsformigen Erregung wird das Leistungsverzögerungsspektrum $P(\tau)$ (PDP, engl. Power Delay

Profile) benutzt. Das PDP geht aus der Fourier-Transformation der Frequenz-AKF $r_{HH}^f(\Delta f)$ hervor oder lässt sich direkt aus der äquivalenten Tiefpass-Impulsantwort $h^{\text{TP}}(\tau, t)$ ableiten:

$$r_{HH}^f(\Delta f) \bullet \text{---} \circ P(\tau) = |h^{\text{TP}}(\tau)|^2 \quad (2.31)$$

Das PDP gibt die zeitliche Dispersion des Funkkanals zu einem fixen Zeitpunkt an. Daher besteht in Gleichung (2.31) keine Abhängigkeit von der Zeit t . Aus dem PDP leiten sich die mittlere Verzögerungszeit und die Impulsverbreiterung ab. Die mittlere Verzögerungszeit μ_τ des Signals zwischen Sender und Empfänger definiert sich durch die Länge der Laufzeiten der Mehrwegepfade, gewichtet mit der jeweiligen Leistung:

$$\mu_\tau = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau) d\tau} \quad (2.32)$$

Die Impulsverbreiterung σ_τ entspricht der Standardabweichung des Leistungsverzögerungsspektrums, sofern dieses als Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion aufgefasst wird:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau^2 P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau) d\tau} - \mu_\tau^2} \quad (2.33)$$

Analog zur Zeitvarianz besteht bei der Frequenzselektivität ein Zusammenhang zwischen der Impulsverbreiterung und der Kohärenzbandbreite. Dieser kann wie folgt ausgedrückt werden [GW98]:

$$\sigma_\tau \sim \frac{1}{B_{\text{Koh},x\%}} \quad (2.34)$$

Daraus folgt, daß die Impulsverbreiterung um so größer ist, je schmaler die zugehörige Kohärenzbandbreite. Für starke Frequenzselektivität resultiert eine geringe Kohärenzbandbreite und ein hoher Wert für die Impulsverbreiterung. Falls die Impulsverbreiterung in einem Übertragungssystem so groß ist, dass relevante verzögerte Signalanteile eines Symbols erst im Empfänger ankommen, wenn bereits das nachfolgende Symbol empfangen wird, entsteht Inter-Symbolinterferenz (ISI, engl. Inter Symbol Interference).

Kapitel 3

OFDM-System

Modulationstechniken für drahtlose Kommunikationssysteme können in zwei grundlegende Ansätze eingeteilt werden. Auf der einen Seite besteht die Einträger-Modulation, bei der Daten auf eine einzige Trägerfrequenz moduliert und übertragen werden. Einträger-Verfahren kommen beispielsweise in den Mobilkommunikationssystemen der zweiten und dritten Generation (GSM, UMTS) zum Einsatz.

Auf der anderen Seite existiert das Konzept der Mehrträger-Modulation. In diesem Fall werden die Daten über mehrere Subträger parallel übertragen. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) ist eine dieser Mehrträger-Modulationstechniken. Aufgrund der besonders effizienten Nutzung der Bandbreite ist OFDM als Modulationsverfahren für Hochgeschwindigkeitszug-Kommunikationssysteme interessant. Da OFDM in dieser Arbeit als grundlegendes System zum Einsatz kommt, wird es im Folgenden erläutert.

3.1 Entwicklung von OFDM

Die OFDM-Technik ist bereits seit Ende der 60er Jahre bekannt. Die Patentschrift [Cha70] von R.W. Chang enthält den Grundgedanken des Verfahrens. S.B. Weinstein und P.M. Ebert liefern 1971 in [WE71] die erste Beschreibung des OFDM-Verfahrens, wie es heute verwendet wird. Allerdings wurde das Verfahren lange Zeit nicht eingesetzt, da die im Sender und Empfänger benötigte Rechenleistung nicht verfügbar bzw. zu aufwändig war. Bevor OFDM schließlich Einzug in drahtlose Kommunikationssysteme hielt (US-Patentschrift von 1994 [FZ94]), fand es in drahtgebundenen Systemen wie Digital Subscriber Line (DSL) Anwendung.

Heutzutage wird OFDM bereits in mehreren Rundfunksystemen eingesetzt: Digital Audio Broadcast (DAB), Digital Video Broadcast Terrestrial (DVB-T), Digital Video Broadcast Handheld (DVB-H). Darüber hinaus ist es die Grundlage diverser Normen des Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) für drahtlose Kommunikation. Eine Übersicht einiger dieser Normen zeigt Tabelle 3.1. Aus der Tabelle geht hervor, dass es um so schwieriger ist eine hohe Datenrate zu erhalten, je schneller sich ein Teilnehmer bewegt. Die wohl bekannteste Anwendung von OFDM ist die Kommunikation innerhalb drahtloser lokaler Netze (engl. Wireless Local Area Network, WLAN, auch bekannt als Wireless Fidelity, Wi-Fi), welche mittlerweile in fast jedem Laptop integriert ist.

Für zukünftige Mobilkommunikations-Systeme der vierten Generation wird OFDM als aussichtsreichster Anwärter angesehen [Cor06, Gol05, RA⁺02, Lu03]. Dies hat OFDM vor allem seiner Flexibilität, sowie den Fortschritten in der Prozessortechnik zu verdanken.

3.2 Systembeschreibung

Im Gegensatz zu Einträger-Verfahren teilt OFDM einen Datenstrom auf verschiedene Subträger innerhalb der zur Verfügung stehenden Bandbreite auf. Die so entstehenden Subdatenströme werden mittels inverser diskreter Fourier-Transformation im Sender und diskreter Fourier-Transformation im Empfänger prozessiert. Bild 3.1 stellt ein OFDM-System vom Sender bis zum Empfänger schematisch dar. Ein derartiges System bietet im Fall eines frequenzselektiven Funkkanals (siehe Abschnitt 2.6.1) Vorteile, da die Bandbreite der einzelnen Subträger wesentlich geringer ist als die Gesamtbandbreite des Systems. Die Bandbreite der Subträger wird so gewählt, dass sie nicht frequenzselektiv ist, d. h. kleiner als die Kohärenzbandbreite. Durch die simultane Übertragung mehrerer Bits auf den Subträgern, verlängert sich die Symboldauer eines einzelnen Bits gegenüber dem ursprünglichen Datenstrom um die Anzahl der Subträger. Bei zu hohen Nachklingzeiten des Funkkanals (Zeitdispersion durch Mehrwegeausbreitung) können vorausgegangene Symbole das aktuelle Symbol stören. Dieser Fall wird Inter-Symbolinterferenz (engl. Inter Symbol Interference, ISI) genannt und kann durch ein geeignetes zyklisches Präfix (CP, engl. Cyclic Prefix) vermieden werden. Durch die längere Symboldauer der Bits bei OFDM verringert sich die Frequenzselektivität des Funkkanals und die Gefahr der ISI. Die Zeitvarianz wird durch lange Symboldauern allerdings verstärkt. Daher stellt sich die Frage, ob es durch Doppler-Verschiebungen und Doppler-Verbreiterung im Funkkanal zur Interferenz zwischen den Subträgern (ICI, engl. Inter Carrier Interference) kommt.

Das Herzstück eines OFDM-Systems ist die inverse diskrete Fourier-Transformation im Sender bzw. die diskrete Fourier-Transformation im Empfänger, welche in Anlehnung an Bild 3.1 formal beschrieben wird.

Ein Eingangssignal $X_n(k)$ besteht aus einer Folge bereits modulierter Codebits. Ein Serien-Parallel-Wandler teilt die Folge in n Blöcke der Länge N , wobei N der Subträgeranzahl entspricht. Ein Block (z.B. von $X_1(1)$ bis $X_1(N)$) entspricht der Datenmenge, die in einem OFDM-Nutzsymbol enthalten ist. Die Blöcke werden anschließend mittels inverser diskreter Fourier-Transformation (IDFT) transformiert. Aus der Transformation resultiert das diskrete Sendesignal im Zeitbereich $x_n(t)$, wobei der Index den n -ten Zeitschlitz bezeichnet. Formal kann $x_n(t)$ durch Gleichung (3.1) beschrieben werden.

$$x_n(t) = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \sum_{k=1}^N X_n(k) e^{j2\pi f_k t} \quad \text{mit } 0 \leq t \leq T_s \quad (3.1)$$

k steht für den Subträgerindex, der ganzzahlige Werte zwischen 1 und N annimmt. N repräsentiert die Gesamtzahl der Bits in einem OFDM-Symbol, bzw. die Subträgeranzahl. T_s bezeichnet die Symboldauer.

Tabelle 3.1: Einige IEEE-Normen für drahtlose Kommunikation, die auf OFDM basieren

Name	Norm	Frequenzband	Zweck
Wireless Local Area Network (WLAN),	IEEE 802.11 IEEE 802.11a/h	2,4 GHz 5 GHz	Datenübertragung bis zu 2 MBit/s bis zu 54 MBit/s
Wireless Fidelity (Wi-Fi)	IEEE 802.11b/g IEEE 802.11n	2,4 GHz 2,4 GHz / 5 GHz	bis zu 11 MBit/s / 54 MBit/s MIMO-Erweiterung bis zu 600 MBit/s (Entwurf)
Wireless Metropolitan Area Network (WMAN), Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX)	IEEE 802.16	2-66 GHz	bis zu 1 GBit/s für stationäre Teilnehmer (Broadband Fixed Wireless Access), bis zu 100 MBit/s für mobile Anwendungen geringer Geschwindigkeit
Mobile Broadband Wireless Access (MBWA)	IEEE 802.20	< 3,5 GHz	Mobilitätserweiterung zu IEEE 802.16, bis zu 1 MBit/s bei < 250 km/h

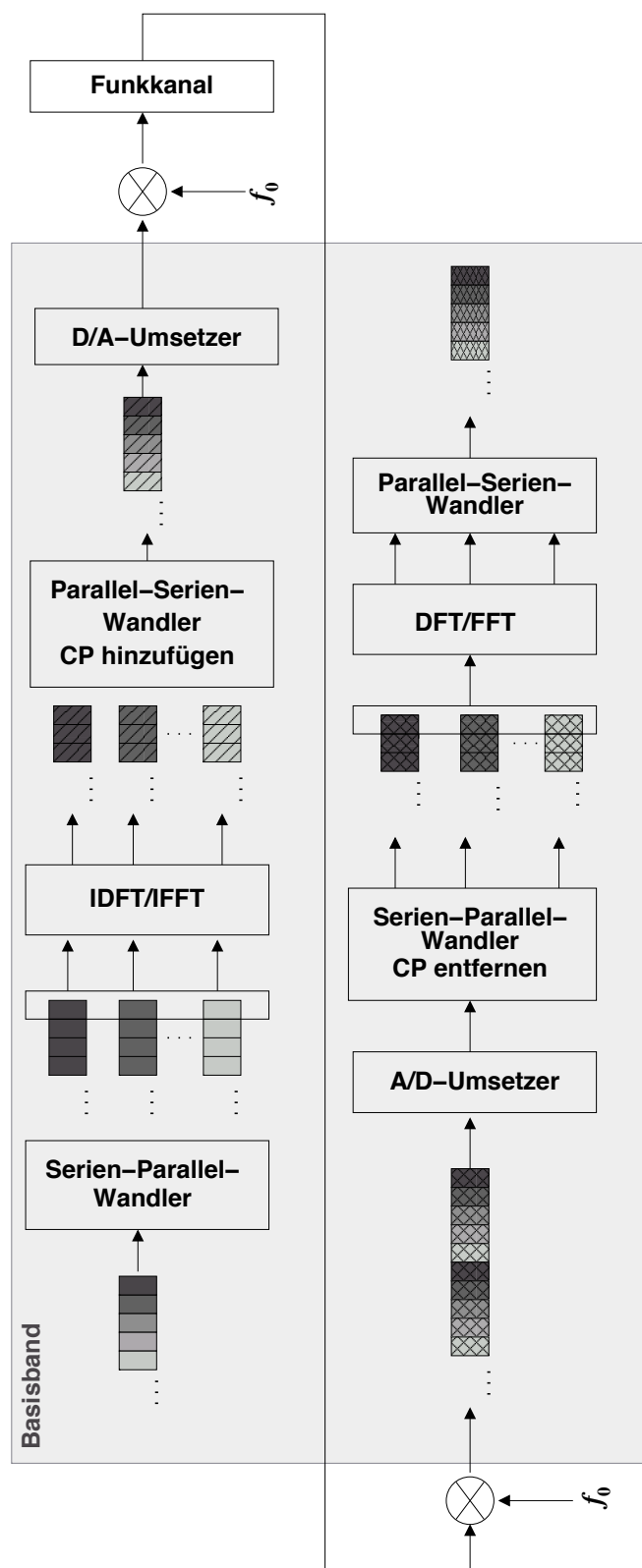


Bild 3.1: Schematische Darstellung eines OFDM-Systems vom Sender bis zum Empfänger

Für die Subträgerfrequenz f_k im Basisband gilt:

$$f_k = k \cdot \Delta f \quad (3.2)$$

Δf gibt den Subträgerabstand bei einer Kanalbandbreite des Gesamtsystems von $BW = N \cdot \Delta f$ an.

Im Weiteren wird dem Signal ein zyklisches Präfix hinzugefügt, durchläuft es einen Parallel-Serien-Wandler und wird von einem digitalen in ein analoges Signal (D/A) umgesetzt. Schließlich wird es in den Frequenzbereich der Übertragung f_0 hochgemischt und über den Funkkanal übertragen. Auf der Empfangsseite wird das Signal heruntergemischt und von einem analogen in ein digitales Signal (A/D) umgesetzt. Im Anschluss daran erfolgt eine Serien-Parallel-Wandlung und das zyklische Präfix wird wieder entfernt. Das verbliebene Signal wird mittels einer diskreten Fourier-Transformation (DFT) rücktransformiert und durchläuft anschließend einen Parallel-Serien-Wandler. In der Realität verändert der Funkkanal samt der analogen Hardware das Sendesignal $x_n(t)$, was durch eine Faltung mit der zeitvarianten Kanalimpulsantwort und additives Rauschen beschrieben werden kann [Gol05]. Mittels Kanalschätzung wird im Empfänger die ursprüngliche Bitfolge wiederhergestellt.

Aus Anschaulichkeitsgründen werden an dieser Stelle die Gleichungen für den idealen Fall der Rücktransformation im Empfänger angegeben. Im idealen Fall steht für die DFT das Originalsignal $x_n(t)$ zur Verfügung. Falls die Symboldauer der Orthogonalitätsbedingung

$$T_s = \frac{1}{\Delta f} \quad (3.3)$$

genügt, kann das OFDM-Signal im Empfänger mittels einer DFT korrekt rückgewonnen werden:

$$X_n(k) = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \sum_{t=0}^{T_s} x_n(t) e^{-j2\pi f_k t} \quad (3.4)$$

Nach Einsetzen von Gleichung (3.1) und Auflösen ergibt sich das in n OFDM-Symbole aufgeteilte Eingangssignal:

$$X_n(k) = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \sum_{t=0}^{T_s} \frac{1}{\sqrt{T_s}} \sum_{k=1}^N X_n(k) e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_k t} \quad (3.5)$$

$$= X_n(k) \quad (3.6)$$

Das ursprüngliche Eingangssignal $X_n(k)$ ist nach der Parallel-Serien-Wandlung wieder hergestellt. Im Falle einer Modifikation des gesendeten Signals durch den Funkkanal und Rauschen wird nicht die Ursprungsfolge zurückgewonnen, sondern eine veränderte Folge $\tilde{X}_n(k)$. Mit den Einflüssen des Funkkanals und der Rekonstruierbarkeit der Ursprungsfolge beschäftigen sich die Abschnitte 3.3 und 3.4.

Um die Komplexität des Senders und des Empfängers zu reduzieren, wird die IDFT durch eine inverse schnelle Fourier-Transformation (IFFT, engl. Inverse Fast Fourier Transformation) verwirklicht und die DFT durch eine schnelle Fourier-Transformation

(FFT, engl. Fast Fourier Transformation) [Gol05, Eng02]. Damit eine zirkulare Faltung, wie die FFT, bei Mehrwegeausbreitung angewendet werden kann, muss die Anzahl der Subträger eine Zweierpotenz sein und ein zyklisches Präfix eingefügt werden [Jon06, Gol05, Eng02]. Im OFDM-Sender wird das zyklische Präfix bei der Parallel-Serien-Wandlung dem Nutzsignal vorangestellt. Im Empfänger wird es bei der Serien-Parallel-Wandlung entfernt. In den folgenden beiden Unterkapiteln wird zuerst das OFDM-Signal im Zeitbereich, dann im Frequenzbereich beschrieben. Das zyklische Präfix wird im Rahmen des Zeitbereichs näher erläutert.

3.2.1 OFDM im Zeitbereich

In Bild 3.1 wird gezeigt, wie ein OFDM-Symbol im Sender erzeugt wird. Das hervorgebrachte Signal kann nach Bild 3.2 im Zeitbereich veranschaulicht werden. Das Gesamtsignal besteht aus dem OFDM-Nutzsymbol der Dauer T_s , welchem ein zyklisches Präfix der Länge T_{CP} voraus geht. In der Literatur wird häufig auch die Bezeichnung Schutzintervall (GI, engl. Guardintervall) anstelle des zyklischen Präfixes verwendet [Jon06]. Das zyklische Präfix kopiert einen Teil des erzeugten OFDM-Symbols und steht entweder vor, nach oder sowohl vor als auch nach dem Nutzsignal. In der weiteren Beschreibung wird davon ausgegangen, dass das zyklische Präfix dem OFDM-Symbol vorangestellt wird. Die Wiederholung des letzten Teils des OFDM-Symbols verleiht dem Gesamtsymbol die Periodizität, die für eine Transformation mit der effizient implementierbaren IFFT bzw. FFT vorausgesetzt wird. In einem realen Funkkanal mit Mehrwegeausbreitung treffen die gesendeten Symbole über verschiedene Ausbreitungswege unterschiedlicher Länge am Empfänger ein. Dies führt zu einer zeitlichen Aufweitung der Symbole, der Impulsverbreiterung. Mehrwegepfade, die zeitverzögert am Empfänger eintreffen, werden dank der Periodizität des CPs vollständig rücktransformiert und tragen konstruktiv zum Signal bei. Gleichzeitig dient die Zeitdauer des zyklischen Präfixes zum Abklingen des Funkkanals. Ist das zyklische Präfix länger als der signifikante Anteil der Impulsantwort, kann ISI, gegenseitige Störungen durch aufeinanderfolgende Symbole, verhindert werden [Eng02, vNP00]. Das Gesamtsignal besitzt somit die Länge:

$$T_{\text{ges}} = T_{\text{CP}} + T_s \quad (3.7)$$

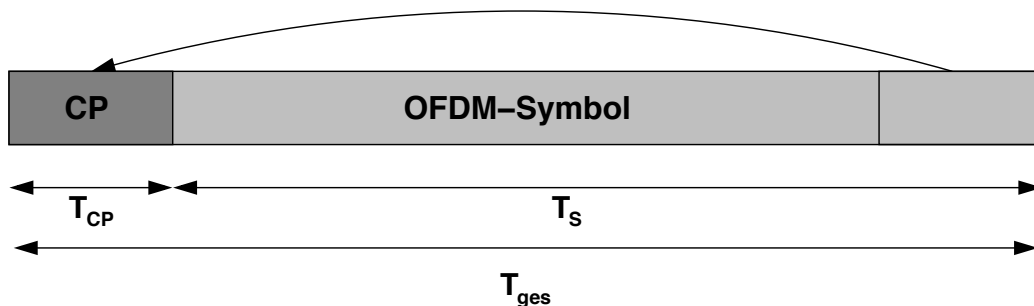


Bild 3.2: OFDM-Symbol im Zeitbereich

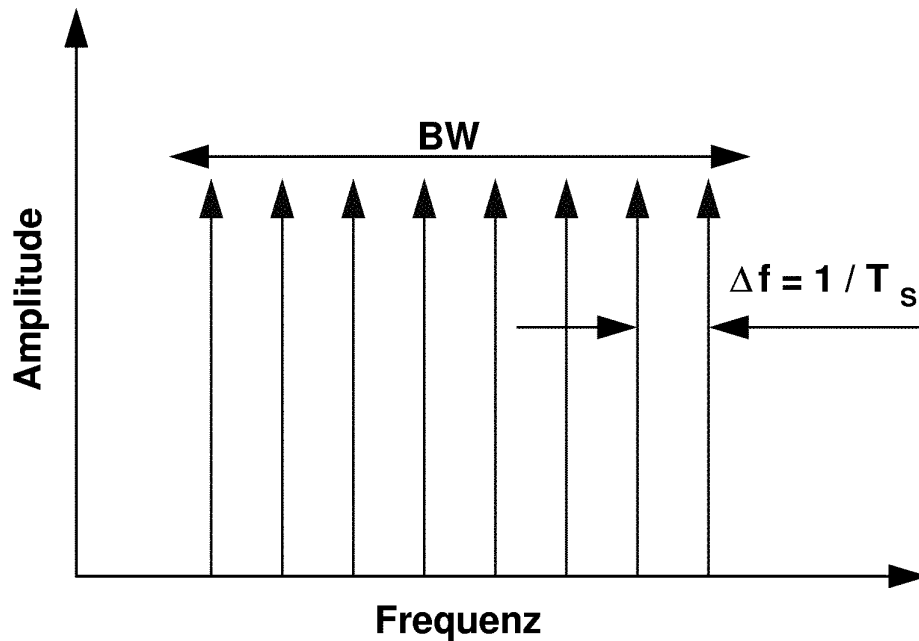


Bild 3.3: Spektrum eines OFDM-Signals im Frequenzbereich, zur Veranschaulichung werden die Subträger als Delta-Pulse dargestellt

In einem OFDM-System dient das zyklische Präfix daher nicht nur der zeitlichen Trennung der Symbole, sondern auch der vollständigen Rücktransformation der zeitverzögerten Pfade. Erstmals eingeführt wurde das Prinzip des zyklischen Präfixes durch Peled und Ruiz [PR80].

3.2.2 OFDM im Frequenzbereich

Ein im Sender nach Bild 3.1 erzeugtes OFDM-Symbol resultiert in einem Basisbandsignal. Für die drahtlose Übertragung wird das Basisbandsignal mit einer Trägerfrequenz gemischt und dadurch in ein geeignetes Frequenzband umgesetzt. Auf der Empfängerseite erfolgt vor der Demodulation des OFDM-Symbols die Umsetzung ins Basisband durch Heruntermischen. Das Spektrum eines OFDM-Systems im Frequenzbereich und seine Parameter sind schematisch in Bild 3.3 dargestellt. Über die Gesamtbandbreite BW des Systems sind jeweils mit Abstand Δf Subträger angeordnet. Aus Übersichtlichkeitsgründen sind in dieser Abbildung die Subträger vereinfacht durch Delta-Pulse dargestellt. In realen Systemen besitzen die Subträger eine bestimmte Bandbreite. Daher entspricht die Gesamtbandbreite der Subträgeranzahl multipliziert mit dem Subträgerabstand bzw. der Subträgerbandbreite. Die Anzahl N der Subträger ergibt sich aus der Gesamtbandbreite und dem Subträgerabstand zu:

$$N = \frac{BW}{\Delta f} \quad (3.8)$$

Durch die Orthogonalität der Subträger können mehrere parallele Datenströme interferenzfrei in einer vergleichsweise geringen Frequenzbandbreite übertragen werden.

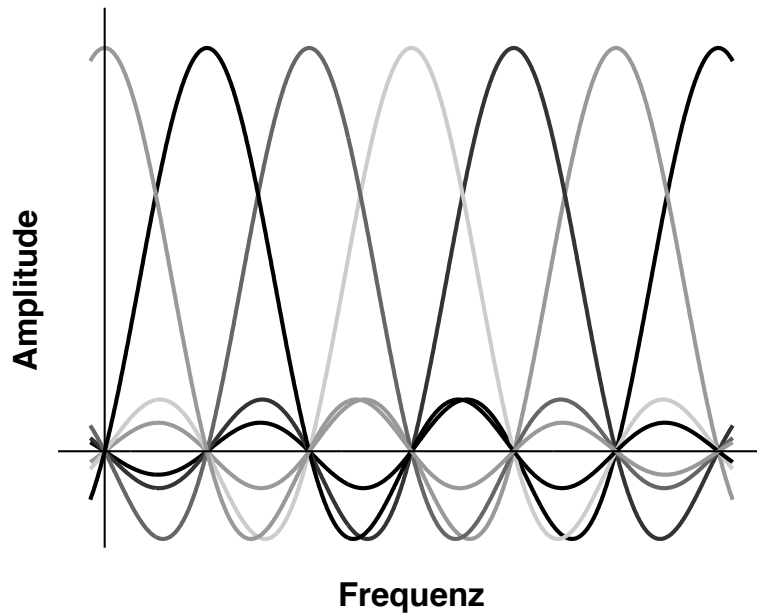


Bild 3.4: Orthogonale Subträgerspektren eines OFDM-Signals im Frequenzbereich

Bild 3.4 zeigt die Überlagerung der orthogonalen Subträger im Spektralbereich. Jeder einzelne Subträger weist die Form einer $\frac{\sin f}{f}$ -Kurve auf und überlappt die anderen Subträger. Das Maximum eines Subträgers befindet sich exakt über den Nullstellen aller verbleibenden Subträger, wodurch keine Interferenz zwischen den Trägern entsteht. Dies gilt nur, solange die Orthogonalitätsbedingung (3.3) erfüllt ist.

3.3 Einfluss des Doppler-Effektes

Falls die Unterträger eines OFDM-Signals durch den Funkkanal Doppler-Verschiebungen und Doppler-Verbreiterungen erfahren, wird deren Orthogonalität beeinträchtigt. Die Auswirkungen auf die Rücktransformation werden kurz quantitativ und im Weiteren qualitativ beschrieben.

Der quantitative Zusammenhang zwischen der maximalen Doppler-Verschiebung $f_{D,\max}$ und den Parametern eines OFDM-Systems ist in [Vog06] durch den relativen Doppler-Einfluss γ_D gegeben:

$$\gamma_D = \frac{f_{D,\max}}{\Delta f} = \frac{f_{D,\max}}{f_A} \cdot N \quad (3.9)$$

f_A entspricht der Abtastfrequenz, die anderen Variablen sind in Abschnitt 3.2 definiert. Die Bitfehlerrate in einem OFDM-System erhöht sich bereits bei einem relativen Doppler-Einfluss von $\gamma_D > 0,1$ merklich, ab Werten von $\gamma_D > 0,2$ werden laut [Vog06] Korrektur- und Kompensationsmaßnahmen erforderlich. In Gleichung (3.9) wird der Einfluss des Funkkanals nur durch die maximale Doppler-Verschiebung repräsentiert. Die Wirksamkeit der eingesetzten Korrektur- und Kompensationsmaß-

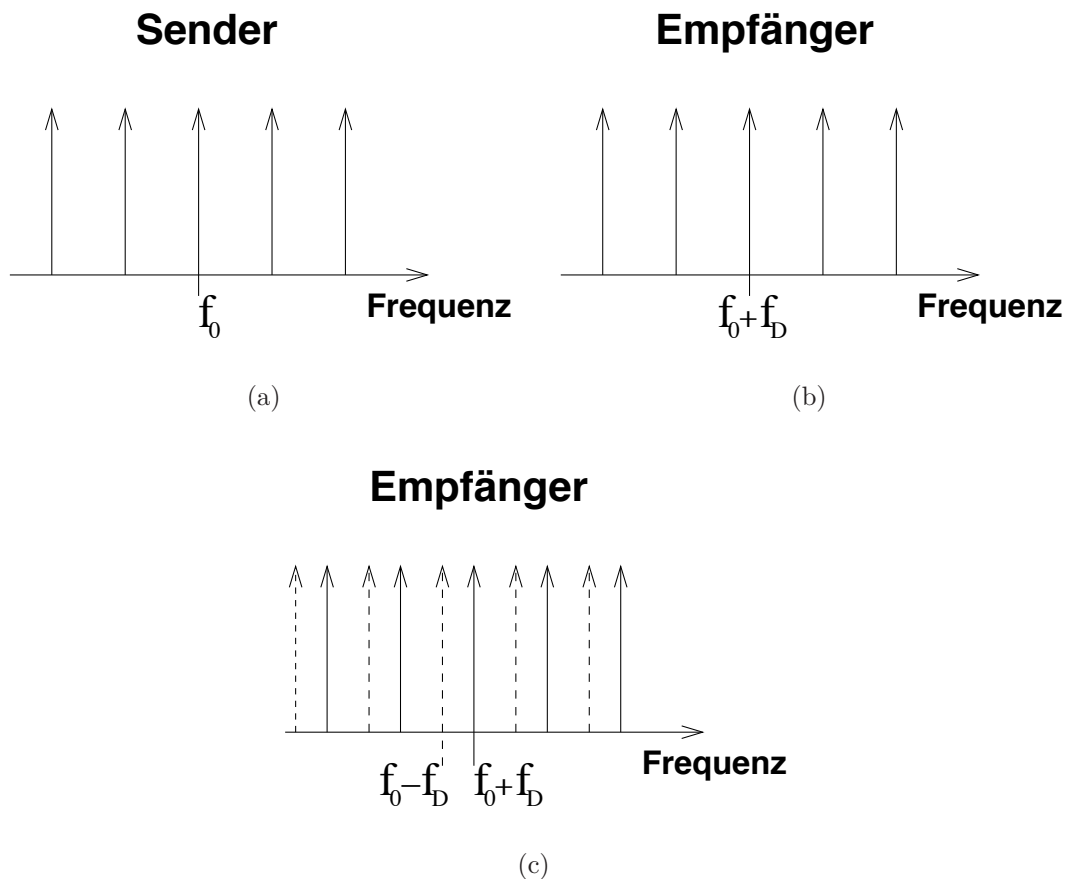


Bild 3.5: Spektren eines OFDM-Symbols (a) am Sender, am Empfänger für (b) einen Ausbreitungspfad und (c) zwei entgegengesetzte Ausbreitungspfade

nahmen ist darüber hinaus von dem Doppler-Spektrum und der Doppler-Verbreiterung des Kanals abhängig. Bei gleicher maximaler Doppler-Verschiebung können sich die Doppler-Spektren realer Funkkanäle stark unterscheiden und die Doppler-Verbreiterungen verschiedene Werte annehmen. Nachfolgend werden anhand einfacher Beispiele für ein Szenario mit bewegtem Empfänger (und gleicher maximaler Doppler-Verschiebung $f_{D,\max}$) unterschiedliche Doppler-Spektren erläutert und ihr Einfluss auf ein OFDM-System skizziert. Die Beschreibung beginnt mit möglichen Extremfällen und führt schließlich auf reale Doppler-Spektren hin.

Der einfachste Extremfall des Doppler-Einflusses entsteht bei einem einzigen Ausbreitungspfad zwischen Sender und Empfänger. Durch die relative Geschwindigkeit v_{rel} des Empfängers zum Sender entsteht eine Verschiebung des gesendeten Signals der Frequenz f_0 um die Doppler-Frequenz f_D (siehe Abschnitt 2.2):

$$f_D = \frac{v_{\text{rel}} f_0}{c} \quad (3.10)$$

Die resultierende Doppler-Frequenz verursacht lediglich eine Doppler-Verschiebung des Spektrums und keine Doppler-Verbreiterung, da nur ein Ausbreitungspfad existiert. Die reine Doppler-Verschiebung eines OFDM-Spektrums nach Bild 3.5(a) ist

in Bild 3.5(b) gezeigt. Sie kann vergleichsweise leicht durch eine Anpassung der Trägerfrequenz um die Doppler-Verschiebung beim Heruntermischen kompensiert werden. Obwohl die maximale Doppler-Verschiebung relativ groß sein kann, treten in diesem Fall keine Komplikationen im Übertragungssystem auf.

Das andere Extrem und gleichzeitig der ungünstigste Fall für ein OFDM-System zeigt sich bei einer reinen Zwei-Pfad-Ausbreitung, wobei ein Pfad aus der Bewegungsrichtung (maximale positive Doppler-Verschiebung) und der zweite Pfad mit vergleichbarer Amplitude aus der entgegengesetzten Richtung (maximale negative Doppler-Verschiebung) eintrifft. Für diese Konstellation entsteht die maximale Doppler-Verbreiterung $\sigma_D = 2f_{D,\max}$. Im Empfänger wird das Subträgerspektrum einmal in positiver Richtung auf der Frequenzachse verschoben und einmal in negativer Richtung (siehe Bild 3.5(c)). Es ist sofort ersichtlich, dass ein Subträger sowohl mit seinem unteren als auch oberen Nachbarn in Konflikt gerät. Daraus entsteht ICI und eine simple Umsetzung des OFDM-Systems kann nicht vorgenommen werden. Eine mögliche Lösung besteht in der Verwendung Doppler-kompensierender Maßnahmen, wie sie in [Vog06] beschrieben werden.

Ein reales Doppler-Spektrum bewegt sich zwischen den beiden theoretisch dargestellten Fällen und kann eine hohe Anzahl an Mehrwegepfaden enthalten. Häufig wird das sogenannte Jakes-Spektrum [Jak74] als repräsentatives Doppler-Spektrum beziehungsweise Worst-case-Abschätzung in wissenschaftlichen Untersuchungen herangezogen. Dieses Spektrum entsteht unter der Voraussetzung, dass alle Mehrwegepfade gleichverteilt über den Einfallswinkel und mit gleicher Amplitude an einem bewegten Empfänger eintreffen [GW98]. Ein normiertes Jakes-Spektrum in logarithmischem Maßstab ist in Bild 3.6 dargestellt. Da die Abszisse auf die maximale Doppler-Verschiebung normiert ist, können nur Werte im Bereich $[-1,1]$ auftreten. Bei den in dieser Arbeit betrachteten Szenarien sind die Voraussetzungen allerdings komplexer als bei einem Jakes-Spektrum. Welche relevanten Ausbreitungspfade in dem Szenario Hochgeschwindigkeitsbahntrasse auftreten und wie resultierende reale Doppler-Spektren aussehen, erklären die Abschnitte 4.3.1 und 4.3.2.

Die Bitfehler-Rate eines OFDM-Systems hängt stark vom Aussehen des Doppler-Spektrums des Funkkanals ab. Ein geeignetes Maß für die Aufweitung des Spektrums stellt die Doppler-Verbreiterung dar (siehe Abschnitt 2.5.2). Je größer dieser Wert wird, desto mehr ICI tritt in einem OFDM-System auf [RK99, LC01, LS06] und desto komplexere Kompensationsmaßnahmen sind nötig. Die Doppler-Verbreiterung ist daher ein Maß für die Güte eines OFDM-Systems. Je geringer die Doppler-Verbreiterung ausfällt, desto geringer ist das ICI und die Bitfehler-Rate.

3.4 Einfluss der Mehrwegeausbreitung

Mehrwegeausbreitung im Funkkanal verursacht Laufzeitunterschiede der empfangenen OFDM-Symbole. Jeder Mehrwegpfad überträgt die Kopie des gesendeten Symbols mit zeitlicher Verzögerung abhängig von seiner Länge. Am Empfänger entsteht aus diesem Grund ein zeitlich verschobenes und verbreitertes Symbol. Das zyklische Präfix dient im OFDM-System dazu, die zeitliche Trennung zweier aufeinander folgender Symbole im Empfänger zu ermöglichen (siehe Abschnitt 3.2.1). Falls der Funk-

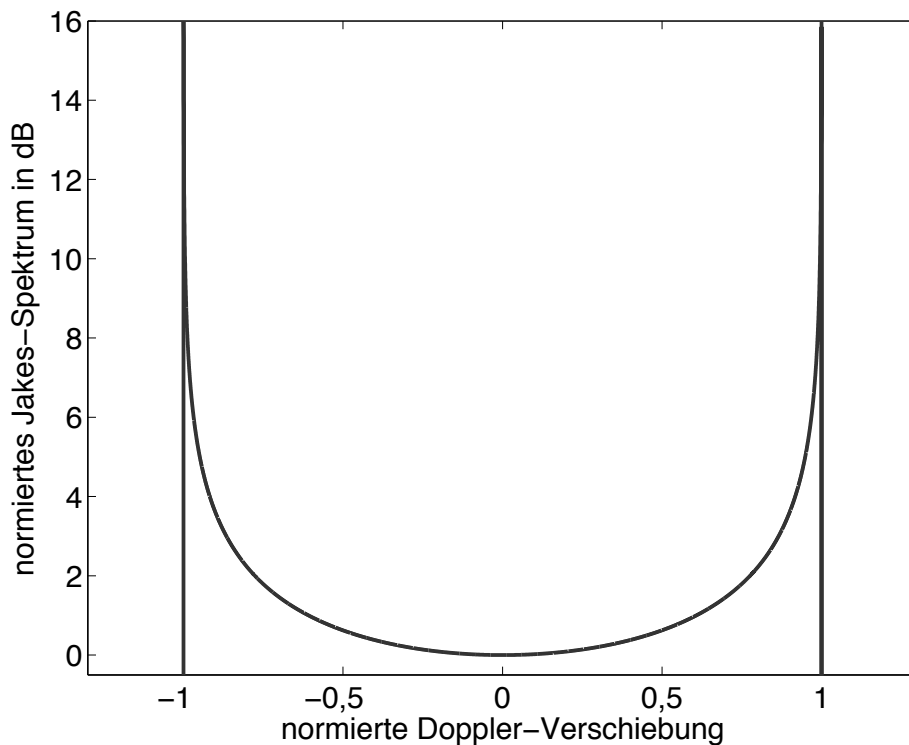


Bild 3.6: Jakes-Spektrum

kanal während dieser Zeitspanne jedoch nicht ausreichend abklingt, d.h. noch signifikante Leistungsanteile nach der Dauer des zyklischen Präfixes ankommen, entsteht Inter-Symbolinterferenz. Zur Vermeidung von ISI und zur Wahrung der Orthogonalität nach Gleichung (3.3) lässt sich ableiten, dass die Dauer des zyklischen Präfixes T_{CP} länger sein muss, als die relativen Verzögerungszeiten τ_m der relevanten Anteile der Kanalimpulsantwort [Eng02]:

$$T_{CP} < \tau_m \quad (3.11)$$

3.5 Auslegung der Systemparameter

Bei der Planung eines drahtlosen Kommunikationssystems gibt es meist nur geringen Spielraum bei der Auslegung der Systemgrößen. Der Frequenzbereich, die maximale Bandbreite und die maximale Sendeleistung, sind weltweit durch staatliche Regulierungsbehörden festgelegt und manchmal mit weiteren Restriktionen verbunden. In Deutschland obliegt die Vorgabe samt der Kontrolle über deren Einhaltung der Bundesnetzagentur [Bun08b]. Unter all den Randbedingungen ist es in jedem Fall erforderlich, die zur Verfügung stehende Bandbreite so effizient wie möglich zu nutzen. Für drahtlose Kommunikationssysteme bedeutet das, eine möglichst hohe Datenrate bei vorgegebener Übertragungsqualität zu erreichen. Die Übertragungsqualität wird durch die Bitfehler-Rate bestimmt.

Die Parameter eines OFDM-Systems sind in den obigen Abschnitten beschrieben. An

dieser Stelle soll der Einfluss der Parameter auf die Datenrate beziehungsweise auf die Bandbreiteneffizienz erläutert werden. Die Datenrate in einem OFDM-System kann erhöht werden, indem

- die Gesamtbandbreite BW erhöht wird,
- der Abstand der Subträger Δf verringert wird oder
- die Länge des zyklischen Präfixes T_{CP} verkürzt wird.

Eine Erhöhung der Datenrate durch die Wahl einer höherwertigen Modulation wäre eine weitere Möglichkeit. Darauf wird allerdings nicht eingegangen, da das OFDM-System an sich und nicht die Kodierung beschrieben werden soll.

Bei sonst gleichen Parametern führt die Erhöhung der Gesamtbandbreite BW zu einer Steigerung der Subträgeranzahl bzw. der parallel übertragenen Datenströme. Dies ist die einfachste Art, die Datenrate des Systems anzuheben. Allerdings steht einem Funkdienst, wie vorher bereits erörtert, nur das ihm zugeteilte Frequenzfenster im Spektrum zu. Eine Erweiterung ist nicht einfach möglich und der Erwerb von Spektrum sehr kostspielig. Daher muss die verfügbare Bandbreite möglichst effizient genutzt werden.

Darüber hinaus kann zur Erhöhung der Datenrate innerhalb einer vorgegebenen Bandbreite der Abstand der Subträger Δf verkürzt werden. Auch in diesem Fall steigt die Anzahl der Subträger. Je enger die Subträger in einem OFDM-Symbol angeordnet sind, desto größer ist jedoch die Gefahr der ICI durch die Doppler-Verbreiterung des Signals (siehe Abschnitt 3.3). Eine vorgegebene minimale Bitfehler-Rate bei gleichbleibendem Funkkanal definiert daher die Grenze des minimalen Subträgerabstandes. Eine weitere Möglichkeit zur Steigerung der Datenrate ist die Verkürzung des zyklischen Präfixes T_{CP} . Bei konstanter Länge des OFDM-Symbols T_{ges} steigt die Nettodatenrate (Länge der Nutzdaten T_S zu zyklischem Präfix). Während der gleichen Zeitspanne können mehr Nutzdaten übertragen werden. Falls das zyklische Präfix zu kurz gewählt wird, ist der Kanal noch nicht ausreichend abgeklungen, bevor das nächste Symbol gesendet wird und im Empfänger entsteht ISI.

Die Wahl der Parameter in einem zu planenden System erfolgt nach gründlichem Abwägen der Konsequenzen. Ein Kommunikationssystem kann nur erfolgreich sein, wenn es auch zuverlässig funktioniert. Die erlaubte Bitfehler-Rate ist hierfür das Qualitätsmaß. Bei genauer Kenntnis des zu erwartenden Funkkanals können dann die Parameter Subträgerabstand und Dauer des zyklischen Präfixes möglichst knapp gewählt werden, damit die Datenrate optimiert wird. Im Fall der Unkenntnis des Funkkanals werden zur Gewährleistung der Funktionalität Worst-case-Abschätzungen verwendet. Dies führt zu sehr hohen Sicherheitsreserven bei der Parameterwahl und bringt nicht die maximale Datenrate im System hervor.

Diese Arbeit charakterisiert den Funkkanal für Hochgeschwindigkeitszüge, damit eine geeignete Wahl der Systemparameter und dadurch eine optimierte und bandbreiteneffiziente Übertragung mittels OFDM möglich ist. Durch die Optimierung hochmobiler Kommunikationssysteme unter Ausnutzung der Kanalkennntnis [WK07], können die Datenrate maximiert und unnötige Sicherheitsreserven vermieden werden.

Kapitel 4

Funkkanalmodellierung

Die Modellierung des Funkkanals erfolgt mithilfe eines strahlenoptischen Ausbreitungsmodells, da nur auf diese Weise alle benötigten Kanalkenngrößen mit heutigen Mitteln bestimmt werden können. Empirische und semi-empirische Ausbreitungsmodelle berücksichtigen zum einen nur pauschal die tatsächliche Umgebung und zum anderen liefern sie überwiegend die Funkfelddämpfung als Ergebnis [GW98]. Die Frequenzselektivität, die Zeitvarianz sowie die räumlichen Eigenschaften des Funkkanals werden meist nicht beschrieben. Aufwändige Modelle, die direkt auf der Lösung der Maxwell-Gleichungen basieren und die Umgebung äußerst genau berücksichtigen können, sind mit immensem Rechenaufwand verbunden. Für ausgedehnte Gebiete, wie die Bahntrassen von Hochgeschwindigkeitszügen in dieser Arbeit, ist eine Berechnung derzeit nicht realisierbar.

In Abschnitt 4.1 wird zuerst das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell kurz beschrieben und ausgehend davon in Abschnitt 4.2 die Modellierung der Umgebung von Hochgeschwindigkeitsbahntrassen erläutert. Im letzten Abschnitt 4.3 dieses Kapitels erfolgt der Übergang von einem SISO-Kanal zu einem MISO-System. Dort wird detailliert erläutert, welche Effekte im Funkkanal auftreten, um das nötige Hintergrundwissen für die in Kapitel 6 vorgestellten Simulationsergebnisse zu schaffen.

4.1 Strahlenoptisches Ausbreitungsmodell

Das verwendete Wellenausbreitungsmodell in dieser Arbeit basiert auf der geometrischen Optik (GO, engl. Geometrical Optics). Die GO ist eine Hochfrequenzapproximation, für welche ausreichend hohe Frequenzen vorausgesetzt werden. Die Berechnung erfolgt in einer durch Polygone definierten Umgebung. Um geringe Modellfehler zu erhalten, muss die Wellenlänge sehr viel kleiner sein als die Objektausdehnung in der modellierten Umgebung. Diese Bedingung ist im Szenario Hochgeschwindigkeitsbahntrasse erfüllt. Daher kann zur Berechnung der Wellenausbreitung das dreidimensionale strahlenoptische Modell *ihert3d* verwendet werden, das in [Mau05] vorgestellt und ausführlich beschrieben wird.

Der Vorteil der strahlenoptischen Modelle liegt darin, dass für jeden Ausbreitungspfad mittels Strahlröhren vollpolarimetrisch die Informationen zu Dämpfung, Verzögerungszeit, Doppler-Verschiebung, Einfallswinkel und Ausfallswinkel berechnet werden. Aus der Überlagerung aller Pfade am Empfänger geht dann die Kanalimpulsantwort hervor. Daraus berechnen sich die Kanalkenngrößen Doppler-Verbreiterung, Im-

pulsverbreiterung, etc., welche zur Optimierung eines OFDM-Systems genutzt werden können (siehe Kapitel 3).

Das implementierte Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* basiert auf einem Strahlsuchverfahren (engl. Ray Tracing) und berücksichtigt Reflexion, Beugung sowie Streuung. Ziel ist es, im Folgenden die Ausbreitungseffekte und deren Implementierung im Modell kurz zu erläutern und für das Ausbreitungsmodell ein Umgebungsmodell für Hochgeschwindigkeitsbahntrassen zu erstellen.

Für eine detaillierte Beschreibung und formelmäßige Herleitung der verwendeten Wellenausbreitungsmodelle sei auf [Mau05], Kapitel 4, verwiesen.

4.1.1 Wellenausbreitungseffekte

Bei einer strahlenoptischen Simulation mit *ihert3d* werden für die unterschiedlichen Wellenausbreitungseffekte verschiedene Strahlsuchverfahren angewendet. Die berücksichtigten Wellenausbreitungseffekte sind im Folgenden kurz erläutert:

Freiraumausbreitung

Falls die direkte Verbindung zwischen einem Sender und einem Empfänger nicht durch Objekte behindert wird, existiert Sichtverbindung (LOS, engl. Line-Of-Sight). Die Dämpfung, die ein direkter Pfad besitzt, stammt allein von der Entfernung zwischen Sender und Empfänger sowie den verwendeten Antennen. Andere Effekte, wie atmosphärische Dämpfung oder Niederschlag, werden nicht berücksichtigt.

Die Berechnung der Feldstärke am Empfangspunkt erfolgt mittels einer Strahlröhre und geht von einer Ursprungsfeldstärke am Sender aus, die sich über eine elektromagnetische Welle im Raum ausbreitet.

Reflexion

Eine Reflexion erfolgt an einer ausreichend großen (\gg Wellenlänge λ), glatten Ebene unter Beachtung des Reflexionsgesetzes:

$$\theta_i = \theta_r \quad (4.1)$$

Der Ausfallswinkel θ_r entspricht dem Einfallswinkel θ_i der elektromagnetischen Welle (siehe Bild 4.1). Ein Reflexionspfad erstreckt sich vom Sender über das Reflexionszentrum bis zum Empfänger. Um Reflexionszentren in einem Szenario zu finden, kommt die Spiegelungsmethode zum Einsatz. Hierbei werden mögliche Sender $\widehat{\text{Tx}}$ durch Spiegelung des Ursprungssenders Tx an einer Ebene eines Objektes bestimmt. Falls die Verbindungslinie zwischen dem gespiegelten Sender $\widehat{\text{Tx}}$ und dem Empfänger Rx das Objekt durchtritt, befindet sich am Durchtrittspunkt das Reflexionszentrum. Nach Bestimmung des Reflexionszentrums wird geprüft, ob der gefundene Pfad zwischen dem Ursprungssender Tx und dem Ursprungsempfänger Rx über das ermittelte Reflexionszentrum ausbreitungsfähig ist, d.h. nicht durch andere Objekte abgeschattet wird. Die Spiegelungsmethode gilt analog für Spiegelem Empfänger $\widehat{\text{Rx}}$ und kann zur Bestimmung von Mehrfachreflexionen iterativ angewendet werden. Das verwendete

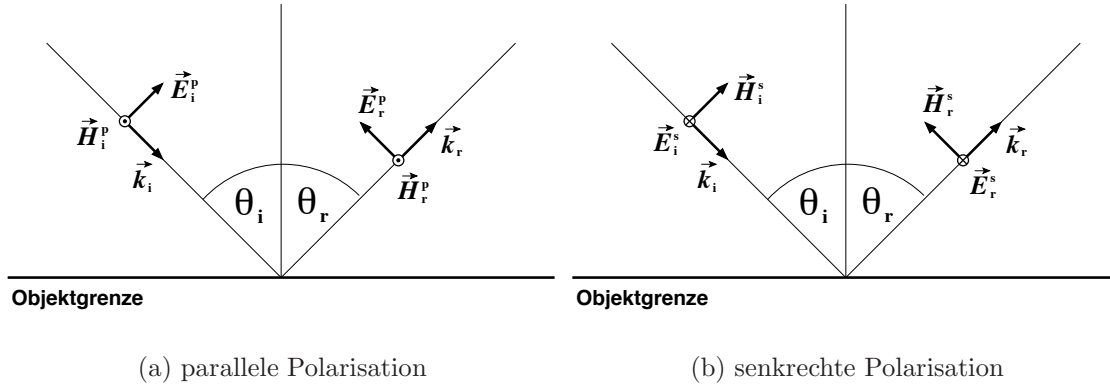


Bild 4.1: Definition der (a) parallelen und (b) senkrechten Polarisation an einer Objektgrenze

Modell berücksichtigt Pfade mit bis zu fünffachen Reflexionen.

Die Reflexionskoeffizienten hängen von der Polarisation der elektromagnetischen Welle ab. Im Fall paralleler Polarisation (Bild 4.1(a)) liegen der einfallende und der reflektierte elektrische Feldstärkevektor \vec{E}_i^p bzw. \vec{E}_r^p einer ebenen Welle in der Ausbreitungsebene. Diese ist definiert durch den Normalenvektor der Oberfläche und die Ausbreitungsrichtung \vec{k}_i bzw. \vec{k}_r . \vec{H}_i^p und \vec{H}_r^p stehen jeweils senkrecht auf dem entsprechenden Vektor der elektrischen Feldstärke und zur zugehörigen Ausbreitungsrichtung. Sie bezeichnen die einfallende und reflektierte magnetische Feldstärke. Das Bild 4.1(b) zeigt den Zusammenhang für die senkrechte Polarisation. In diesem Fall steht der elektrische Feldstärkevektor senkrecht auf der Ausbreitungsebene. Die Reflexionskoeffizienten R_s für senkrechte und R_p für parallele Polarisation lauten:

$$R_s = \frac{\mu_{\text{rel}} \cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_{\text{rel,ges}} \mu_{\text{rel}} - \sin^2 \theta_i}}{\mu_{\text{rel}} \cos \theta_i + \sqrt{\varepsilon_{\text{rel,ges}} \mu_{\text{rel}} - \sin^2 \theta_i}} \quad (4.2)$$

$$R_p = \frac{\varepsilon_{\text{rel,ges}} \cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_{\text{rel,ges}} \mu_{\text{rel}} - \sin^2 \theta_i}}{\varepsilon_{\text{rel,ges}} \cos \theta_i + \sqrt{\varepsilon_{\text{rel,ges}} \mu_{\text{rel}} - \sin^2 \theta_i}} \quad (4.3)$$

$\varepsilon_{\text{rel,ges}}$ entspricht der relativen Gesamtpermittivität und μ_{rel} der Permeabilität des Objektes.

Durch eine Modifikation der Reflexionskoeffizienten kann die Reflexion an schwach rauen Oberflächen bestimmt werden. Hierfür werden die modifizierten Fresnel-Reflexionsfaktoren R_s^{mod} und R_p^{mod} verwendet:

$$R_{s,p}^{\text{mod}} = R_{s,p} e^{-8\pi^2 \left(\frac{\sigma_h}{\lambda}\right) \cos^2 \theta_i} \quad (4.4)$$

Die Oberflächenrauigkeit σ_h muss dem Fraunhofer-Kriterium $\sigma_h < \frac{\lambda}{32 \cos \theta_i}$ genügen [GW98].

In einem Szenario erhält jedes durch Polygone definierte Objekt ein Materialparameterset für Reflexionen. In diesem sind die Eigenschaften des Objektes bei der Simulationsfrequenz festgehalten. Das Materialparameterset enthält die Permittivität $\varepsilon_{\text{rel,ges}}$, die Permeabilität μ_{rel} und die Oberflächenrauigkeit σ_h , welche zur Berechnung der Reflexionsfaktoren benötigt werden.

Beugung

Ein weiterer Effekt, der im Modell berücksichtigt wird, ist Beugung. Beugung findet an den Kanten der Objekte in der modellierten Umgebung statt. Die für die Feldstärkebestimmung nötigen Beugungskoeffizienten werden nach der Uniform Theory of Diffraction (UTD) [KP74, Lue89] berechnet. Auf die umfangreiche formelmäßige Beschreibung der Beugungskoeffizienten wird an dieser Stelle verzichtet und auf [Mau05] verwiesen.

Die Strahlsuche basiert auf dem Fermat'schen Prinzip. Dieses besagt, dass immer die kürzeste optische Weglänge von einem Ausbreitungspfad gewählt wird [Bal89, BW64]. Das Ausbreitungsmodell bezieht Mehrfachbeugungen bis maximal dritter Ordnung mit ein. Darüber hinaus sind auch Kombinationen von Reflexion und Beugung für einen Pfad möglich.

Streuung

Vegetation tritt entlang von Hochgeschwindigkeitsstrecken häufig auf. Eine Beschreibung der Vegetation mit den bisher eingeführten Ausbreitungseffekten kann aufgrund der hohen Komplexität der Streueffekte in der Vegetation und der Gültigkeit der Modellierung nicht erfolgen. Darüber hinaus liegen die hier präsentierten Berechnungen bei Frequenzen von 5,2 GHz und 24,125 GHz in einem Bereich, in dem die Streuung durch Vegetation nicht vernachlässigt werden kann.

Damit die äußerst komplexe Volumenstreuung mit einem Strahlsuch-Algorithmus nachgebildet werden kann, wird sie zur Oberflächenstreuung vereinfacht [Mau05, KM⁺05b, KM⁺05a, MKW05]. Im Umgebungsmodell werden Bäume als Quader modelliert, deren Oberflächen in Quadrate unterteilt sind. Wenn der Mittelpunkt eines solchen Quadrats eine direkte Sichtverbindung zum Sender und Empfänger besitzt, so existiert auf diesem Weg ein Streupfad. Die Amplitude der elektrischen Feldstärke E_s des gestreuten Pfades hängt von dem Einfallswinkel θ_i und dem gestreuten Winkel θ_s sowie der Fläche der Quadrate dA ab.

$$\begin{pmatrix} E_s^h(r) \\ E_s^v(r) \end{pmatrix} = \frac{1}{r} e^{-j\beta r} \sqrt{\frac{dA \cos \theta_i \cos \theta_s}{\pi}} e^{j\zeta} \begin{bmatrix} S^{hh} & S^{hv} \\ S^{vh} & S^{vv} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} E_i^h(r=0) \\ E_i^v(r=0) \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

Die hochgestellten Indices h (horizontal) und v (vertikal) geben die Polarisation an, die tiefgestellten Indices i und s bezeichnen die Feldstärke der einfallenden (engl. incident) und gestreuten (engl. scattered) Welle. $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ gibt die zu einer Wellenlänge λ gehörige Wellenzahl an. r bezeichnet die Entfernung vom Streuzentrum zum Beobachtungspunkt. Um die Diversität der Phaseninformation eines Volumenstreuungsprozesses zu erhalten, wird jedem Streupfad eine zufällige Phase ζ zugewiesen. Die Werte der polarimetrischen Streufaktormatrix \mathbf{S} stammen von Rückstreuquerschnitts(RCS)-Messungen aus der Radar-Literatur [UD89]. Diese Werte existieren nur für bestimmte Einfallswinkel, Polarisationen und diskrete Frequenzen.

Die Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke am Beobachtungspunkt vom Einfallswinkel ist in Gleichung (4.5) erfasst und wird nicht weiter differenziert. In den betrachteten Systemen ist nur der kopolarisierte Anteil an Streuung interessant, da Sender

und Empfänger in dieser Arbeit immer kopolarisiert betrieben werden. Zwischen den Streufaktoren vertikaler und horizontaler Polarisation wird nicht unterschieden, unter der Annahme, dass die Bäume bei diesen Frequenzen keine Vorzugsrichtung der Streuung mehr aufweisen. Diese These wird durch die in [GW98] angegebene Vegetationsstreuung über der Frequenz und die in [UD89] aufgeführten Messergebnisse unterstützt. Daher folgt der Streufaktor $S^{\text{hh}} = S^{\text{vv}} = S$, der aus dem RCS σ^0 berechnet wird:

$$S = \sqrt{\frac{\sigma^0}{4}} \quad (4.6)$$

Ähnlich den Materialparametern zur Reflexion wird jedem Objekt, das Streuung verursachen kann, ein Satz Streuparameter zugeordnet. Tabelle 4.1 listet die in dieser Arbeit verwendeten Werte auf.

Tabelle 4.1: Streuparameter für Bäume nach [UD89]

Frequenz	RCS	Streufaktor	Wert in <i>ihert3d</i>
f	$\sigma_{\text{dB}}^0 = 10 \cdot \log_{10} \sigma^0$	S	$\sqrt{2}S$
5,2 GHz	-10,0 dB	0,16	0,23
24,125 GHz	-10,6 dB	0,15	0,21

4.1.2 Berücksichtigung verschiedener Richtcharakteristiken

Ein besonders wichtiger Punkt im Hinblick auf Mehrantennensysteme ist die Möglichkeit bei der Berechnung der Wellenausbreitung die Richtcharakteristiken der Sende- und Empfangsantennen zu berücksichtigen. Hierbei kann es sich einerseits um Standard-Richtcharakteristiken wie einen isotropen Kugelstrahler oder einen $\lambda/2$ -Dipol [Bal97] handeln. Andererseits können spezielle Richtcharakteristiken zur Berechnung verwendet werden, die durch Messung oder durch Simulation erzeugt werden. Das strahlenoptische Modell berücksichtigt dann die in einer Datei definierten Daten. Der Funkkanal wird in dieser Arbeit immer als die Gesamtheit der Übertragungseigenschaften der elektromagnetischen Wellen inklusive der Antennencharakteristiken angenommen.

4.1.3 Dynamische Szenarien

Die vorausgehenden Abschnitte beschreiben die Wellenausbreitung für ein statisches, sich nicht mit der Zeit änderndes, Szenario mit unbewegten Objekten. In mobilen Kommunikationssystemen kommt allerdings die Bewegung der Mobilstation und gegebenenfalls weiterer Objekte hinzu. Um diese Dynamik im Modell zu erfassen, werden mehrere Simulationen in Folge, sogenannte Snapshots, durchgeführt, in denen sich die

Position der Objekte entsprechend ihrer Bewegung ändert. Zusätzlich wird den Objekten eine Geschwindigkeit zugewiesen, die bei der Berechnung der Doppler-Frequenz berücksichtigt wird.

Die Zeitvarianz des Funkkanals kann nur korrekt aus den Snapshots rekonstruiert werden, wenn die Momentaufnahmen maximal einen Zeitabstand von $T_{A,\max}$ aufweisen. Die Anforderung entsteht aus dem Nyquist-Shannonschen Abtasttheorem [Kam04], welches besagt, dass ein Signal nur bis zur Frequenz der halben Abtastrate bestimmt werden kann. Für die Rekonstruktion des Doppler-Spektrums aus der äquivalenten Tiefpassimpulsantwort folgt somit eine Abtastfrequenz f_A und eine Abtastdauer T_A von:

$$f_A = \frac{1}{T_A} \geq 2f_{D,\max} = \frac{1}{T_{A,\max}} \quad (4.7)$$

Die maximal auftretende Doppler-Verschiebung $f_{D,\max}$ leitet sich aus der Geschwindigkeit von Sender, Empfänger und / oder Objekten ab. Für das in dieser Arbeit vorliegende Szenario mit einer bewegten Mobilstation, berechnet sich die maximale Dopplerfrequenz zu (siehe Abschnitt 2.2, Gleichung 2.3):

$$f_{D,\max} = \frac{vf}{c} \quad (4.8)$$

wobei mit v die Geschwindigkeit der Mobilstation, f die Sendefrequenz und c die Lichtgeschwindigkeit angegeben wird.

Aus Gleichung (4.7) und Gleichung (4.8) folgt die Begrenzung der Abtastdauer T_A auf die maximale Abtastdauer $T_{A,\max}$:

$$T_A \leq T_{A,\max} = \frac{c}{2vf} \quad (4.9)$$

4.1.4 Ergebnisausgabe des strahlenoptischen Modells

Zur Berechnung der Wellenausbreitung in einem Szenario werden mittels Polygonen Objekte in einer Umgebung definiert. Nach der Positionierung und Ausrichtung von Sender und Empfänger im Szenario werden die möglichen Ausbreitungspfade bestimmt. In der Umgebung gilt das kartesische Koordinatensystem und das Kugelkoordinatensystem nach Bild 4.2. Das Modell liefert als Ergebnis für eine Umgebung mit Sender und Empfänger sowohl Daten als auch Graphiken.

Die Datenausgabe besteht aus den Parametern der einzelnen Ausbreitungspfade, aus denen die Kanalimpulsantwort bestimmt wird. Tabelle 4.2 listet alle Parameter auf, die pro Pfad ausgegeben werden. Die graphische Ausgabe zeigt die modellierte Umgebung, in der die Ausbreitungspfade durch Linien dargestellt sind. Sie dient dazu, das tendenzielle Verhalten des simulierten Funkkanals zu veranschaulichen. Die graphische Ausgabe der Pfade ist in Bild 4.9 für die später erläuterten Umgebungen der Hochgeschwindigkeitsstrecke gezeigt. Die hellen Linien entsprechen den Ausbreitungspfaden. Aus Gründen der Übersichtlichkeit ist in diesen Darstellungen die Pfadanzahl auf 40 beschränkt.

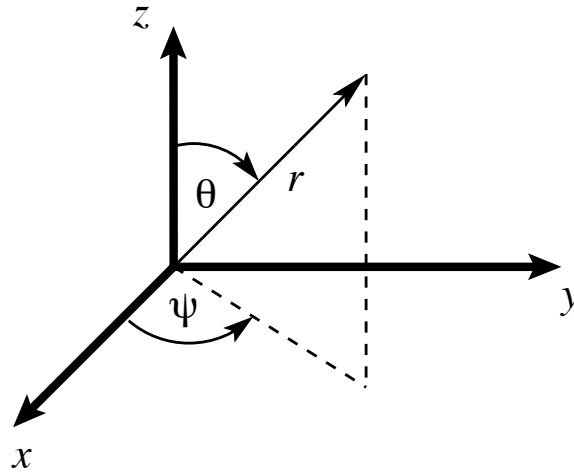


Bild 4.2: Definition des Koordinatensystems für Kugelkoordinaten (r, θ, ψ) und kartesische Koordinaten (x, y, z)

Bei allen Berechnungen mit dem Wellenausbreitungsmodell wird in dieser Arbeit ein Dynamikbereich als Abbruchkriterium für die Pfadsuche definiert. Pfade, deren Betrag des Übertragungsfaktors um mehr als 50 dB unter dem stärksten Pfad liegen, werden nicht berücksichtigt. Darüber hinaus wird die Suche bis zu maximal fünf Mehrfachreflexionen und drei Mehrfachbeugungen durchgeführt. Zur Bestimmung der Doppler-Verschiebung wird angenommen, dass ein Sinussignal der Frequenz f_0 gesendet wird und durch die Bewegungen im Szenario die Doppler-Verschiebungen der Pfade bestimmt. Im Fall der Verzögerungszeit geht das Modell von einem unendlich breitbandigen (d.h. zeitlich kurzen) Delta-Puls als Sendesignal aus, welcher für jeden Pfad mit einer entsprechenden Verzögerungszeit am Empfänger ankommt. Für die Auswertung zum Verhalten des Funkkanals werden die Ergebnisse aus dem strahlenoptischen Ausbreitungsmodell zur Berechnung der Kanalkenngrößen ohne Modifikation übernommen (siehe Anhang A, Tabelle A.1 und [KFW07]). Zum Vergleich der Simulationsergebnisse mit den Ergebnissen eines bandbreitenbegrenzten Messsystems in Kapitel 5 werden die Simulationsergebnisse jedoch auf die dem Messsystem entsprechende Bandbreite begrenzt.

4.2 Modellierung typischer Hochgeschwindigkeitstrassen

Die im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Szenarien sollen sowohl typisch für Hochgeschwindigkeitsbahntrassen sein, als auch die unterschiedlichen Umgebungen und somit unterschiedliche Wellenausbreitungsbedingungen wiedergeben. Zur Charakterisierung des Funkkanals werden insbesondere Szenarien mit Lärmschutzwand und Vegetation genauer untersucht. In den Simulationen befinden sich Basisstation und Mobilstation auf einer Höhe mit gleichzeitiger LOS-Verbindung für gerade Strecken. Infolgedessen existieren fast ausschließlich Wellenausbreitungspfade in der Azimut-

Tabelle 4.2: Parameterausgabe des strahlenoptischen Modells *ihert3d* pro Pfad

Parameter	Erklärung
<i>abs</i>	Betrag des Übertragungsfaktors
<i>arg</i>	Phase des Übertragungsfaktors in Grad
<i>doppler</i>	Doppler-Verschiebung in Hz
<i>out_t</i>	Ausfallswinkel am Sender θ_{Tx} in Grad
<i>out_p</i>	Ausfallswinkel am Sender ψ_{Tx} in Grad
<i>in_t</i>	Einfallswinkel am Empfänger θ_{Rx} in Grad
<i>in_p</i>	Einfallswinkel am Empfänger ψ_{Rx} in Grad
<i>time</i>	Laufzeit in Sekunden
<i>id</i>	Identifikationsnummer des Pfads

ebene, welche die Basis- und Mobilstation enthält (siehe Abschnitt 4.3). Szenarien, die eine Brücke oder einen rechteckigen Tunnelleingang enthalten, weisen ähnliches Verhalten auf wie das Szenario Lärmschutzwand. Daher werden sie hier nicht separat diskutiert. Die Literaturstellen [Did00] und [CC⁺07] geben detaillierte Informationen zum Verhalten der Wellenausbreitung im Tunnel, weshalb Tunnelszenarien in dieser Arbeit nicht behandelt werden.

Weiterhin zeigt es sich, dass weit entfernte Gebäude, sonstige Objekte und Geländeerhebungen in ausgedehnten Szenarien einen geringen Einfluss auf den Übertragungskanal bei den betrachteten hohen Sendefrequenzen haben, da die anteilige Empfangsleistung dieser Mehrwegepfade sehr niedrig ist. Solche Pfade können vernachlässigt werden. Aus diesem Grund wird jeweils nur ein schmaler Korridor mit Objekten um die Hochgeschwindigkeitsbahntrasse betrachtet.

Im Folgenden werden zuerst die Rahmenbedingungen der Modellierung beschrieben, die sich aus den Vorschriften der Eisenbahn-Bau- und Betriebsordnung ergeben. Anschließend wird erläutert, auf welche Weise die Umsetzung ins Kanalmodell erfolgt. Hierbei werden die Umgebungen, das Objekt Zug und seine Bewegung sowie die Besonderheiten gekrümmter Strecken abgehandelt.

4.2.1 Vorschriften der Eisenbahn-Bau- und Betriebsordnung

Die Eisenbahn-Bau- und Betriebsordnung (EBO) [Bun08a] bildet den gesetzlichen Rahmen für alle Arten von öffentlichen Eisenbahnen. Die relevanten Begriffe und Abmessungen für die Modellierung (siehe Abschnitt 4.2.2) werden im Folgenden vorgestellt. Alle Maße beziehen sich auf ein durchgehendes Hauptgleis auf freier Strecke in der Geraden oder in einem Bogen mit einem Radius von mindestens 250 m. Die Nennspannung beträgt 15 kV.

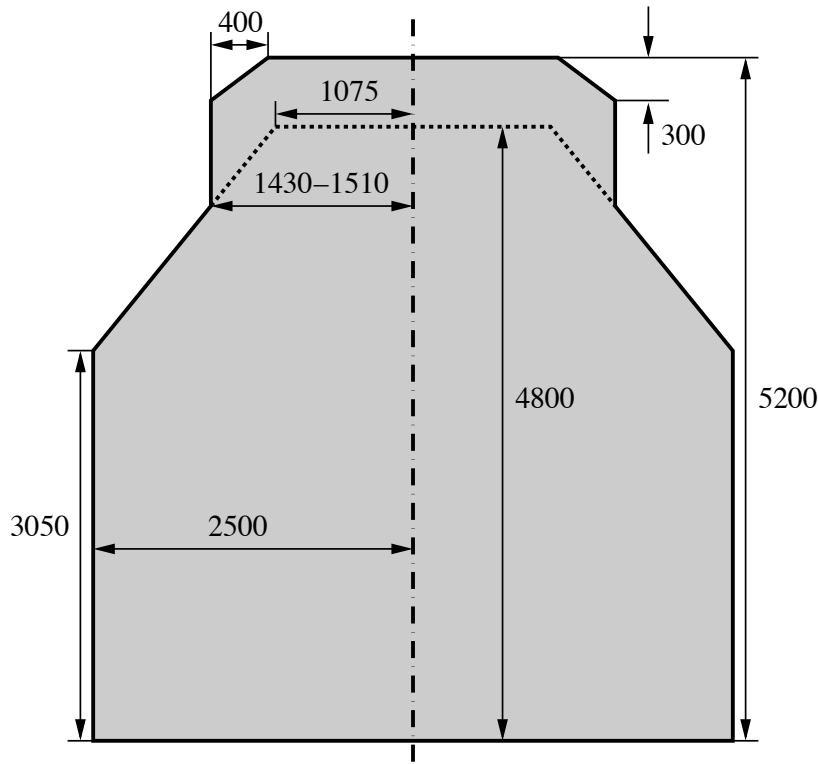


Bild 4.3: Regellichraum für Hochgeschwindigkeitsstrecken in der Geraden und in Bögen bei Radien von 250 m und mehr (Maße in Millimeter)

- Der freizuhaltende Raum um die Gleise, definiert durch die Mindestabstände und -höhen in einem Trassenquerschnitt, wird mit **Regellichraum** bezeichnet. In Anlage 1 der EBO dieser Vorschrift sind unter anderem die Mindestmaße für Bahntrassen und der Mindestabstand der seitlichen Bebauung bzw. Vegetation zu den Gleisen angegeben. Die exakte Definition nach der EBO [Bun08a] lautet: *Der Regellichraum ist der zu jedem Gleis gehörende, in der Anlage 1 dargestellte Raum. Der Regellichraum setzt sich zusammen aus dem von der jeweiligen Grenzlinie¹ umschlossenen Raum² und zusätzlichen Räumen für bauliche und betriebliche Zwecke.* Seine Maße variieren mit der auf der Strecke zugelassenen Höchstgeschwindigkeit. Von Signalanlagen und bei Bauarbeiten dürfen teilweise Objekte in den Regellichraum hineinragen, nicht jedoch in den Mindestlichtraum.

In Bild 4.3 sind die Abmessungen des Regellichtraums für Hochgeschwindigkeitsbahntrassen laut EBO nach [Fie05] angegeben. Alle Maße sind in Millimeter angegeben. Die untere horizontale Linie entspricht der Verbindungslinie der Schienenoberkanten. Die strichpunktierte vertikale Linie steht senkrecht auf der Verbindungslinie und befindet sich in der Mitte des Schienenpaares. Der Teil

¹Die Grenzlinie entspricht den Ausmaßen des Fahrzeugs plus einer Sicherheit durch Verkippung des Wagens und Toleranzen der Schienen, Räder, etc..

²Dieser Raum wird Mindestlichtraum genannt.

Tabelle 4.3: Geschwindigkeitsabhängige Gleisabstände nach [Fie05]

Streckenart	Gleisabstand	Zuggeschwindigkeit
Neubaustrecke	4,7 m	$v \leq 300$ km/h
Ausbaustrecke ICE	4,0 m	$v \leq 230$ km/h
Ausbaustrecke Standard	4,0 m	$v < 200$ km/h

über der gepunkteten Linie entspricht dem Lichtraumprofil der Stromabnehmer bei Betrieb mit Oberleitungen.

- Der Abstand von Mitte zu Mitte benachbarter Gleise heißt **Gleisabstand**. Zum Gleisabstand finden sich in der Literatur ([Sch02, Fie05]) vielfältige Angaben. Der Gleisabstand unterliegt sowohl der maximalen Geschwindigkeit als auch der Streckenart. Bei Neubauten und umfassenden Umbauten von Strecken müssen die neuen Vorschriften berücksichtigt werden. Vorhandene Trassen können hingegen in ihrer Form bestehen bleiben. Der Gleisabstand darf bei Neubauten und umfassenden Umbauten nicht weniger als 4,0 m auf freier Strecke betragen (EBO, Anlage 4). Da es sich bei [Fie05] um die jüngste Veröffentlichung handelt, werden die dort angegebenen Werte als Grundlage für die Modellierung verwendet. Bei Ausbaustrecken, die mit Geschwindigkeiten kleiner als 200 km/h befahren werden, genügt ein Gleisabstand von 4,0 m. Falls auf diesen Strecken aerodynamische Züge wie beispielsweise der Intercity-Express eingesetzt werden, kann die Geschwindigkeit sogar auf 230 km/h erhöht werden. Für Neubaustrecken, die mit bis zu 300 km/h genutzt werden sollen, ist hingegen ein Abstand von mindestens 4,7 m nötig. Tabelle 4.3 fasst die Angaben zu Streckenart, Gleisabstand und Zuggeschwindigkeit zusammen.
- Weiter wird die Höhe der Oberleitung reglementiert (EBO, Anlage 3). Die **Mindestfahrdrahthöhe** über der Schienenoberkante beträgt 4950 mm.
- Die **Spurweite** beschreibt den Abstand des Schienenpaares. Sie ist definiert als der Abstand zwischen den Innenflächen der Schienenköpfe. Die Regelspurweite beträgt $d = 1435$ mm. Als Toleranz ist der Bereich zwischen 1430 mm und 1465 mm zulässig.

Die Umgebungen, welche im Rahmen des Kanalmodells für Hochgeschwindigkeitsbahntrassen erstellt werden, müssen die gerade aufgeführten Kriterien erfüllen.

4.2.2 Umsetzung ins Modell

Bei der Erstellung typischer Hochgeschwindigkeitsstrecken-Umgebungen zur Berechnung des Funkkanals sind die in Abschnitt 4.2.1 genannten gesetzlichen Rahmenbedingungen für Bahntrassen berücksichtigt. Das Modell enthält eine zweigleisige Strecke.

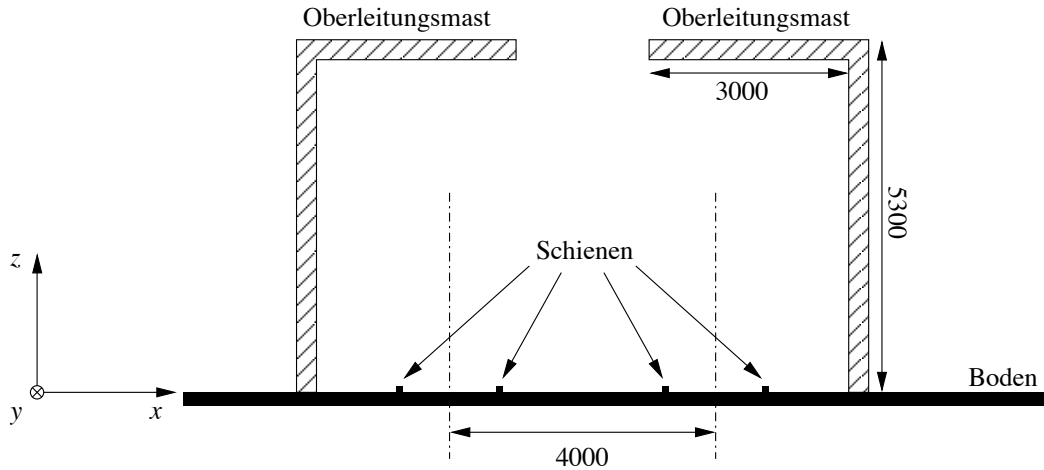


Bild 4.4: Basisszenario mit Koordinatensystem (Schnitt in der xz -Ebene, Maße in Millimeter)

Die in allen Szenarien vorhandenen Objekte sind inhärent für Bahnstecken: ein Boden, zwei Paar Gleise und Oberleitungsmasten. Dieser Verbund wird im Weiteren als Basisszenario bezeichnet.

Ein besonderes bauliches Merkmal von Hochgeschwindigkeitsstrecke ist die sogenannte *Feste Fahrbahn*, das heißt, statt der üblichen Verlegung auf Schotter und Schwellen, sind die Gleise auf Betonplatten befestigt. Das Prinzip der *Festen Fahrbahn* wird vor allem auf Hochgeschwindigkeitsstrecken zur Erhöhung der Seitenstabilität, Vermeidung von Schotterflug (Sogwirkung durch schnell fahrende Züge) und Verringerung der Wartungskosten eingesetzt [Sch02, Fie05]. Die feste Fahrbahn wird mittels eines Betonbodens modelliert. Auf diesem Betonboden verlaufen jeweils zwei parallele, metallische Schienenstränge. Der Gleisabstand beträgt im Modell 4,0 m, wie nach EBO mindestens vorgeschrieben. Die Trasse ist zu beiden Seiten mit metallischen Oberleitungsmasten gesäumt. In regelmäßigen Abständen (alle 100 Meter bzw. 65 Meter) befindet sich jeweils ein Paar Oberleitungsmasten, welche sich knapp innerhalb des Regellichtraums befinden. Ihre Entfernung zur Gleismitte beträgt 2 m, wie es in der EBO bei Baumaßnahmen und für Signalanlagen erlaubt ist. Das modellierte Lichtraumprofil schließt in der Höhe mit dem Ausleger der Oberleitungsmasten ab. Dieser verläuft vertikal, 4950 mm über der Schienenoberkante. Diese Höhe ist als Mindestfahrdrachthöhe in Abschnitt 4.2.1 gegeben.

In Bild 4.4 ist das Basisszenario als Schnitt der xz -Ebene eingezeichnet. Linker Hand wird das zugehörige Koordinatensystem eingeführt. Die Strecke verläuft geradlinig in y -Richtung. Die z -Koordinate entspricht der Höhe, während die x -Achse quer zu den Gleisen liegt.

Die aus Wellenausbreitungssicht relevanten und häufig entlang einer Bahnstrecke vorkommenden Objekte, außer denen des Basisszenarios, sind Lärmschutzwände und Vegetation. Durch Hinzufügen von Lärmschutzwänden bzw. Vegetation wird das Basisszenario auf diese charakteristischen Umgebungen erweitert. Die beiden Szenarien repräsentieren typische Umgebungen von Bahntrassen. Darüber hinaus erweisen sich die Kanaleigenschaften als sehr unterschiedlich und problematisch für Funküber-

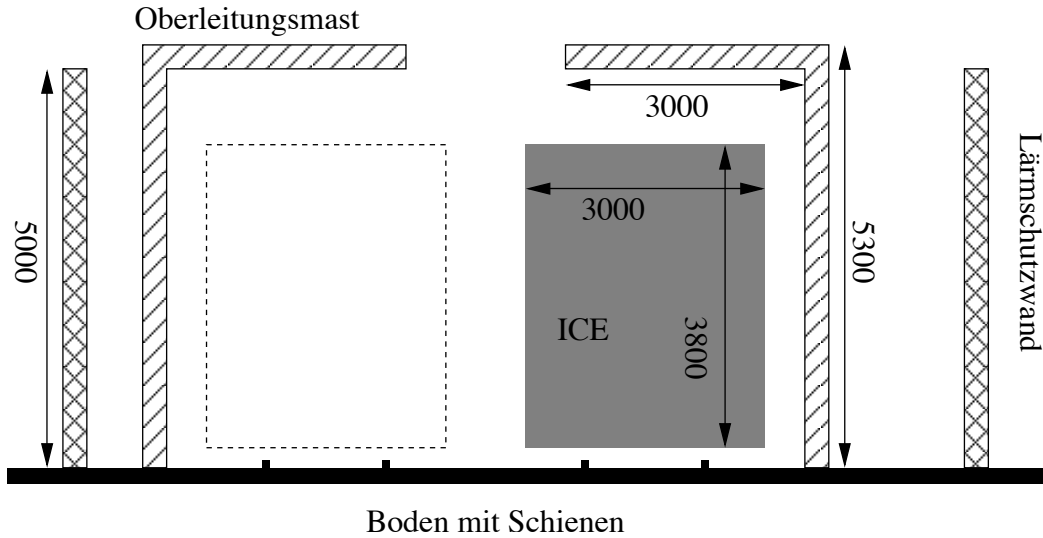


Bild 4.5: Modellierte Bahnstrecke mit Lärmschutzwänden im Querschnitt (Maße in Millimeter)

tragungssysteme. Daher werden diese Szenarien im Weiteren als Referenzszenarien herangezogen. Die Tabellen in Anhang B geben detailliert über die zur Simulation verwendeten Abmessungen und Materialparameter Aufschluß. An dieser Stelle erfolgt im Gegensatz zu Anhang B eine qualitative Beschreibung der Szenarien.

Bild 4.5 zeigt den entsprechenden Querschnitt des Szenarios Lärmschutzwand. Zusätzlich zu den Objekten des Basisszenarios wird die Umgebung durch Lärmschutzwände rechts und links der Trasse begrenzt. Weiter sind in der Abbildung die Querschnitte erkennbar, welche ICE-Züge einnehmen würden. Die Abmessungen des Zuges werden in Abschnitt 4.2.4 erläutert. Während das Basisszenario symmetrisch aufgebaut ist, ist der Abstand der Lärmschutzwand zur Trasse auf der linken Seite geringer als auf der rechten Seite, um Symmetrieeffekte der Wellenausbreitung zu vermeiden und die Simulation realistischer zu gestalten.

Im Fall des Szenarios Vegetation stehen Bäume statt Lärmschutzwände beiderseits der Trasse. Die Bäume werden durch Quader modelliert, welche Streueigenschaften besitzen (siehe Abschnitt 4.1.1). Die Platzierung der Quader entlang der Bahnstrecke geschieht statistisch, das bedeutet sowohl die Höhe, Breite und Weite der Quader, als auch deren Position zu den Schienen variiert auf Basis einer Gauß'schen Normalverteilung. Die Wahrscheinlichkeitsdichte $\varphi(x)$ der Gauß'schen Normalverteilung ist gegeben durch [HSZ03]:

$$\varphi(x) := \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2}, \quad \mu, \sigma, x \in \mathbb{R}, \quad \sigma > 0 \quad (4.10)$$

Der Parameter μ gibt den Mittelwert an und σ die Standardabweichung. Die Mittelwerte μ und Standardabweichungen σ , die in den drei Dimensionen zur Vegetationsgenerierung verwendet werden, listet Anhang B auf. Der Mindestabstand der Bäume zu der Gleismitte beträgt in Übereinstimmung mit der EBO 4 m.

Für beide Szenarien ist in Bild 4.6 die graphische Ausgabe eines Ausschnitts der drei-

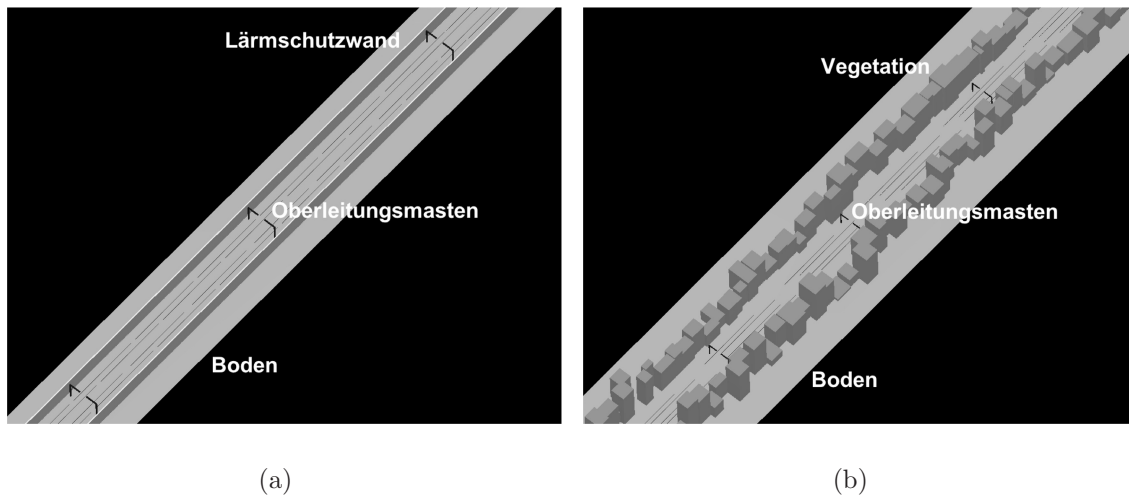


Bild 4.6: Zur Simulation verwendete Umgebungsszenarien: (a) mit Lärmschutzwänden, (b) mit Vegetation am Trassenrand

dimensionalen Umgebung von *ihert3d* dargestellt. Die Bilder enthalten ausschließlich die Umgebung. Bild 4.6(a) zeigt das Lärmschutzwandszenario. Die statistische Variation der Baumdimensionen und -position ist im Vegetationsszenario in Bild 4.6(b) deutlich erkennbar.

4.2.3 Gekrümmte Strecken

Die Umgebung ist nicht in allen Fällen eine gerade Trasse. Speziell die Verifikationsmessungen (siehe Kapitel 5) sind in einer Kurve durchgeführt worden, wodurch eine Modellierung gekrümmter Strecken nötig wird.

Die Umgebung und die darin enthaltenen Objekte bestehen aus Polygonen, welche durch die Angabe ihrer Eckpunkte als ebene Fläche definiert werden. Alle Kanten der Objekte verlaufen geradlinig zwischen den definierten Punkten. Diese Herangehensweise zur Erzeugung eines Szenarios erlaubt keine Modellierung von Kreisen, Kugeln, Ellipsen oder ähnlichen gekrümmten Elementen. Ein gekrümmter Streckenabschnitt, dessen Verlauf aus einer Aneinanderreihung von Kreisbögen verschiedener Radien besteht, kann nicht ohne weiteres modelliert werden. Um dieses Problem zu umgehen, kann ähnlich der Annäherung eines Kreises durch Vielecke zur Flächeninhaltsbestimmung verfahren werden. Ein Kreis oder Kreissektor wird dabei durch ein oder mehrere Dreiecke angenähert (siehe Bild 4.7). Sofern ein Kreissektor mit einem Winkel α kleiner als π vorliegt, kann folgende Näherung für die enthaltene Fläche vorgenommen werden: die begrenzenden Kreispunkte werden statt über den Kreisbogen über die Kreissehne verbunden. Die Randbegrenzung ist dann nicht mehr gekrümmt, sondern geradlinig. Der Fehler dieser Näherung entspricht gerade dem Kreissegment, welches durch den Kreisbogen und die Kreissehne eingeschlossen wird. Wird die Fläche in mehrere gleichgroße Dreiecke unterteilt, so verringert sich der Näherungsfehler. Die Unterteilung erfolgt unter Beibehaltung der Seitenlänge

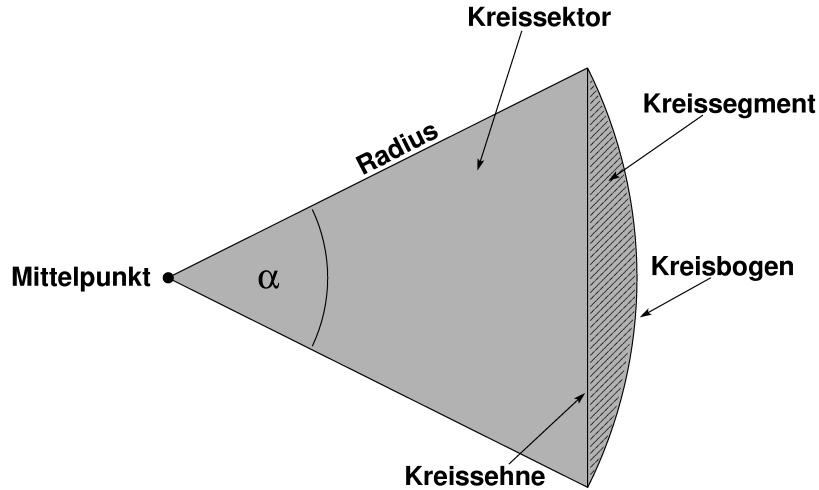


Bild 4.7: Definition der Kreiselemente

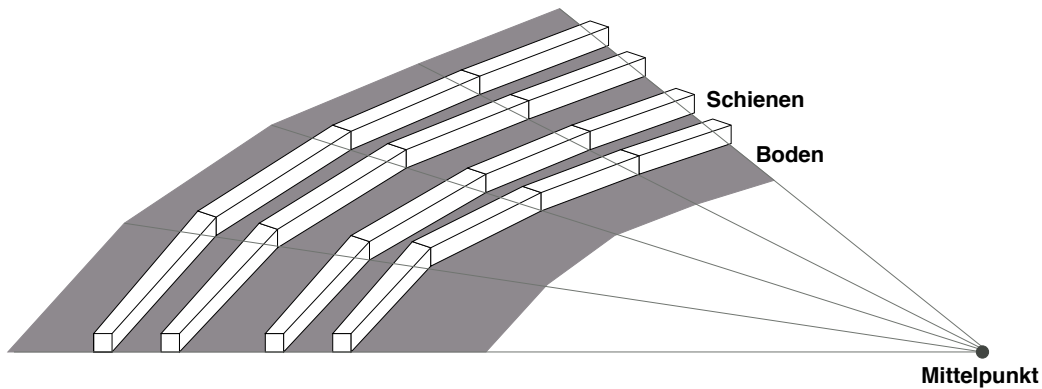


Bild 4.8: Unterteilung eines gekrümmten Streckenabschnitts in Unterabschnitte mit geraden Kanten. Die Graphik zeigt den Boden mit den zwei Schienenpaaren (nicht maßstabsgerecht).

(= Kreisradius) während der Sektorwinkel α durch die Zahl der Dreiecke geteilt wird. Für das strahlenoptische Ausbreitungsmodell werden gekrümmte Streckenverläufe mit der gerade beschriebenen Technik erzeugt. Für die dreidimensionalen Objekte und den Boden der Umgebung erfolgt die Näherung mittels eines Innen- und eines Außenradius, zwischen denen die Eckpunkte der Objekte als geradlinige Kanten definiert werden. Die Objekte im Szenario werden jeweils so ausgerichtet, dass der Normalenvektor der betreffenden Flächen in Richtung des Kreismittelpunktes zeigt. Bild 4.8 gibt beispielhaft einen in Unterabschnitte aufgeteilten gekrümmten Streckenabschnitt an. Die Gleise sind gegenüber dem Boden zur besseren Darstellung stark vergrößert. Mit dem vorgestellten Verfahren ist die Erzeugung eines beliebigen Streckenverlaufs möglich. Eine detaillierte Herleitung und Beschreibung des Algorithmus findet sich in [Stt06]. Kurvenstücke mit unterschiedlichen Krümmungsradien und -richtungen werden zu einer Gesamtstrecke aneinander gereiht. Die Eingangsparameter sind die Krümmungsrichtung (rechts, links, gerade), der Krümmungsradius und die Länge ei-

nes Abschnitts. Beliebig viele Abschnitte können auf diese Weise zu einer Umgebung zusammengefügt werden.

4.2.4 Zugmodell und -bewegung

In dem simulierten Funksystem kommuniziert ein mit sehr hoher Geschwindigkeit fahrender Zug mit einer Basisstation an der Strecke. In die vorgestellten Umgebungen wird daher ein schnell fahrender Zug als Objekt integriert. Der Intercity-Express (ICE) stellt derzeit diejenige Zugklasse dar, welche bei der Deutschen Bahn die höchsten Geschwindigkeiten erreicht. Daher orientiert sich die Zugmodellierung in dieser Arbeit an dem ICE3, dem aktuellsten Modell der Baureihe.

Abgesehen von einigen Vereinfachungen stimmen die modellierten Züge in Form und Abmessungen mit denen eines ICE3 überein. Ein ICE3-Halbzug nach [Rie01] besteht aus zwei Endwagen und sechs Mittelwagen. Die Mittelwagen besitzen eine Länge von 24.775 mm, die Endwagen sind mit 25.835 mm etwas länger. Die Breite des Zuges beträgt 2.950 mm bei einer Höhe von 3.890 mm. Die Gesamtlänge des Zuges wird mit 200.870 mm angegeben.

Auf einer geraden Strecke wird der gesamte Zug als Einheit behandelt und entspricht im Querschnitt einem Rechteck, im Längsschnitt einem gleichschenkligen Trapez. Die gesamte Länge des modellierten Zuges beträgt 205.000 mm. Die größere Gesamtlänge des Modells gleicht aus, dass im Modell der Bug und das Heck des Zuges spitz zulaufen, wohingegen die Zugausläufer in der Realität abgerundet sind. Die Maße des Modells sind auf 3.000 mm in der Breite und 4.000 mm (Zugkörper 3.800 mm + Abstand zu den Schienen 200 mm) in der Höhe aufgerundet. Die Aufrundung erfolgt, da reale Züge im Lichtraum einer Toleranz durch seitliche Neigung bzw. Verkippung des Wagens unterliegen sowie Höhenvariationen durch Gleisüberhöhungen, Abnutzungsgrad der Schienen und Räder auftreten. Alle Maße des realen und modellierten ICE3-Zuges sind in Tabelle 4.4 zusammengefasst. Die Koordinaten des Zuges in den Szenarien sowie die Materialparameter sind in Anhang B gegeben.

Im Fall einer gekrümmten Simulationsstrecke, wird die Gesamtlänge des Zuges in Unterabschnitte unterteilt, die jeweils der Größe eines ICE-Wagenabteils entsprechen. Die einzelnen Wagen bleiben in sich gerade. Der Zug kann sich als Ganzes durch ein Abknicken zwischen den Wagen dem Kurvenverlauf der Strecke anpassen. Diese Flexibilität gewährleisten in der Realität Gliederbrücken mit Doppelwellenbälgen zwischen den Wagenabteilen [Rie01].

Für die Simulation wird angenommen, dass der gesamte Zug aus einem perfekt elektrisch leitfähigen Material (PEC, engl. Perfect Electric Conductor) besteht. Da sich in den Simulationen zeigt, dass keine Interaktionen mit den Fensterbereichen des Zuges stattfinden, kann zugunsten der Effizienz des Modells auf eine separate Modellierung der Fensterbereiche aus Verbundglas verzichtet werden.

Das Fahrverhalten des Zuges wird durch ein gleichförmiges Bewegungsmodell simuliert. Prinzipiell kann im Modell jede beliebige Fahrgeschwindigkeit gewählt werden. Aus Gründen der Vergleichbarkeit wird in dieser Arbeit stets eine Zuggeschwindigkeit von 400 km/h verwendet. Nur im Rahmen der Verifikation fährt der Zug mit 100 km/h, da die Geschwindigkeit für die Messung mit dem *RUSK Channel Sounder* reduziert

Tabelle 4.4: Maße des ICE3 mit zwei Endwagen und sechs Mittelwagen

Maße des ICE3 in mm	Realität	Modell
Gesamtlänge	200.870	205.000
Endwagen, Länge über Kupplung	25.835	28.175
Mittelwagen, Länge über Kupplung	24.775	24.775
Breite	2.950	3.000
Gesamthöhe über Schienenoberkante	3.890	4.000

werden musste. Für alle anderen Fälle stellt die Geschwindigkeit von 400 km/h eine obere Abschätzung der schon heute erreichten Fahrgeschwindigkeiten der ICEs der Deutschen Bahn dar. Auf Hochgeschwindigkeitstrecken gelten derzeit angestrebte Richtwerte für die Geschwindigkeit von 300 km/h, mindestens jedoch 250 km/h (nach [Fie05]). Die maximal erlaubte Geschwindigkeit auf einem Streckenabschnitt hängt von den jeweiligen technischen Voraussetzungen ab. Testfahrten werden bereits mit Tempo 370 km/h durchgeführt, der Geschwindigkeitsrekord des ICE/V liegt bei 406,9 km/h [Rie01]. Mittelfristig sind drahtlose Kommunikationssysteme daher mit einem derart hohen Tempo (400 km/h) konfrontiert und müssen diesem standhalten.

Die zeitliche Veränderung des dynamischen Szenarios ist durch aufeinander folgende Momentaufnahmen - Snapshots - realisiert. Eine Abfolge von Snapshots enthält alle Informationen über die Zugbewegung wie z.B. die Geschwindigkeit, die zurückgelegte Strecke und entspricht somit der fortschreitenden Zeit (siehe Abschnitt 4.1.3).

In Bild 4.9 ist jeweils ein Snapshot für die Szenarien Lärmschutzwand und Vegetation dargestellt. Zusätzlich zu den bereits in Bild 4.6 präsentierten Umgebungen ist der weiße ICE3 erkennbar. In diesem Snapshot befindet sich eine Mobilstation auf dem Dach des ICEs und eine Basisstation am Streckenrand. Die hellen Linien zeigen die berechneten Ausbreitungspfade an. Aus Übersichtlichkeitsgründen ist die Pfadanzahl in der Abbildung auf 40 Pfade beschränkt.

4.3 Von SISO zu MISO

In den vorherigen Abschnitten wird das Wellenausbreitungsmodell und die Umgebungsmodellierung hergeleitet und erklärt. Das Kanalmodell für Hochgeschwindigkeitsstrecken setzt sich aus diesen beiden Komponenten zusammen. Der kommende Abschnitt 4.3.1 beschreibt ein einfaches Szenario mit einer Mobilstation auf einem Hochgeschwindigkeitszug und einer Basisstation am Streckenrand, hier mit Single Input Single Output (engl.), kurz SISO, bezeichnet. Für diese Konstellation werden die prinzipiell auftretenden Wellenausbreitungseffekte an den Objekten der Szenarien Lärmschutzwand und Vegetation erläutert. In Abschnitt 4.3.3 wird ein Kommunikati-

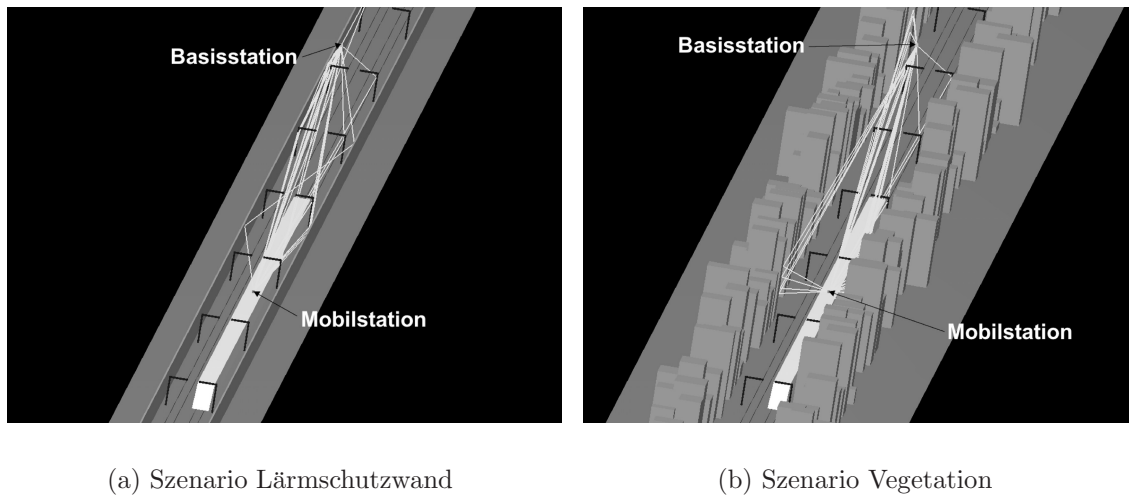


Bild 4.9: Zur Simulation verwendete Umgebungsszenarien mit Ausbreitungspfad

onssystem basierend auf einem Gleichwellennetz vorgestellt und dessen mögliche Umsetzung für Hochgeschwindigkeitszüge beschrieben. In einem Gleichwellennetz kommunizieren mehrere Basisstationen am Streckenrand gleichzeitig und synchronisiert mit einer Mobilstation auf einem Zug. Diese Konstellation wird in dieser Arbeit als Multiple Input Single Output (engl.), kurz MISO, bezeichnet. Anschließend folgt in Abschnitt 4.3.4 eine Betrachtung der nötigen Abtastfrequenz und ein Verfahren zur Interpolation, um die Berechnungen zu beschleunigen. Am Ende des Kapitels wird in Abschnitt 4.3.5 auf den Einfluss der Oberleitungsmasten im eingeführten MISO-System eingegangen.

4.3.1 SISO-Simulation

In diesem Abschnitt sollen die für die weiteren Untersuchungen relevanten Ergebnisse im SISO-Fall dargestellt werden. Verschiedene Aspekte des Verhaltens des SISO-Funkkanals für Hochgeschwindigkeitszüge sind bereits in [KM⁺05b, KM⁺05a, KB⁺06c] veröffentlicht.

Für die SISO-Simulation werden die beiden Szenarien Lärmschutzwand und Vegetation aus Abschnitt 4.2 herangezogen. Bild 4.10 zeigt eine Skizze des Basisszenarios, um die Antennenpositionen und Mastpositionen zu verdeutlichen. Es gilt das in Bild 4.4 eingeführte Koordinatensystem, dessen Ursprung in der Mitte der beiden Schienepaare auf Höhe des Bodens liegt. Die Skizze zeigt einen Blick auf die yz -Ebene. Die betrachtete Strecke verläuft gerade und weist eine Gesamtlänge von 800 m auf. Die Oberleitungsmasten befinden sich in einem Abstand von 100 m paarweise am Streckenrand. Ein ICE fährt mit einer Geschwindigkeit von 400 km/h in positive y -Richtung durch das Szenario. Auf dem Dach des ICEs, 100 m vom Zugende entfernt (y -Richtung), befindet sich die Mobilstationsantenne (MS), in der Simulation der Empfänger. Das

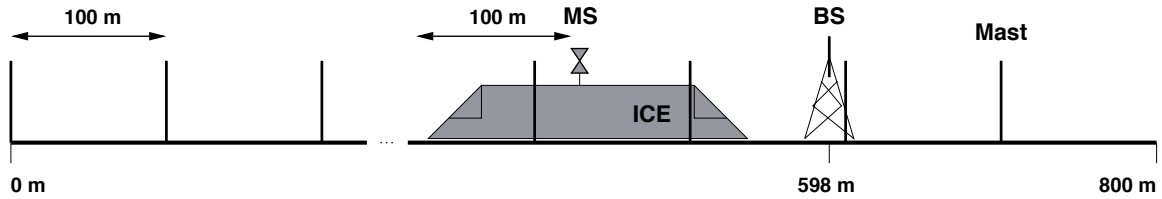


Bild 4.10: Skizze der simulierten Strecke mit einer Länge von 800 m (SISO-Strecke)

Phasenzentrum der Antenne liegt 25 cm über dem ICE-Dach³ (z -Richtung), mittig (x -Richtung) zum Zugkörper positioniert. Die Antenne bewegt sich mit dem ICE (in y -Richtung) durch das Szenario. Die Basisstationsantenne (BS) fungiert als Sendeanenne bei der Frequenz $f_0 = 5,2$ GHz und wird am Streckenrand etwas unterhalb der Ausleger der Oberleitungsmasten platziert ($(x;y;z)$ -Position im Streckenkoordinatensystem: $(-4,5 ; 598,0 ; 4,3)$). Im Simulationsverlauf bewegt sich die Mobilstation samt Hochgeschwindigkeitszug erst auf die Basisstation zu, passiert die Basisstation und entfernt sich schließlich von ihr. Da die Antennen der Basisstation und der Mobilstation auf gleicher Höhe liegen und nicht durch Objekte behindert werden, herrscht über die gesamte Simulationsdauer Sichtverbindung. Damit die Simulationsergebnisse das Verhalten des reinen Funkkanals repräsentieren, sind die Richtcharakteristiken der Antennen isotrop, besitzen also keine Vorzugsrichtung. Beide Antennen sind vertikal polarisiert. Das zeitliche Verhalten der dynamischen Umgebung wird mit Snapshots in einem Abstand von 0,5 m nachgebildet. Die Gesamtstrecke - mit einem zurückgelegten Fahrweg von 595 m - setzt sich somit aus 1191 Momentaufnahmen zusammen. Mit diesem Snapshot-Abstand kann zwar nicht das statistische Verhalten des schnellen Schwundes beschrieben werden, zur qualitativen Beschreibung der Effekte ist dieser Abstand hingegen völlig ausreichend.

Bei den Kanalsimulationen kann in den beiden Szenarien Lärmschutzwand (abgekürzt LSW) und Vegetation ein deutlicher Einfluss der Oberleitungsmasten auf die Wellenausbreitung festgestellt werden. Dies ist besonders gut am Verlauf des Leistungsverzögerungsspektrums über der Zeit zu erkennen. In Bild 4.11 ist das Leistungsverzögerungsspektrum für die Lärmschutzwand-Strecke dargestellt. Das Ergebnis für die Strecke mit Vegetationsumgebung kann Bild 4.12 entnommen werden. In der graphischen Darstellung ist die Empfangsleistung P_0 über der Verzögerungszeit τ und der Simulationsdauer aufgetragen. Als Referenz-Sendeleistung wird 0 dB angenommen, wodurch sich aus der negativen Empfangsleistung in dB gerade der Pfadverlust L ergibt ($L = -P_0$). In beiden Szenarien erscheint deutlich der direkte Pfad (LOS-Pfad), dessen Verzögerungszeit während der Annäherung an die Basisstation abnimmt und danach ansteigt. Das Minimum der Verzögerungszeit erreicht er zum Zeitpunkt 4,455 s, wenn sich die Mobilstation gerade auf Höhe der Basisstation befindet. Der LOS-Pfad besitzt außerdem die Eigenschaft, zu jedem Zeitpunkt der Pfad mit der kürzesten Verzögerungszeit zu sein. Kurz nach diesem stärksten und schnellsten Pfad treffen weitere Pfade am Empfänger ein. Diese resultieren aus Pfaden mit nur ge-

³Ein Abstand zum ICE-Dach von 25 cm hat sich als geeignet erwiesen. Reale Zugantennen weisen Höhen über der Dachfläche in dieser Größenordnung auf (siehe Abschnitt 5.2.2).

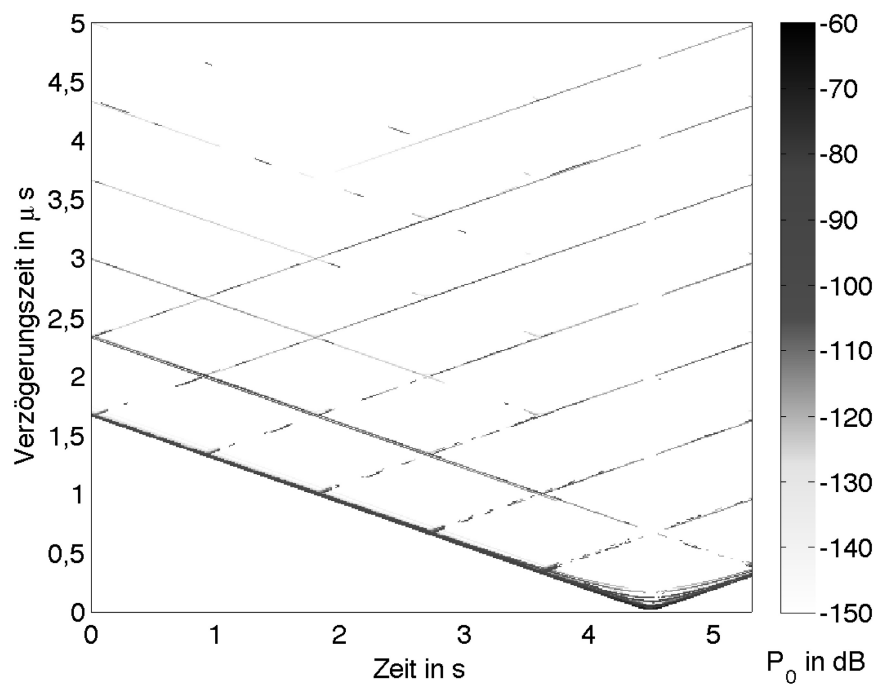


Bild 4.11: Leistungsverzögerungsspektrum der LSW-Strecke mit einer Länge von 800 m

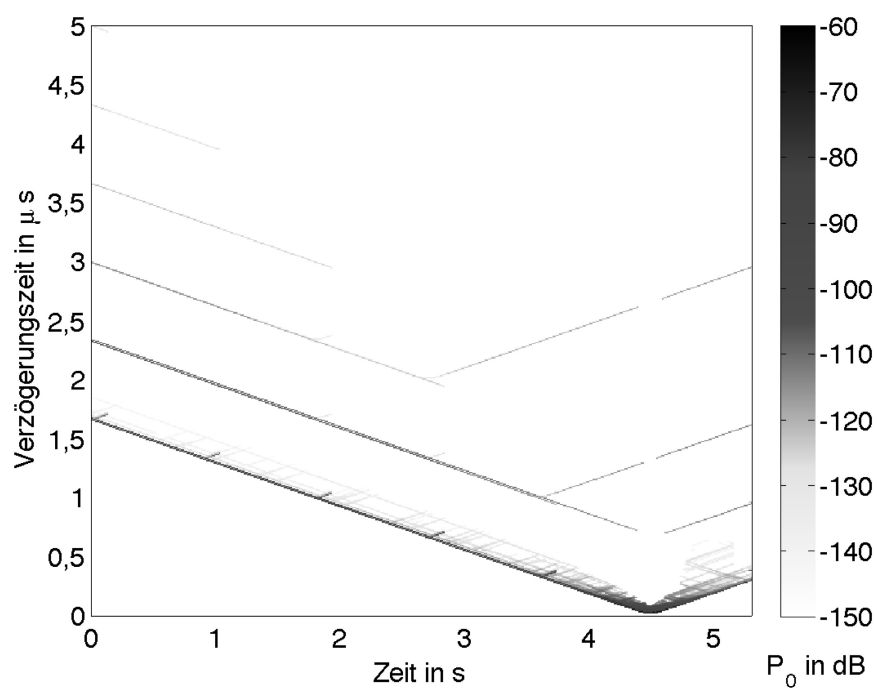


Bild 4.12: Leistungsverzögerungsspektrum der Vegetations-Strecke mit einer Länge von 800 m

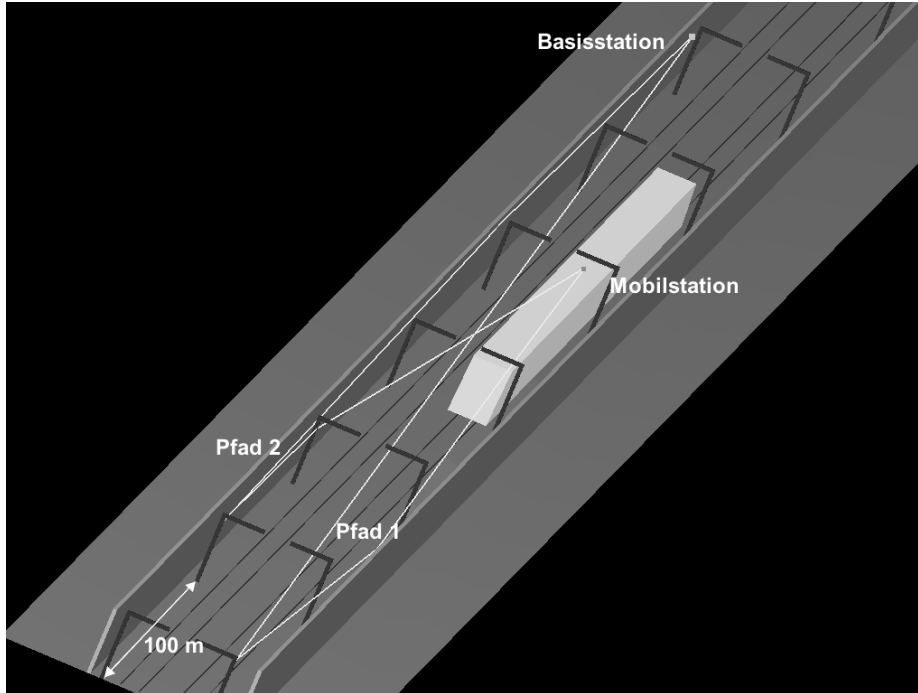


Bild 4.13: Veranschaulichung des Zusammenhangs von Mastabstand und Verzögerungszeit, Perspektive stark gestaucht

ringförmig längerer Laufzeit, verursacht durch Beugungen an Masten, Reflexionen an der Lärmschutzwand oder Streupfade im Fall der Vegetation.

Darüber hinaus tritt in beiden Leistungsverzögerungsspektren ein periodisches Muster hoher Leistungsanteile auf, deren Laufzeitunterschiede $\Delta\tau \approx 0,67 \mu\text{s}$ betragen. Da sich elektromagnetische Wellen mit Lichtgeschwindigkeit c ausbreiten, läßt sich aus dem Laufzeitunterschied $\Delta\tau$ direkt die Differenz der Pfadlänge Δs ableiten:

$$\Delta s = c \cdot \Delta\tau \approx 200 \text{ m} \quad (4.11)$$

Dieser Effekt resultiert aus den Interaktionen der Pfade mit denjenigen Oberleitungsmasten, welche sich nicht im Bereich zwischen der Basisstation und der Mobilstation befinden. Die Pfade, welche über einen derartigen Oberleitungsmast verlaufen, legen gegenüber dem direkten Pfad eine längere Strecke vom Sender zum Empfänger zurück. Pro weiter entferntem Mastpaar ergibt sich aufgrund von Hin- und Rückweg eine zusätzliche Strecke von etwa 200 m verglichen mit der Länge eines Pfades, der mit dem vorigen Mastpaar interagiert. Zur Veranschaulichung dieser Tatsache zeigt Bild 4.13 einen Snapshot des Lärmschutzwandszenarios mit zwei ausgesuchten Ausbreitungspfaden (helle Linien). Auf ihrem Weg von der Basisstation zur Mobilstation erfahren beide Pfade mehrere Interaktionen. Das die Pfadlänge bestimmende Interaktionsobjekt entspricht bei Pfad 1 dem ersten Mastpaar der Strecke (links unten in Bild 4.13), bei Pfad 2 dem zweiten Mastpaar. Die ungefähre Differenz der Laufzeiten läßt sich schließlich aus dem Abstand der Masten bestimmen, welchen Pfad 1 zusätzlich hin- und zurücklaufen muss, und liegt bei ca. 200 m.

Der Vergleich von Bild 4.11 und Bild 4.12 ergibt, dass das LSW-Szenario wesentlich

längere Abklingzeiten des Kanals aufweist als das Vegetationsszenario. Dies liegt in den Mehrfachreflexionen begründet, die an den Lärmschutzwänden entstehen können. Sie führen zu hohen Verzögerungszeiten bei relativ geringem Pfadverlust. Im Vegetationsszenario können an deren Stelle Streupfade auftreten, welche jedoch einem wesentlich höheren Pfadverlust unterliegen. Eine hohe Abklingzeit zwingt ein OFDM-System zu einem entsprechend langen zyklischen Präfix (siehe Abschnitt 3.2.1). Im Hinblick auf ein OFDM-Kommunikationssystem verhält sich die Vegetationsumgebung im Fall des SISO-Kanals daher wesentlich gutmütiger.

Im Anschluss an die Diskussion der Verzögerungszeiten folgt die Betrachtung der Doppler-Verschiebungen. Eine Doppler-Verschiebung f_D hängt bei einer Simulation mit bewegtem Empfänger direkt vom Einfallswinkel am Empfänger ψ_{Rx} des Pfades gegenüber der Bewegungsrichtung ab. Aus den Gleichungen (2.3) und (2.2) mit der Geschwindigkeit $v = 400 \text{ km/h} = 111, \bar{1} \text{ m/s}$ der Mobilstation folgt:

$$f_D = \frac{vf}{c} \cos \psi_{\text{Rx}} \quad (4.12)$$

Damit ist gleichzeitig die maximale Doppler-Verschiebung in den Szenarien definiert ($\psi_{\text{Rx}} = 0^\circ, \pm 180^\circ$):

$$|f_{D,\text{max}}| = \frac{111, \bar{1} \frac{\text{m}}{\text{s}} \cdot 5,2 \text{ GHz}}{3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}} \approx 1926 \text{ Hz} \quad (4.13)$$

In den Bildern 4.14 und 4.15 ist der Zusammenhang zwischen dem Einfallswinkel ψ_{Rx} an der bewegten Mobilstation und der entstehenden Doppler-Verschiebung erkennbar. $\psi_{\text{Rx}} = 0^\circ$ entspricht einem aus der Bewegungsrichtung des Zuges einfallenden Pfad, $\psi_{\text{Rx}} = \pm 180^\circ$ einem Pfad aus der entgegengesetzten Richtung. In den Bildern sind alle Empfangspfade mit dem jeweiligen Pfadverlust für eine exemplarische Momentaufnahme dargestellt. Der Snapshot entspricht für beide Umgebungen der gleichen Zugposition und entstammt dem Abschnitt der Strecke, in dem sich die Mobilstation auf die Basisstation zubewegt. Der Löwenanteil der einfallenden Pfade konzentriert sich bei beiden Szenarien auf die Einfallswinkel um $\psi_{\text{Rx}} = 0^\circ$ (inklusive LOS-Pfad) und um $\psi_{\text{Rx}} = -180^\circ$. Das heißt, die Pfade fallen jeweils aus einem schmalen Winkelbereich von vorne und hinten auf den Empfänger ein. Dies hat zur Folge, dass sich die empfangenen Doppler-Verschiebungen stark an den Extremwerten orientieren. Während die Pfade aus Richtung der Zugbewegung maximale positive Doppler-Verschiebung erfahren, weisen die Pfade mit einem Einfallswinkel entgegengesetzt zur Zugbewegung maximale Doppler-Verschiebung mit negativem Vorzeichen auf. Außer um die Extremwerte der Doppler-Verschiebung tritt im Szenario Lärmschutzwand eine weitere Pfadgruppe bei etwa -1000 Hz auf. Diese Pfade sind auf Interaktionen mit einem Oberleitungsmasten nahe der Mobilstation zurückzuführen. In ähnlicher Form taucht diese Pfadgruppe im Vegetationsszenario auf. Zusätzlich findet sich im Gegensatz zum Lärmschutzwandszenario eine Reihe weiterer Pfade mit hoher Pfaddämpfung, welche Doppler-Verschiebungen zwischen 400 Hz und 1400 Hz zeigen. Hierbei handelt es sich um Streupfade, die aus Interaktionen mit den Bäumen am Streckenrand stammen. Wie bereits angemerkt, sind die Leistungsanteile dieser Pfade gering. Dafür können je nach Szenario sehr viele Streupfade existieren, so dass der Gesamtbeitrag nicht vernachlässigt werden kann. Die Doppler-Verbreiterung für die LSW-Strecke in Bild 4.14

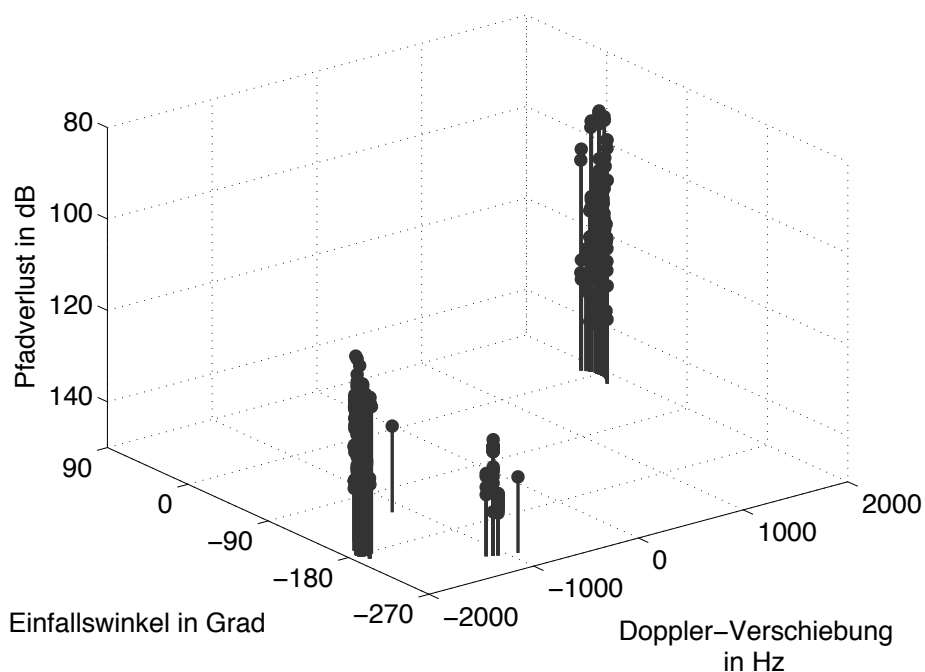


Bild 4.14: Pfadverlust über dem Einfallswinkel und der Doppler-Verschiebung einer isotropen Antenne, exemplarischer Snapshot der LSW-Strecke mit einer Länge von 800 m

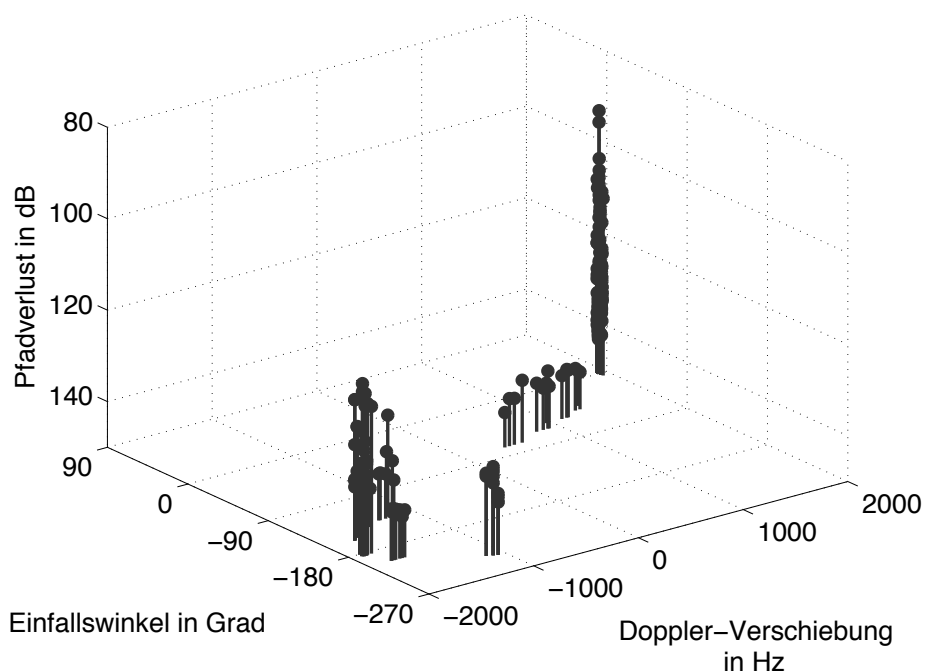


Bild 4.15: Pfadverlust über dem Einfallswinkel und der Doppler-Verschiebung einer isotropen Antenne, exemplarischer Snapshot der Vegetations-Strecke mit einer Länge von 800 m

beträgt 1425,7 Hz und 1107,5 Hz für die Vegetations-Strecke in Bild 4.15. Das Vegetationsszenario besitzt trotz der vielen Streupfade in diesem Snapshot eine geringere Doppler-Verbreiterung, da die Pfade mit ihrer Empfangsleistung gewichtet werden (siehe Gleichung (2.27)).

Anhand eines exemplarischen Snapshots kann sehr gut das prinzipielle Verhalten des Funkkanals erklärt werden. Das Verhalten über die gesamte Simulationsdauer wird durch das Spektrogramm wiedergegeben. In diesem sind die Doppler-Verschiebungen über der Zeit aufgetragen. Die Intensität repräsentiert die Empfangsleistung P_0 . Die Bilder 4.16 und 4.17 zeigen die Spektrogramme für die Szenarien Lärmschutzwand und Vegetation. Wie bereits aus den Bildern 4.14 und 4.15 hervorgeht, konzentrieren sich auch in den Spektrogrammen die Doppler-Verschiebungen auf die maximale positive und negative Doppler-Frequenz. Zum Zeitpunkt 4,455 s passiert die Mobilstation die Basisstation, was beim LOS-Pfad zu einer Umkehr des Vorzeichens der Doppler-Verschiebung führt. Weitere Vorzeichenwechsel der Doppler-Verschiebung im Szenario stammen von der Vorbeifahrt an Oberleitungsmasten und können alle 0,9 s beobachtet werden. Vor der Vorbeifahrt an einem Mastpaar verkürzen sich die Pfade vom Sender über diese Masten zum Empfänger, da sich der Empfänger auf die Interaktionspunkte zubewegt. Nach dem Passieren dieser Punkte verlängert sich die Distanz zu den Interaktionspunkten mit der Zugbewegung, wodurch eine negative Doppler-Verschiebung entsteht. Die Zeitdifferenz Δt zwischen zwei Vorzeichenwechseln ergibt sich aus der Empfängergeschwindigkeit v und dem Mastabstand s_{Mast} :

$$\Delta t = \frac{s_{\text{Mast}}}{v} = \frac{100 \text{ m}}{111,1 \frac{\text{m}}{\text{s}}} = 0,9 \text{ s} \quad (4.14)$$

Dieses Verhalten tritt im Szenario Lärmschutzwand besonders deutlich auf, da sich die Ausbreitung der Wellen innerhalb der begrenzenden Lärmschutzwände ähnlich einem Wellenleiter verhält (Wellenleiter-Effekt). Die Kombination von Reflexionen an den Lärmschutzwänden mit Mastinteraktionen verursacht eine Konzentration von starken Pfaden. Im Vergleich zum Lärmschutzwandszenario ist der periodische Vorzeichenwechsel im Fall des Vegetationsszenarios weniger intensiv ausgeprägt, kann aber auch erkannt werden. Durch die fehlenden starken Reflexionen an den Lärmschutzwänden sind die Leistungen in der Vegetationsumgebung geringer. Das Spektrogramm ist insgesamt eher diffus. Das heißt, es treten mehr unterschiedliche Frequenzanteile auf. Dieses Verhalten läßt sich auf die Streupfade zurückführen, welche zwar geringe Leistungen aufweisen, dafür aber viel mehr mögliche Einfallswinkel am Streuzentrum erlauben als eine Reflexion. Dies führt zu einer größeren Vielfalt an Einfallswinkeln am Empfänger und somit zu einer Fülle an Doppler-Verschiebungen. Die Tendenz zur Konzentration auf die maximale Doppler-Verschiebung erscheint im Vegetationsszenario nicht so stark wie beim Lärmschutzwandszenario. Besonders um den Moment der Vorbeifahrt tauchen vielfältige Spektralanteile auf.

Die Konzentration der Doppler-Verschiebungen auf die maximale positive und negative Doppler-Frequenz, führt daher vor allem im Fall des Lärmschutzwandszenarios zu einer Aufweitung der Subträgerspektren in OFDM-Systemen (siehe Abschnitt 3.3). Bezüglich eines OFDM-Systems verhält sich das Lärmschutzwandszenario im SISO-Fall kritischer als die Vegetationsumgebung.

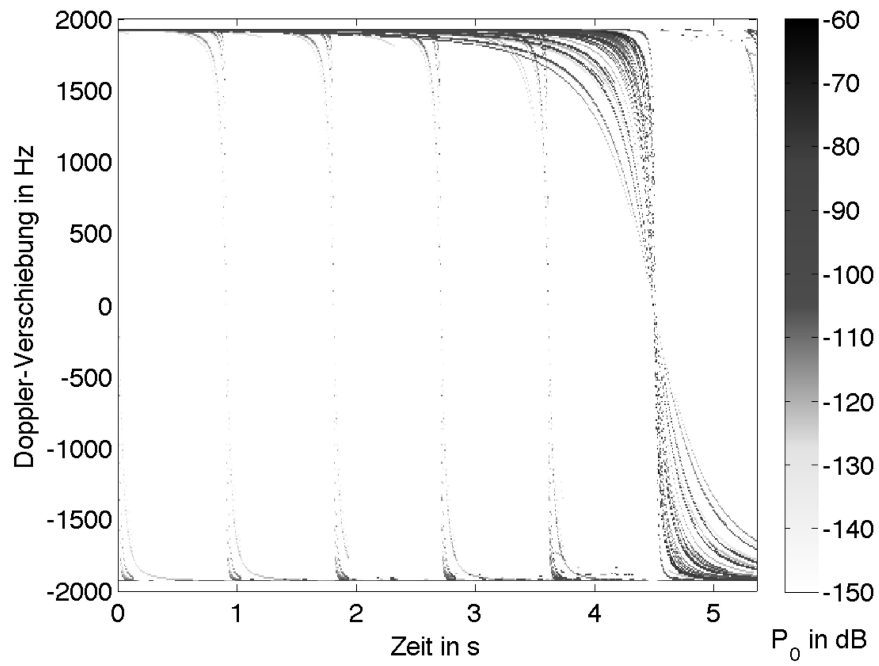


Bild 4.16: Spektrogramm der LSW-Strecke mit einer Länge von 800 m

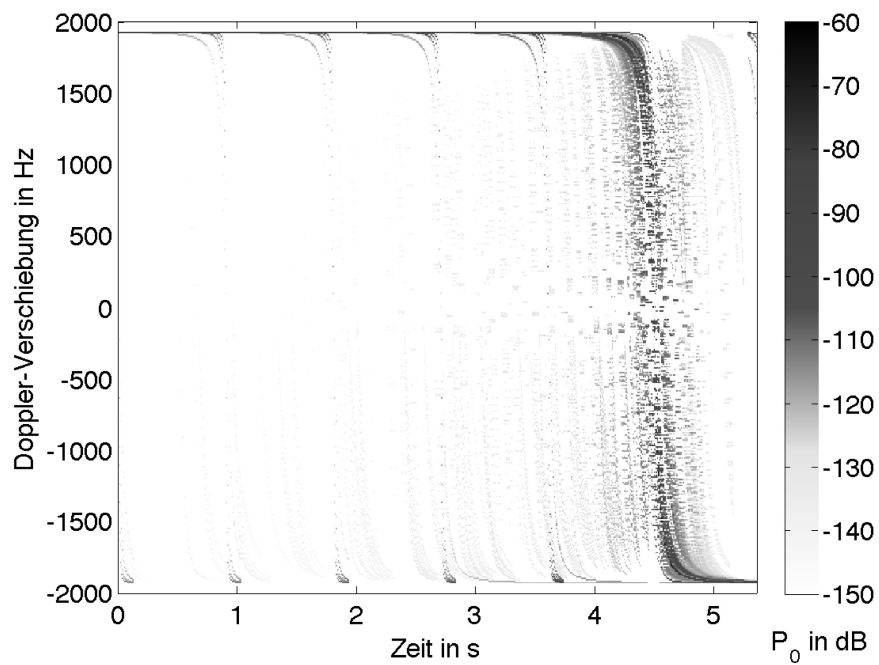


Bild 4.17: Spektrogramm der Vegetations-Strecke mit einer Länge von 800 m

Wie in Abschnitt 3.5 erläutert, kann eine maximale Datenrate in einem OFDM-System erreicht werden, indem die Länge des zyklischen Präfixes und der Subträgerabstand für den realen Funkkanal optimiert werden. Besitzt ein Funkkanal gegenüber einem anderen schnellere Abklingzeiten oder einen geringeren Doppler-Einfluss, so kann die Datenrate erhöht werden. Als Messgrößen für die quantitativen Betrachtungen werden die Impulsverbreiterung und die Doppler-Verbreiterung definiert (siehe Abschnitt 2.5.2 und Abschnitt 2.6.2). Diese Werte dienen als Kriterium zur Beurteilung einer möglichen Datenrate: Je kleiner die Impuls- und Doppler-Verbreiterung ausfallen, desto niedriger sind die ICI- und ISI-Werte ([RK99, LC01, LS06]) und desto höhere Datenraten sind erreichbar. Wie die Kanalimpulsantwort schwanken die Impuls- und Doppler-Verbreiterungen über der Zeit. Daher sollte ein OFDM-System an die jeweiligen Ausbreitungsbedingungen angepaßt werden. [KK08] schlägt hierzu ein adaptives OFDM-System vor.

4.3.2 Antennenkonzepte zur Optimierung des Funkkanals

Die bisherigen Erkenntnisse zum prinzipiellen Verhalten der Wellenausbreitung auf einer Hochgeschwindigkeitsstrecke liefern die grundlegende Aussage, dass Pfade vor allem von vorne mit hoher positiver Doppler-Verschiebung und hinten mit hoher negativer Doppler-Verschiebung auf die Mobilstation eintreffen. Dies führt zu einer hohen Doppler-Verbreiterung an der Mobilstation. Ausbreitungspfade, die den gleichen Einfallswinkel besitzen, weisen die gleiche Doppler-Verschiebung auf. Beim Empfang von Pfaden aus einem kleinen Winkelbereich weisen alle Pfade ähnliche Doppler-Verschiebungen auf und die Doppler-Verbreiterung ist sehr gering. Daher liegt der Gedanke nahe, die Ausbreitungspfade durch den Einsatz von optimierten Antennencharakteristiken derart zu modifizieren, dass alle eintreffenden Pfade eine ähnliche Doppler-Verschiebung erfahren und dadurch die Doppler-Verbreiterung zu minimieren. Die im Weiteren verfolgte Idee ist, nur diejenigen Pfade zu berücksichtigen, welche aus dem Winkelbereich der Fahrtrichtung eintreffen. Die meiste Zeit fährt die Mobilstation auf die Basisstation zu. Dann liegt in diesem Winkelbereich der LOS-Pfad, was sich positiv auf die Doppler-Verbreiterung auswirkt. Bei der Verwendung von optimierten Richtcharakteristiken sind allerdings einige Rahmenbedingungen zu erfüllen:

1. Die Selektion der eintreffenden Pfade kann nicht beliebig erfolgen, sondern soll einer realen Antennencharakteristik folgen, das heißt Hauptkeule und Nebenkeulen sowie Nullstellen aufweisen. Die Richtcharakteristik soll nicht zu kompliziert sein, damit eine reale Umsetzung möglich ist.
2. Die Verwendung der Charakteristik soll zu einer Steigerung der Netto-Datenrate führen. Intelligente Beamforming-Verfahren erlauben zwar eine instantane Neuausrichtung der Hauptkeule, jedoch bedeutet diese Optimierung einen hohen Signalisierungsaufwand, welcher die Netto-Datenrate reduziert. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit auf eine nachgeführte Richtcharakteristik verzichtet.

3. Der Verlust einiger Pfade bedeutet weniger Beiträge zur Empfangsleistung. Eine gerichtete Antenne verstärkt einige einfallende Pfade und dämpft andere durch den Antennengewinn und die Richtcharakteristik. Es stellt sich die Frage, ob sich das Signal-zu-Rauschleistungs-Verhältnis im Gesamtsystem verbessert oder verschlechtert.

Im Weiteren wird der Ansatz zur Verringerung der Doppler-Verbreiterung unter Verwendung einer gerichteten Antenne bzw. eines Antennenarrays auf Seiten der Mobilstation für das SISO-System beschrieben. Dabei werden die oben eingeführten Rahmenbedingungen berücksichtigt.

Nørklit und Vaughan beschreiben bereits in [NV99] eine Reduktion der Doppler-Verbreiterung für ein Jakes-Spektrum [Jak74] mittels Sektorisierung. Dort werden die einfallenden Pfade nach Sektoren entweder ideal oder durch Beamforming getrennt, separat prozessiert und schließlich zum resultierenden Signal zusammengeführt. Im Gegensatz zu dem in dieser Arbeit verfolgtem Ansatz wird in [NV99] keine Information über den Funkkanal berücksichtigt. Die eintreffenden Pfade werden aus allen Richtungen gleichermaßen verwendet. Die erforderliche Prozessierung ist entsprechend aufwändig.

Für ideale direktionale Antennen und Jakes-Spektrum ist in [ND03] gezeigt, dass sich die ICI-Leistung gegenüber isotropen Antennen in einem OFDM-System verringert. Für reale Richtcharakteristiken ist in [TT03] die Reduktion der Impulsverbreiterung durch gerichtete Antennen beschrieben und durch Messungen belegt. Die Doppler-Verbreiterung wird in [TT03] jedoch nicht betrachtet.

Eine Reduktion der Doppler-Verbreiterung durch den Einsatz einer realen gerichteten Mobilstationsantenne unter Berücksichtigung eines realen Funkkanals (für Hochgeschwindigkeitszüge) wird in dieser Arbeit eingeführt und ist erstmals in [KB⁺06d] vorgestellt. Dieser Ansatz wird nach der Beschreibung der Auswahl einer geeigneten gerichteten Antenne näher erläutert. Der Vorteil dieses Verfahrens liegt in der starken Reduzierung der Doppler-Verbreiterung bei gleichzeitig einfacher Umsetzung in einem realen System.

Gerichtete Einzelantennen wie beispielsweise Hornantennen benötigen meist eine große Aperturfläche und eine große Einbautiefe, wodurch sie sich nicht für die Anbringung an einem Hochgeschwindigkeitszug eignen. Eine Alternative hierzu stellen Antennengruppen dar, bei denen durch mehrere Einzelantennen eine Richtwirkung erzielt wird. Es gibt verschiedene Möglichkeiten der Realisierung solch einer Antennengruppe, z.B. ein Dipol-Array. Die Beschreibung der Mehrantennensysteme erfolgt hier für den Empfänger. Analog gelten die gleichen Prinzipien für den Sender. Folgende Arten von Antennengruppen sind technisch möglich:

1. Im einfachsten Fall werden die Signale der Einzelantennen direkt zusammengeführt. Daraus resultiert eine fixe Richtcharakteristik des Empfängers. Dieser Fall wird im Weiteren betrachtet.
2. Die Signale der Einzelantennen können vor der Summation in der Phase gedreht und in der Amplitude gewichtet werden, woraus sich die Möglichkeit ergibt,

die Richtcharakteristik der Antennengruppe zu schwenken (Klassisches Beamforming). Gegen dieses Verfahren spricht der zusätzliche Aufwand. Es wird in dieser Arbeit nicht eingesetzt.

3. Schließlich besteht die Möglichkeit, mehrere Antennen an verschiedenen Orten anzubringen und zwar so, dass die empfangenen Signale unkorreliert sind. Wenn dies sowohl sender- als auch empfängerseitig erfolgt, spricht man von Distributed Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO)-Systemen. Eine Verarbeitung der Einzelsignale erfolgt nach dem Hochfrequenzteil der Schaltung auf digitaler Basis. Die Anwendung von komplizierten MIMO-Algorithmen in den angenommenen Szenarien mit direkter Sichtverbindung ist fraglich, da in Szenarien mit einem besonders guten Subkanal nur dieser verwendet wird (entspricht dem Beamforming) [WW05].

Nach [Bal97] gilt folgender Zusammenhang für den normierten Arrayfaktor $(AF)_n$ eines linearen Arrays mit äquidistanten, identischen Einzelstrahlern:

$$(AF)_n = \frac{1}{N_{\text{Ant}}} \left[\frac{\sin\left(\frac{N_{\text{Ant}}}{2}\kappa\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\kappa\right)} \right] \quad \text{mit} \quad \kappa = kd \cos \phi + \vartheta \quad (4.15)$$

N_{Ant} bezeichnet die Anzahl der Antennenelemente, d den Elementabstand und ϑ den Phasenunterschied zwischen den Einzelementen. ϕ beschreibt die Blickrichtung des Arrays in Bezug auf dessen lineare Ausrichtung der Einzelemente. $\phi = 0^\circ$ gibt die Richtung entlang der Elemente an, $\phi = 90^\circ$ senkrecht zur Anordnung. Die gesamte Richtcharakteristik entsteht durch die Multiplikation der Einzelement-Charakteristik mit dem Arrayfaktor.

Der Arrayfaktor, wie er in dieser Arbeit an der gerichteten Antenne der Mobilstation verwendet wird, entspricht einer Anordnung von $N_{\text{Ant}} = 8$ Antennenelementen. Diese sind im Abstand $d = \frac{\lambda}{4}$ auf einer horizontalen Linie parallel zur y -Achse angeordnet und werden mit einer Phasenverschiebung von $\vartheta = \frac{\pi}{2}$ gespeist. Als Einzelemente werden vertikal orientierte Hertz'sche Dipole hinzu multipliziert. Diese verhalten sich in der Azimutebene omnidirektional und verursachen somit keine weitere Einschränkung hinsichtlich der Empfangspfade. Bild 4.18 zeigt die verwendete Richtcharakteristik in Azimut und Elevation. Der Gewinn dieser Anordnung beträgt 11,3 dBi.

Ein Grund für die Auswahl dieser Antennenkonstellation ist die Nullstelle in Rückwärtsrichtung bei gleichzeitiger Hauptkeule in Vorwärtsrichtung. Eine sehr schmale Hauptkeule ist nicht notwendig, da die Ausbreitungsbedingungen in den Szenarien die einfallenden Pfade bereits auf einen kleinen Winkelbereich beschränken (siehe Bilder 4.14 und 4.15 sowie [KB⁺06c]). In den Wellenausbreitungssimulationen wird nun anstelle der isotropen Antenne das Antennenarray mit der Richtcharakteristik aus Bild 4.18 für die Mobilstationsantenne verwendet. Die Polarisation bleibt vertikal und die Basisstationsantenne weiter isotrop. Bei Ausrichtung der Hauptkeule in Fahrtrichtung des Zuges, werden aus rückwärtiger Richtung einfallende Pfade in den Nullstellen und Nebenkeulen stark gedämpft.

In Bild 4.19 ist das gleiche Lärmschutzwandszenario und der gleiche Snapshot wie in Bild 4.14 dargestellt. Die beiden Simulationen unterscheiden sich lediglich in der

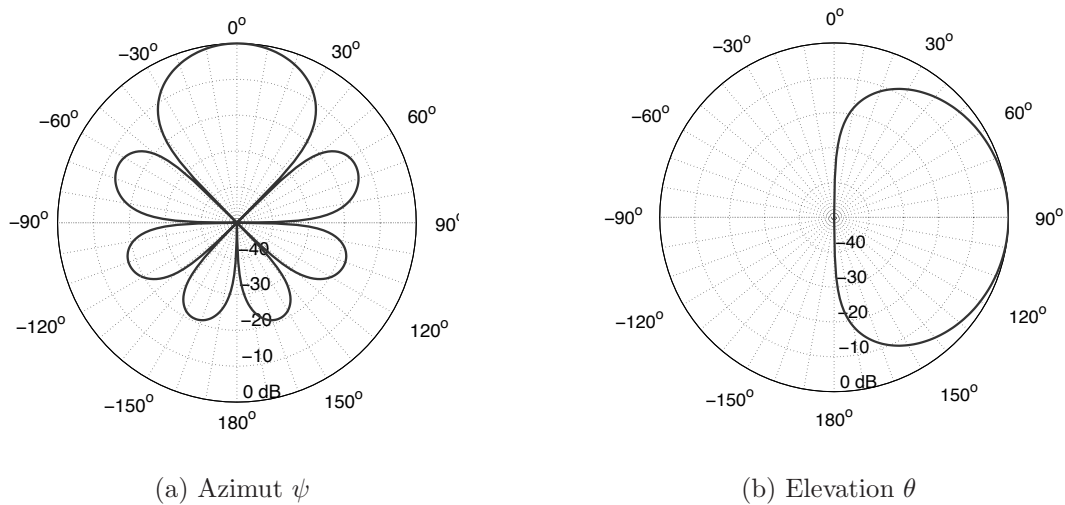


Bild 4.18: Antennenrichtcharakteristik der Antennengruppe

verwendeten Richtcharakteristik an der Mobilstation. Die Pfade im Bereich der maximalen negativen Dopplerfrequenz unter dem Einfallswinkel von -180° werden durch das Antennenarray nahezu komplett ausgeblendet. Durch den Antennengewinn der Richtantenne erfahren die Pfade um den Einfallswinkel 0° eine Verstärkung. Dieser Effekt kann durch den Vergleich der Doppler-Verbreiterung quantifiziert werden. Die Doppler-Verbreiterung dieses Snapshots beträgt $1425,7 \text{ Hz}$ im Fall der isotropen gegenüber $45,8 \text{ Hz}$ im Fall der Richtantenne.

Für das Vegetationsszenario fällt der Vergleich noch extremer aus. Bild 4.20 zeigt den zu Bild 4.15 analogen Snapshot mit Richtantenne. Die Pfade konzentrieren sich bei Verwendung der Richtantenne auf einen noch kleineren Bereich um den Einfallswinkel 0° als bei der Lärmschutzwand. Die Doppler-Verbreiterung kann bei Verwendung der Richtantenne von $1107,5 \text{ Hz}$ (Bild 4.15) auf $31,4 \text{ Hz}$ (Bild 4.20) verringert werden. Dies entspricht einer mehr als 35-fachen Reduzierung. Durch geschicktes Einsetzen der Richtwirkung eines Antennenarrays kann die Doppler-Verbreiterung deutlich reduziert und dadurch optimiert werden. Die Mobilstation bewegt sich mit dem Zug durch ein Szenario, in dem sich die Empfangsbedingungen mit der Position ändern. Eine Optimierung der feststehenden Richtcharakteristik auf einen einzelnen Snapshot ist daher nicht sinnvoll. Zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit werden in den Bildern 4.21 und 4.22 die Doppler-Verbreiterungen über der gesamten Simulationszeit gezeigt. Die dunkelgraue Kurve gibt jeweils die Werte der Doppler-Verbreiterung der isotropen Antenne an, die hellgraue Kurve steht für die Richtantenne. Während im Szenario mit Lärmschutzwand und isotroper Antenne die Doppler-Verbreiterung stark schwankt und sehr hohe Werte annimmt, kann für die Richtantenne ein konstant niedriger Wert beobachtet werden. Dies gilt solange, bis die Mobilstation die Basisstation zum Zeitpunkt $4,455 \text{ s}$ passiert. Ab diesem Zeitpunkt befindet sich der Großteil der ankommenden Pfade nicht mehr in der Hauptkeule der Richtcharakteristik, wodurch die starken Pfade - wie etwa der

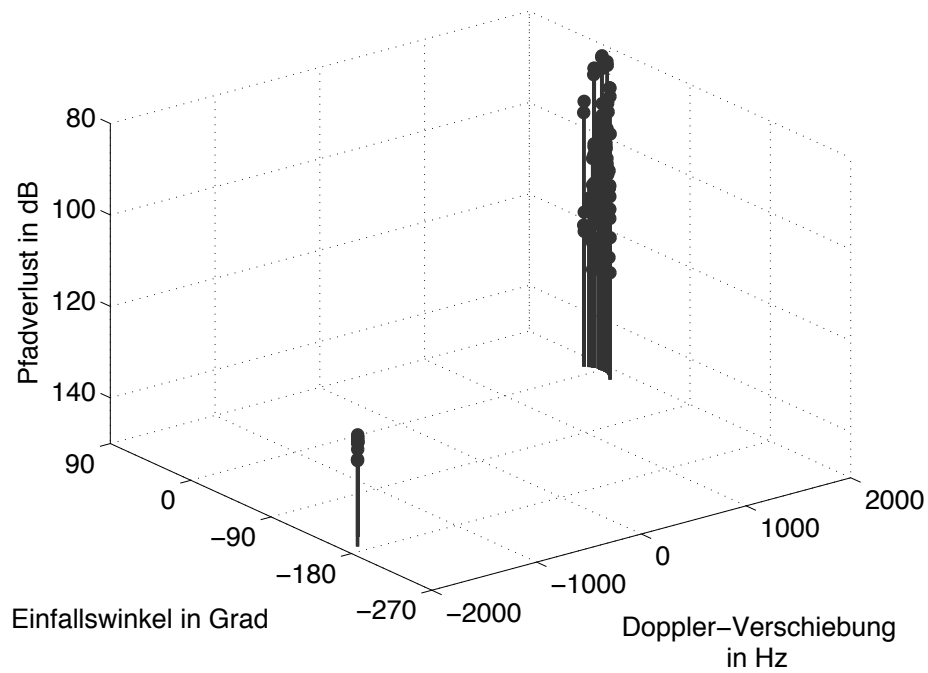


Bild 4.19: Pfadverlust über dem Einfallswinkel und der Doppler-Verschiebung einer direktionalen Antenne, exemplarischer Snapshot der LSW-Strecke mit einer Länge von 800 m

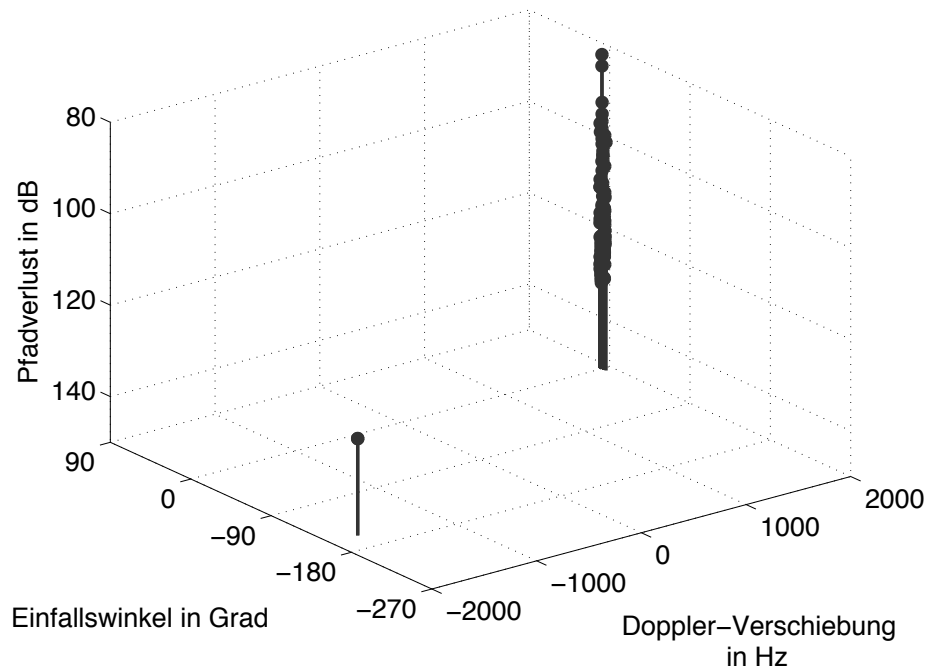


Bild 4.20: Pfadverlust über dem Einfallswinkel und der Doppler-Verschiebung einer direktionalen Antenne, exemplarischer Snapshot der Vegetations-Strecke mit einer Länge von 800 m

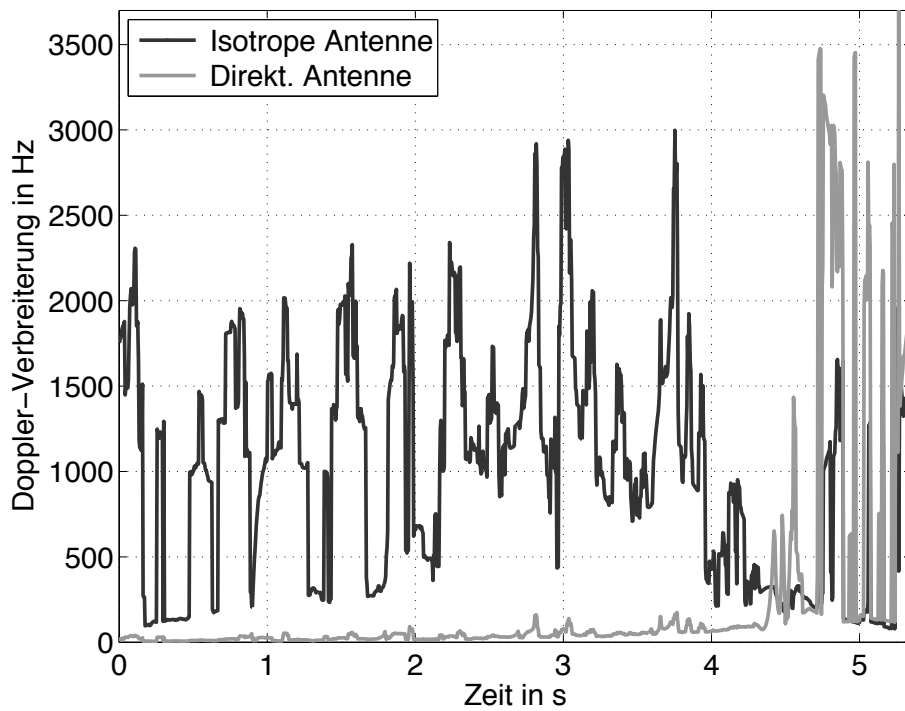


Bild 4.21: Doppler-Verbreiterung der LSW-Strecke mit einer Länge von 800 m

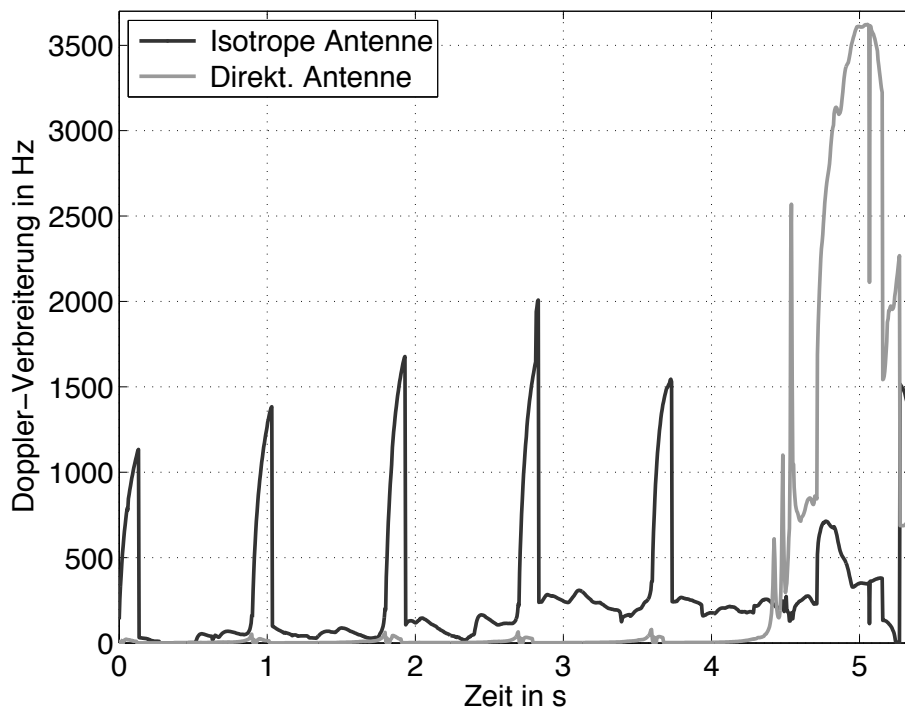


Bild 4.22: Doppler-Verbreiterung der Vegetations-Strecke mit einer Länge von 800 m

LOS-Pfad - gedämpft werden. In diesem hinteren Bereich steigt daher die Doppler-Verbreiterung für die directionale Antenne extrem an und zeigt große Schwankungen. Solange die gerichtete Antenne auf die Basisstation ausgerichtet ist, zeigt diese Konstellation Vorteile, ab der Vorbeifahrt wirkt sich die Richtwirkung negativ aus.

Im Gegensatz zur Lärmschutzwand bewegt sich die Kurve der isotropen Antenne bei Vegetation im Schnitt bei wesentlich geringeren Werten, wobei in regelmäßigen Abständen Maxima auftauchen (siehe Bild 4.22). Diese sind erneut auf die Oberleitungsmasten zurückzuführen, welche in diesem Szenario die leistungsstärksten Interaktionen verursachen. Mit der directionalen Antennencharakteristik kann sogar in diesem Fall eine weitere Verringerung der Doppler-Verbreiterung festgestellt werden. Die starken Maxima der Doppler-Verbreiterung verschwinden für die gerichtete Antenne. Analog zum Lärmschutzwand-Fall erhöhen sich die Werte mit der directionalen Antenne allerdings gegen Ende der Strecke außerordentlich. In einem OFDM-System können diese hohen Doppler-Verbreiterungen zu Beeinträchtigungen durch ICI führen. Der Vergleich zwischen der Impulsverbreiterung der isotropen und der directionalen Antenne für das Lärmschutzwandszenario ist in Bild 4.23 dargestellt. Die beiden Kurven verlaufen streckenweise sehr ähnlich. Meist liegen die Werte der Impulsverbreiterung für die directionale Antenne allerdings unter denen der isotropen Antenne. Die Schwankungen in den Kurven sind in beiden Fällen sehr stark. Gegenteilig hierzu verhalten sich die Kurven für Vegetation. Beide in Bild 4.24 gezeigten Kurven weisen sehr geringe Variationen auf. Darüber hinaus verlaufen die Kurven der unterschiedlichen Antennencharakteristiken beinahe deckungsgleich. In den meisten Fällen liegen die Werte unter denen für die Lärmschutzwandumgebung.

Im Fall der Impulsverbreiterung entsteht zwar kein dramatischer Rückgang der Werte für die directionale Antenne, dafür kann selbst nach dem Passieren der Basisstation keine eindeutig nachteilige Wirkung festgestellt werden. Alles in allem resultiert eine geringe Absenkung der Impulsverbreiterung. Für die Doppler-Verbreiterung kann insgesamt ein deutlicher Einfluss der Antennencharakteristik gezeigt werden. Bei optimaler Ausrichtung wird eine außerordentliche Reduktion der Doppler-Verbreiterung erreicht. Dies kann sich allerdings in das genaue Gegenteil umkehren, sobald die erwünschten Pfade im Szenario in Nebenkeulen und Nullstellen der Richtcharakteristik fallen. Aus der hier verwendeten Teststrecke mit einer Basisstation und einer Mobilstation kann nur eingeschränkt auf die Vor- oder Nachteile einer directionalen Antenne in einem realen Kommunikationssystem mit mehreren Basisstationen geschlossen werden. Daher beschreibt der nachfolgende Abschnitt ein Kommunikationssystem mit mehreren Basisstationen, wie es schließlich zur Analyse in Kapitel 6 verwendet wird.

4.3.3 Lokales Gleichwellennetz

Aufbauend auf den bisherigen Betrachtungen erfolgt nun der Schritt zu einem realistischen Kommunikationssystem mit mehreren Basisstationen. Um Daten flächendeckend an mobile Teilnehmer zu übermitteln, existieren unterschiedliche Organisationsansätze. Kommunikationsnetze können zellular, als Gleichwellennetz oder als Ad-hoc-Netz organisiert sein. Die letzte Möglichkeit scheidet im Fall der Zugkommunikation auf Grund der geringen Anzahl an Teilnehmern in Übertragungreichweite

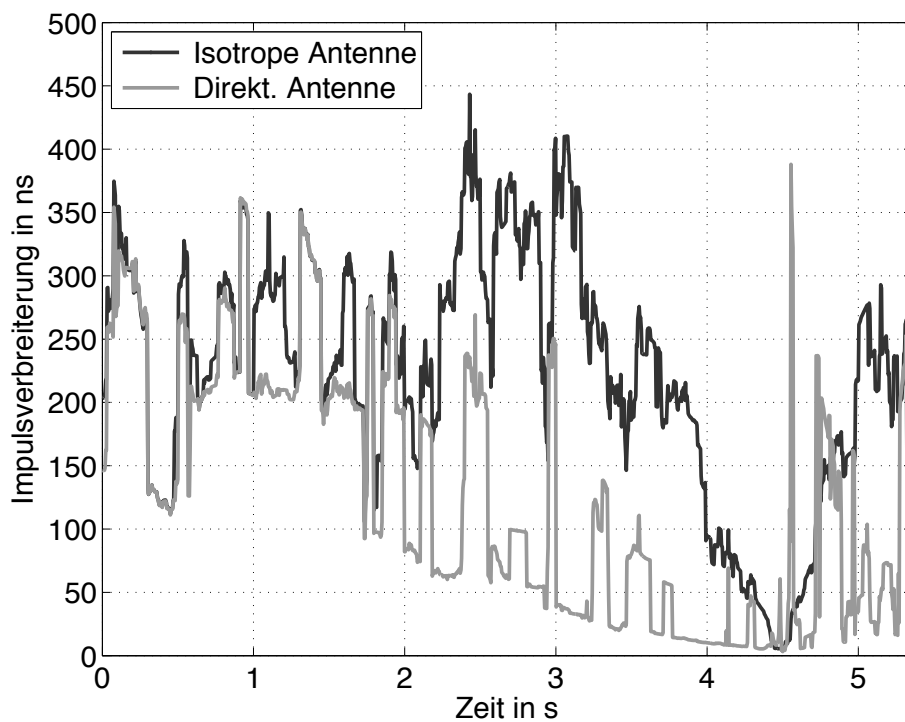


Bild 4.23: Impulsverbreiterung der LSW-Strecke mit einer Länge von 800 m

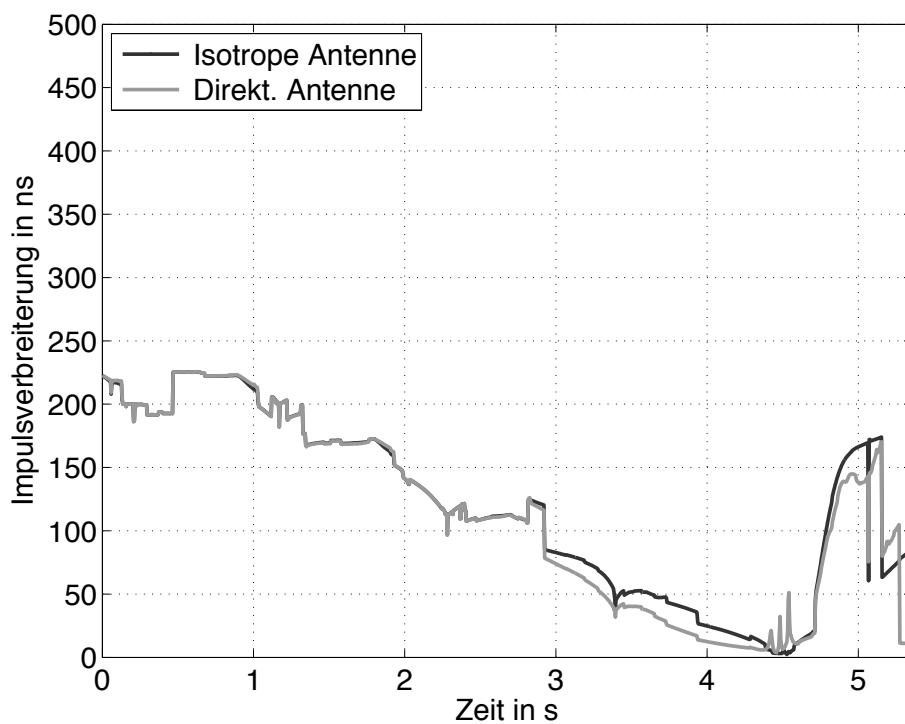


Bild 4.24: Impulsverbreiterung der Vegetations-Strecke mit einer Länge von 800 m

einer Umgebung aus. Die beiden übrigen Alternativen werden hier kurz erörtert. Im Fall eines zellularen Netzes (z.B. bei GSM, UMTS) besitzt jede Basisstation ein ihr zugeordnetes Versorgungsgebiet. Die Verbindung zwischen einem Mobilteilnehmer und einer Basisstation muss durch spezielle Zuweisungen von anderen Teilnehmern und Basisstationen getrennt werden. Die Trennung kann über die Zeit, die Frequenz, den Code, den Raum oder deren Kombination erfolgen. Bewegt sich ein Teilnehmer aus dem Versorgungsgebiet einer Basisstation heraus, so wird ein sogenannter Handover (Übergabesignalisierung) zu der benachbarten Basisstation durchgeführt. Hierbei definieren die Basisstationen und die Mobilstation die Bedingungen für den Wechsel. Bei schnell bewegten Teilnehmern finden, bedingt durch die hohe Mobilität, häufige Wechsel des Versorgungsgebietes statt, wodurch ein hoher Signalisierungsaufwand durch Handover-Prozesse entsteht. Darüber hinaus müssen sich die Versorgungsgebiete zweier Basisstationen während eines Handover-Vorgangs überlappen, damit ein reibungsloser Ablauf gewährleistet ist. Mobilstationen mit hohen Geschwindigkeiten legen während der Dauer des Handovers weite Strecken zurück. Um Handover korrekt abwickeln zu können, sind daher große Überlappungsgebiete erforderlich. Für hochmobile Teilnehmer entstehen somit gegenüber stationären Teilnehmern zwei Nachteile innerhalb eines zellularen Netzes. Erstens fällt ein hoher Signalisierungsaufwand durch häufige Zellwechsel an und zweitens müssen sich benachbarte Zellen in weiten Bereichen überlappen, damit die Mobilstation für die Dauer des Handovers mit beiden Basisstationen kommunizieren kann. Beide Punkte senken die Effektivität eines Kommunikationssystems. Deswegen wird in dieser Arbeit das Konzept des Gleichwellennetzes für die Kommunikation mit Hochgeschwindigkeitszügen gewählt. Das Handover-Problem wird durch den Einsatz eines Gleichwellennetzes (z.B. bei DAB, DVB-T) geschickt umgangen. Ein Gleichwellennetz besteht aus Basisstationen, welche synchronisiert den selben Datenstrom aussenden bzw. empfangen. Im Folgenden wird auch von Multiple Input Single Output, kurz MISO, gesprochen, da mehrere Basisstationen ein Signal mit einer Mobilstation austauschen. Die Fläche, welche ein Gleichwellennetz abdeckt, kann sehr groß sein (siehe DAB). Im Fall der Hochgeschwindigkeitszüge reicht die Anwendung eines lokalen Gleichwellennetzes. Nur in der Nähe der Mobilstation werden die Basisstationen im Gleichwellenmodus aktiviert. Daher vereinfacht sich auch die Problematik der Nutzertrennung. Auf einem Abschnitt bewegen sich maximal zwei Züge gleichzeitig bei einer Vorbeifahrt, wofür zwei unterschiedliche Frequenzkanäle zur Trennung reichen. Für hintereinander fahrende Züge verlangen die Sicherheitsmaßnahmen der Eisenbahn gewisse minimale Zugfolgezeiten. Der kürzestmögliche Abstand zwischen zwei Zügen auf dem selben Gleis beträgt 2200 m [Fie05], wodurch entsprechend ausreichende Abstände zwischen den Mobilstationen der Züge entstehen. Da mittels der Zugleitsysteme die Position eines Zuges sehr genau bekannt ist, können gezielt die Basisstationen um einen Zug herum zum Senden und Empfangen ausgewählt werden. Mit der Bewegung des Zuges entlang einer Hochgeschwindigkeitsstrecke werden nach und nach die vorausliegenden Basisstationen dazugeschaltet, während diejenigen Basisstationen abgeschaltet werden, welche der Zug hinter sich läßt. Für die weiteren Simulationen wird ein Szenario mit drei aktiven Basisstationen berücksichtigt, welches in Bild 4.25 veranschaulicht wird. Die MISO-Strecke stellt ei-

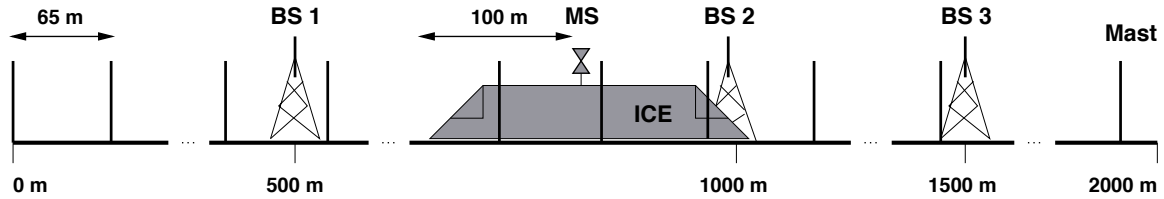


Bild 4.25: Skizze der simulierten Strecke mit einer Länge von 2000 m, Gleichwellennetzbetrieb (MISO-System)

ne Erweiterung zu der in Bild 4.10 eingeführten SISO-Strecke dar. Auf einer Gesamtlänge von insgesamt 2000 m verteilen sich drei Basisstationen auf die Positionen 500 m, 1000 m und 1500 m. Der Abstand zwischen den Oberleitungsmastpaaren beträgt 65 m. Alle übrigen Umgebungsparameter sind wie in Bild 4.10 gewählt. Der ICE mit der Mobilstation bewegt sich erneut mit 400 km/h von der Position 650 m bis zu 1150 m bezogen auf das Zugende. Da die Mobilstation genau wie vorher 100 m vom Zugende positioniert ist, bewegt sich diese gerade von der Mitte zwischen den ersten beiden Basisstationen bis zur Mitte zwischen den letzten Basisstationen, auf dem Abschnitt von 750 m bis 1250 m. Im Fall einer Fortsetzung der Strecke würde nach dieser Position die hinterste Basisstation abgeschaltet und eine weiter vorne gelegene eingeschaltet. Das entspricht dann wiederum der Konstellation zu Beginn der Simulation. Der Streckenabschnitt setzt sich für das Gleichwellennetz periodisch fort und kann für die Simulation auf 500 m begrenzt werden, wobei die drei Basisstationen diejenigen repräsentieren, welche örtlich am nächsten zur Mobilstation gelegen sind.

Die Konstellation dieser Simulation entspricht einem realen Kommunikationssystem. Im Rahmen dieser Arbeit werden mehrere Basisstationen gleichzeitig als Sender für ein Kommunikationssystem für Hochgeschwindigkeitszüge definiert und als Gleichwellennetz synchronisiert betrieben. Der Gleichwellennetz-Ansatz ist erstmals veröffentlicht in [KB⁺06b]. Die Berechnung der Kanalimpulsantworten erfolgt unter Einbeziehung aller Basisstationen. Handover-Prozesse sowie Überlappungsgebiete müssen somit nicht berücksichtigt werden. Die hier vorgestellte 2000 m-MISO-Strecke als Gleichwellennetz wird im Kapitel 6 auf verschiedene Aspekte hin untersucht.

4.3.4 Abtastfrequenz und Interpolation

Um die Simulationsdauer zu reduzieren, wird im Folgenden die notwendige Abtastfrequenz abgeschätzt und eine Interpolation durchgeführt. Aus Abschnitt 4.1.3 ist bekannt, dass aus der Geschwindigkeit der Mobilstation das notwendige Abtastintervall bzw. der zeitliche Abstand zwischen zwei Snapshots bestimmt werden kann. Für die Szenarien mit $v = 400$ km/h Zuggeschwindigkeit und einer Frequenz von $f = 5,2$ GHz ergibt sich folgendes maximales Abtastintervall:

$$T_A \leq T_{A,\max} = \frac{c}{2vf} = \frac{3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{2 \cdot 111,1 \frac{\text{m}}{\text{s}} \cdot 5,2 \text{ GHz}} = 259,4 \mu\text{s} \quad (4.16)$$

bzw. bei der Frequenz von 24,125 GHz verringert sich das maximale Abtastintervall sogar auf:

$$T_A \leq T_{A,\max} = \frac{c}{2vf} = \frac{3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{2 \cdot 111,1 \frac{\text{m}}{\text{s}} \cdot 24,125 \text{ GHz}} = 55,9 \mu\text{s} \quad (4.17)$$

Im Fall der Simulationsstrecke von 500 m belaufen sich die notwendigen Snapshots auf eine Zahl von mehreren Zehntausend. Bei Rechenzeiten pro Snapshot von mehreren Minuten ergibt sich eine Gesamtsimulationsdauer im Bereich von Monaten. Zur Beschleunigung der Simulationen schlägt [Mau05] eine Unterabtastung mit anschließender Interpolation vor.

Eine zeitdiskrete Serie von Momentaufnahmen, berechnet mit dem strahlenoptischen Ausbreitungsmodell, liefert für jeden Snapshot die charakteristischen Parameter der Ausbreitungspfade. Zur Senkung der Simulationsdauer kann der zeitliche Abstand größer gewählt werden, als durch Gleichung (4.9) gefordert. Um trotzdem die zeitdiskrete Übertragungsfunktion bzw. Tiefpass-Impulsantwort des Übertragungskanals korrekt zu erhalten, werden die tatsächlich simulierten Momente mit allen auftretenden Pfaden als Stützstellen herangezogen. Aus ihnen werden für jeden Ausbreitungspfad die charakteristischen Parameter zu den interpolierten Zeitpunkten mittels einer stückweise hermiteschen Interpolation mit Polynomen dritten Grades [Phi03] ermittelt. Das notwendige Abtastintervall T_A vergrößert sich auf das interpolierte Abtastintervall T'_A und wird über den Interpolationsfaktor F_{int} bestimmt:

$$F_{\text{int}} = \frac{T'_A}{T_A} \quad (4.18)$$

Die Informationsverluste bezüglich des zeitvarianten Verhaltens des Funkkanals durch die Interpolation sollen möglichst gering bleiben. Mit der Veränderung des Ausbreitungskanals über der Zeit entstehen und verschwinden Pfade. Das Abtastintervall T'_A bzw. der Interpolationsfaktor muss daher so gewählt werden, dass die Pfade während ihrer Lebensdauer, der Zeitspanne zwischen Auftreten und Verschwinden eines Pfades, ausreichend oft abgetastet werden. In einem Szenario bestimmen die auftretende Geschwindigkeit und die Umgebung die Lebensdauer der Pfade.

Die Bestimmung des zulässigen Abtastintervalls T'_A für Hochgeschwindigkeitsstrecken erfolgt durch die Unterabtastung des diskreten Übertragungsfaktors $|H_{\text{ref}}^{\text{TP}}(t_k)|$ mit Interpolationsfaktoren F_{int} im Bereich von 5 bis 80 [Har08]. Hierbei bedeutet ein Interpolationsfaktor von z.B. $F_{\text{int}} = 10$, dass nur jeder zehnte Wert der ursprünglichen Zeitserie $|H_{\text{ref}}^{\text{TP}}(t_k)|$ berücksichtigt wird. Zur Bestimmung von F_{int} in unterschiedlichen Szenarien werden drei charakteristische Bereiche ausgewählt, die mit einem Abtastintervall von $T_A = 259,4 \mu\text{s}$ abgetastet werden. Aus den simulierten Momentaufnahmen wird der Betrag des Übertragungsfaktors für die jeweiligen charakteristischen Bereiche exakt bestimmt, dessen diskrete Werte im Folgenden als Referenz $|H_{\text{ref}}^{\text{TP}}(t_k)|$ dienen. Anschließend werden die mit T'_A unterabgetasteten Zeitserien mittels des Interpolationsfaktors F_{int} auf das Abtastintervall T_A interpoliert. Die mit F_{int} interpolierten Parameter der berechneten Übertragungsfaktoren werden mit $|H_{\text{int}}^{\text{TP}}(t_k, F_{\text{int}})|$ bezeichnet.

Wegen zunehmender Abweichungen zwischen den interpolierten und den ursprünglichen Übertragungsfaktoren, darf der Interpolationsfaktor F_{int} nicht beliebig weit

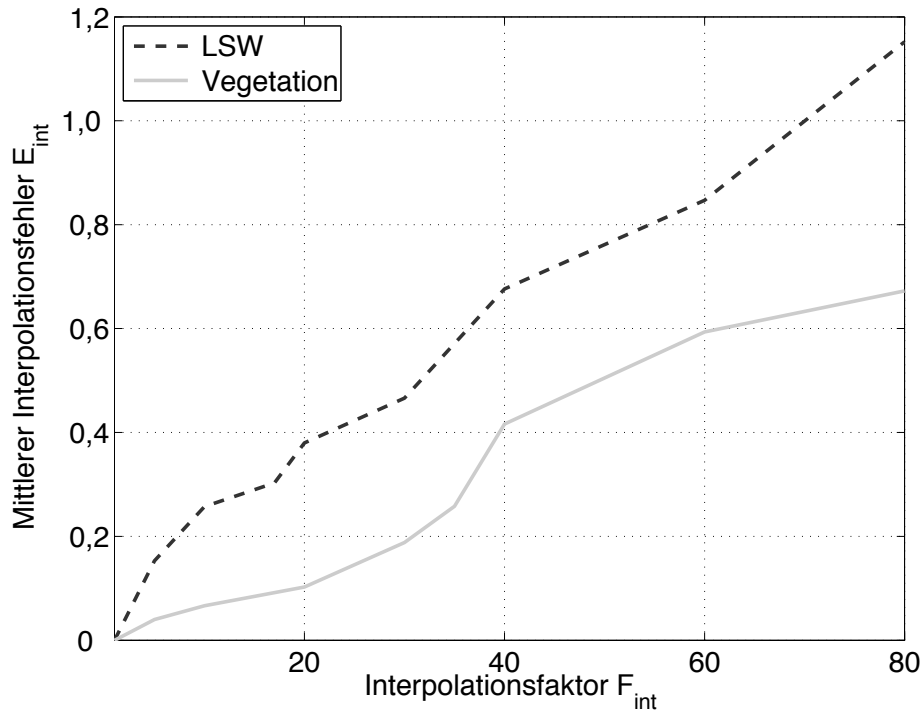


Bild 4.26: Interpolationsfehlerkurve der Lärmschutzwand- und Vegetationsumgebung für die 2000 m-MISO-Strecke mit isotropen, vertikal polarisierten Antennen bei 5,2 GHz

erhöht werden. Als Maß für die Abweichung wird der Interpolationsfehler

$$E_{\text{int}}(F_{\text{int}}) = \frac{\text{Std}\{|H_{\text{ref}}^{\text{TP}}(t_k)|/\text{dB} - |H_{\text{int}}^{\text{TP}}(t_k, F_{\text{int}})|/\text{dB}\}}{\text{Std}\{|H_{\text{ref}}^{\text{TP}}(t_k)|/\text{dB}\}} \quad (4.19)$$

eingeführt. Die Übertragungsfaktoren werden in Gleichung 4.19 in dB eingesetzt und mit dem Operator $\text{Std}\{\cdot\}$ die jeweilige Standardabweichung bestimmt. Im Zähler wird der absolute Fehler zwischen der Referenz $|H_{\text{ref}}^{\text{TP}}(t_k)|$ und dem interpolierten Übertragungsfaktor $|H_{\text{int}}^{\text{TP}}(t_k, F_{\text{int}})|$ berechnet, der wiederum durch die Standardabweichung des Referenzübertragungsfaktors $|H_{\text{ref}}^{\text{TP}}(t_k)|$ im Nenner dividiert wird.

In Bild 4.26 ist der Interpolationsfehler E_{int} in Abhängigkeit des Interpolationsfaktors F_{int} unter Verwendung isotroper Antennen mit vertikaler Polarisation für die Umgebungen Lärmschutzwand und Vegetation dargestellt. Die Strecke entspricht der 2000 m-MISO-Strecke mit drei Basisstationen. Um eine Gesamtaussage bezüglich der Strecke machen zu können, wird der hier dargestellte Interpolationsfehler E_{int} über die Interpolationsfehler ausgewählter charakteristischer Bereiche gemittelt. Diese Bereiche umfassen eine Vorbeifahrt an einer Basisstation, an einem Paar Oberleitungsmasten und einen Bereich, in dem keine Basisstationen bzw. Oberleitungsmasten in unmittelbarer Nähe sind.

Für eine ausreichend gute Interpolation, darf der Interpolationsfehler E_{int} die Obergrenze von 0,4 nicht überschreiten [Mau05]. Für die Lärmschutzwandumgebung zeigt sich in Bild 4.26, dass der Interpolationsfehler bei einem Interpolationsfaktor von

$F_{\text{int}} = 20$ knapp unter $E_{\text{int}} = 0,4$ liegt. Die Fehlerkurve der Vegetationsumgebung hat einen deutlich geringeren Anstieg, so dass der Interpolationsfaktor zu $F_{\text{int}} = 35$ gewählt werden kann und trotzdem deutlich unter der Schranke von $E_{\text{int}} = 0,4$ liegt. Der Interpolationsfaktor $F_{\text{int}} = 35$ entspricht, bei einer Zuggeschwindigkeit von 400 km/h, einer Abtastzeit von $T'_A = 9,1$ ms und einem Snapshotabstand von etwa 1 m. Für die Lärmschutzwandumgebung wird der Interpolationsfaktor zu $F_{\text{int}} = 17$ gewählt, was einem Abtastintervall von 4,4 ms und einem Snapshotabstand von etwa 0,5 m entspricht. Der Grund für die notwendige höhere Abtastung der Lärmschutzwandumgebung liegt darin, dass aufgrund der auftretenden Reflexionen an den Lärmschutzwänden mehr Pfade mit einer stärkeren Leistung vorhanden sind (siehe Kapitel 6). Da der Dynamikbereich der Simulation auf 50 dB begrenzt ist, werden im Vergleich zur Vegetationsumgebung mit vielen leistungsarmen Streupfaden mehr als doppelt so viele Pfade berücksichtigt. Zur korrekten Rekonstruktion des Originalsignals bedarf es daher einer höheren Abtastrate.

Basierend auf diesen Ergebnissen wird die 2000 m-MISO-Strecke für die Lärmschutzwandumgebung mit einem Abtastintervall von $T'_A = 4,4$ ms, für die Vegetationsumgebung mit $T'_A = 9,1$ ms, abgetastet und die Ergebnisse werden interpoliert. Die Simulationsdauer kann hierdurch um die gewählten Interpolationsfaktoren 17 und 35 beschleunigt werden.

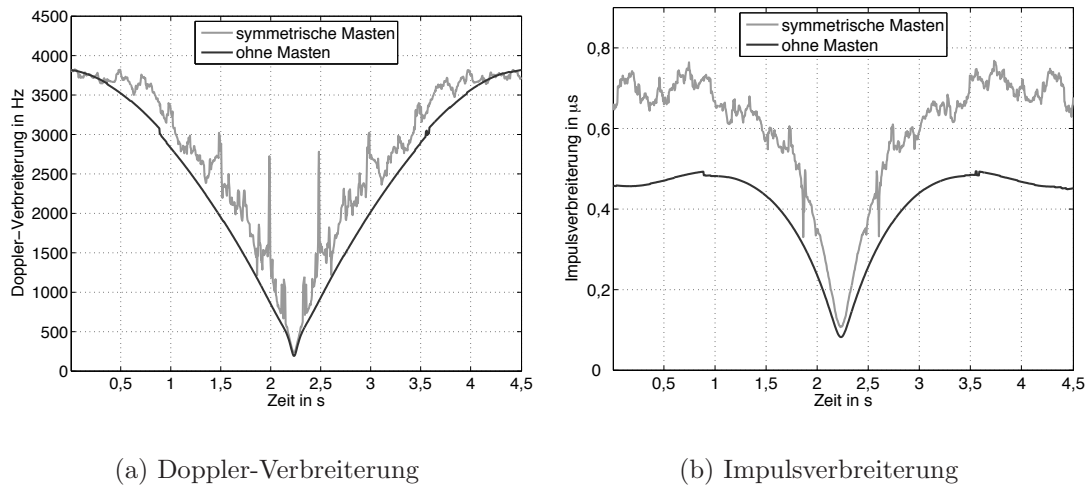
4.3.5 Einfluss der Oberleitungsmasten

Bereits für die 800 m-SISO-Strecke wurde ein starker Einfluss der Oberleitungsmasten auf das Verhalten des Funkkanals beobachtet. Bevor die 2000 m-MISO-Strecke als reales Gesamtkommunikationssystem untersucht wird, erfolgt an dieser Stelle eine gesonderte Betrachtung zu den Oberleitungsmasten. Der Abstand der Basisstationen auf der 2000 m-MISO-Strecke zu den Masten variiert zwischen 5 m und 60 m durch die vorgegebenen Randbedingungen. Die Basisstationen sind alle 500 m entlang der Strecke positioniert, während die Masten einen gegenseitigen Abstand von 65 m haben. Das heißt, im 2000 m-MISO-Szenario befinden sich die Oberleitungsmasten unsymmetrisch zu den einzelnen Basisstationen.

Um über den Einfluss der Oberleitungsmasten eine Aussage treffen zu können, werden zwei Simulationen auf einer modifizierten 2000 m-MISO-Strecke mit Lärmschutzwand und isotropen, vertikal polarisierten Antennen bei 5,2 GHz durchgeführt.

In der ersten Simulation sind die Basisstationen derart positioniert, dass sich die Oberleitungsmasten symmetrisch um diese herum befinden. Der Abstand der Basisstationen zueinander beträgt dementsprechend 520 m, ein Vielfaches des Mastabstandes. Bei der zweiten Simulation sind die Abstände der Basisstationen wie im Grundszenario belassen (500 m), jedoch die Masten komplett aus dem Modell entfernt. Für beide Umgebungen wird jeweils ein Bereich von 500 m um die mittlere Basisstation simuliert. Bild 4.27 zeigt die Simulationsergebnisse der Doppler-Verbreiterung und der Impulsverbreiterung der modifizierten Szenarien.

Wie erwartet, zeigt sich für beide Umgebungen sowohl im Fall der Doppler-Verbreiterung als auch der Impulsverbreiterung nahezu symmetrisches Verhalten. Weiter ist ersichtlich, dass die Kurven der Umgebung mit symmetrischen Oberleitungsmasten



(a) Doppler-Verbreiterung

(b) Impulsverbreiterung

Bild 4.27: Ergebnisse der modifizierten Lärmschutzwandumgebung mit isotropen, vertikal polarisierten Antennen für symmetrische Oberleitungsmasten und ohne Oberleitungsmasten

deutliche Schwankungen im Vergleich zu den fast glatten Kurven ohne Masten zeigen. Im Fall ohne Oberleitungsmasten existieren vor allem die LOS-Pfade plus Reflexionen an den Lärmschutzwänden. Im Szenario mit symmetrischen Oberleitungsmasten treten durch die Interaktionen mit den Masten viele verschiedene Mehrwegepfade auf und verschwinden wieder, was die Schwankungen in den Kurven verursacht.

Für die Doppler-Verbreiterung tauchen in Bild 4.27(a) zwei starke Überhöhungen zu den Zeitpunkten $t \approx 2\text{ s}$ und $t \approx 2,5\text{ s}$ aufgrund von Interaktionen mit den Oberleitungsmasten auf. Für die Impulsverbreiterung der Umgebung mit symmetrischen Masten können ebenfalls zwei deutliche Ausreißer nach unten beobachtet werden (siehe Bild 4.27(b)), die auf Interaktionen mit den Oberleitungsmasten zurückgeführt werden können.

Des Weiteren zeigt die Umgebung mit Masten eine deutlich größere Doppler-Verbreiterung sowie Impulsverbreiterung, was zum einen aus den Mehrwegepfaden verursacht durch die Oberleitungsmasten und zum anderen aus den unterschiedlichen Sichtverbindungsbedingungen resultiert. Während für die Umgebung ohne Masten zu jedem Zeitpunkt jeweils Sichtverbindung zwischen den Basisstationen und der Mobilstation existiert, ist für die Umgebung mit symmetrischen Masten nur für die mittlere Basisstation (BS2) eine ständige Sichtverbindung vorhanden. Bild 4.28 zeigt die Sichtverbindungen der Basisstationen zu der Mobilstation über die gesamte Simulationszeit an.

Bei Verwendung der Vegetationsumgebung wird analoges Verhalten bezüglich der symmetrischen Positionierung der Oberleitungsmasten und ohne Masten festgestellt. Aus Redundanzgründen wird auf eine Beschreibung und Darstellung der Bilder verzichtet.

Hiermit ist gezeigt, dass sich bei symmetrischen Oberleitungsmasten ein symmetrischer Funkkanal ergibt. In der Realität kann hiervon nicht ausgegangen werden, da sich die reale Positionierung von Basisstationen und Masten den örtlichen Gegeben-

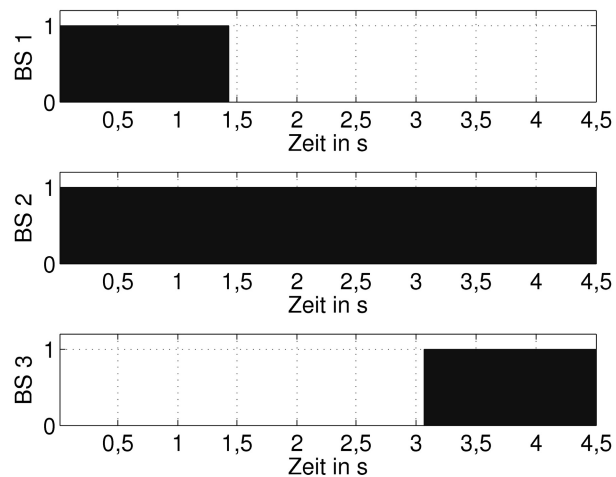


Bild 4.28: Sichtverbindungen des Szenarios mit symmetrischen Masten über der Simulationszeit (mit Sichtverbindung = 1 (schwarz), ohne Sichtverbindung = 0 (weiß))

heiten anpaßt und Toleranzen aufweist. Daher wird im Folgenden die an die Realität angelehnte, unsymmetrische 2000 m-MISO-Strecke verwendet. Eine weitere Erkenntnis dieses Abschnitts ist, dass die Positionierung der Oberleitungsmasten, relativ zu den Basisstationen, Einfluss auf die Sichtverbindungen zu den Basisstationen besitzt und dadurch auf den Funkkanal wirkt.

Kapitel 5

Messungen und Verifikation

Das im vorherigen Kapitel 4 eingeführte Kanalmodell für Hochgeschwindigkeitszüge wird im Folgenden anhand von Messungen verifiziert. Im ersten Abschnitt dieses Kapitels wird die Messstrecke beschrieben, sowie die Kriterien, welche zu deren Auswahl geführt haben. Darauf folgen in Abschnitt 5.2 Details zur Umsetzung der Messung. Nach einem kurzen Abschnitt zur Umgebungsmodellierung für die Simulation schließt dieses Kapitel in Abschnitt 5.4 mit dem Vergleich der gemessenen und simulierten Daten zur Verifikation des Kanalmodells.

5.1 Beschreibung der Messstrecke

Die Auswahl einer Messstrecke zur Verifikation des in Kapitel 4 beschriebenen Kanalmodells für Hochgeschwindigkeitszüge erfolgt auf der Hochgeschwindigkeitsstrecke der Deutschen Bahn AG zwischen Frankfurt am Main und Köln. Diese Strecke ist ausschließlich zur Personenbeförderung gebaut und seit dem Jahr 2002 in Betrieb. Da die Strecke teilweise Steigungen bis zu 40 Promille aufweist, können nur die InterCityExpress-Züge der dritten Generation (ICE3) dort verkehren. Die ICE3 dürfen auf der Strecke mit einer Geschwindigkeit von bis zu 330 km/h fahren, was sie zu einer der schnellsten Strecken in ganz Deutschland macht.

Die Oberleitung wird durch Masten aus Stahlbeton getragen. An den Masten sind Ausleger aus Aluminium angebracht, an denen der Fahrdraht befestigt ist. Mit Ausnahme der Bahnhöfe und dem Bereich kurz vor Köln verlaufen auf der gesamten Strecke zwei parallele Schienenstränge auf *Fester Fahrbahn* (siehe Abschnitt 4.2.2 und [Sch02],[Fie05]). Die Strecke führt an einigen Stellen entlang der Autobahn A3. Die Umgebung beidseitig der Bahntrasse ist charakterisiert durch bewachsene Wälle, bewaldetes Gebiet, Lärmschutz- bzw. Windschutzwände und freies Feld. Lärmschutzwände werden in jüngster Zeit häufig auf halbe Höhe rückgebaut, da sich herausgestellt hat, dass eine Abschirmung auf Höhe der Räder für den Lärmschutz ausreichend ist. Häufig zu finden sind jedoch hohe Windschutzwände, welche die Züge von starken Seitenwinden abschotten. Da die Strecke durch hügeliges Gebiet führt, existieren darüber hinaus mehrere Tunnel und Brücken, durch bzw. über welche die Hochgeschwindigkeitszüge fahren.

Die Strecke zwischen Frankfurt und Köln entspricht bis auf die hohe Anzahl an Tunneln und Brücken einer typischen Hochgeschwindigkeitsstrecke und ist somit für einen

Vergleich zwischen Simulation und Messung zur Verifikation des Kanalmodells geeignet. Um einen umfassenden Vergleich zwischen Simulation und Messung vornehmen zu können, werden die Funkkanalmessungen mit einem *RUSK Channel Sounder* [MED08b] der Firma MEDAV [MED08a] durchgeführt, der eine frequenzselektive und zeitvariante Auswertung der Messungen ermöglicht. Im Folgenden werden die Kriterien zur Auswahl des Streckenabschnittes erläutert und anschließend der ausgewählte Abschnitt beschrieben.

Folgende Kriterien sind bei der Auswahl der Messstrecke ausschlaggebend:

- die **Zugänglichkeit der Trasse** ist notwendig, um die Kalibration der Sende- mit der Empfangseinheit des *RUSK Channel Sounders* zu gewährleisten (siehe Abschnitt 5.2.1). An der Bahntrasse muss ein Antennenmast als Basisstation aufgebaut werden. Somit muss die Zufahrt mit dem Pkw zum Transport des Antennenmastes und der Messausrüstung an die Strecke möglich sein. Dieses Kriterium ist eine Grundvoraussetzung zur Durchführung der Messungen, welches allerdings von vielen Streckenabschnitten nicht erfüllt wird.
- die **Umgebung**. Die ausgewählte Umgebung soll einerseits repräsentativ für eine Hochgeschwindigkeitsstrecke sein, als auch relevante Ausbreitungseffekte enthalten. Das heißt, es sollen ausreichend Mehrwegepfade in der gemessenen Umgebung vorhanden sein, um das Wellenausbreitungsmodell zu überprüfen. In einer Umgebung mit freiem Feld würden beispielsweise nur Mehrwegepfade durch Oberleitungsmasten auftreten, was für die Verifizierung des Modells ungeeignet ist.
- die **Art der Verbindung** zum Zug (mit oder ohne Sichtverbindung). Bei der Positionierung von Basisstationen für ein Kommunikationssystem bei Hochgeschwindigkeitszügen ist es in den meisten Fällen möglich, eine Sichtverbindung zwischen Basisstation und Mobilstation am Zug zu erreichen (siehe Kapitel 4). Daher sollte in dem gewählten Messabschnitt hauptsächlich LOS-Verbindung herrschen.
- eine ausreichende **Länge der Messstrecke** innerhalb eines Szenarios. Eine Messstrecke kann zum Beispiel durch eine radikale Veränderung der Umgebung begrenzt werden, wie etwa der Beginn eines Tunnels. In Bahnhöfen oder in Bereichen mit Häusern rechts und links der Trasse gelten Geschwindigkeitsbegrenzungen für Hochgeschwindigkeitszüge. Für die Dauer der Messung sollte eine **konstante und hohe Geschwindigkeit** möglich sein.

Unter Berücksichtigung dieser Kriterien wird eine Strecke zwischen Montabauer und Siegburg, genauer der Streckenabschnitt zwischen Deesen und Dierdorf für die Messungen ausgewählt. Zur Übersicht stellt Bild 5.1 eine Aufnahme der Messstrecke aus der Vogelperspektive dar. Das Luftbild stammt aus Google Earth [Goo08], aufgenommen durch die Firma GeoContent [Geo08]. Im Bild verläuft die Hochgeschwindigkeitsbahntrasse südlich der und nahezu parallel zur Autobahn A3, welche sich



Bild 5.1: Luftaufnahme der Messumgebung bei Dierdorf

in einer Kurve von Westen nach Süd-Osten erstreckt. In dem Ausschnitt liegt die Autobahnraststätte Sessenhausen zwischen der Autobahn und der Hochgeschwindigkeitsstrecke. Von dort aus ist die Anfahrt mit dem Pkw zur Bahntrasse möglich. In der Luftaufnahme sind außer der Autobahn, der Hochgeschwindigkeitsbahntrasse und der Raststätte weite Waldgebiete, Felder sowie Siedlungen erkennbar. Entlang der Bahntrasse befindet sich überwiegend Wald und Wiese. Die Position des Antennenmastes während der Messungen ist in Bild 5.1 eingezeichnet.

Fotos der näheren Umgebung der Messstrecke sind in den Bildern 5.2(a) und 5.2(b) gezeigt. Es handelt sich um den Abschnitt bei Streckenkilometer 75/0 im Netz der Deutschen Bahn. Beiderseits der Trasse befinden sich in unterschiedlichem Abstand zu den Schienen Waldgebiete. Zwischen Wald und Trasse führt auf der Südseite ein Schotterweg mitsamt einer Leitplanke entlang, die den Weg von der Bahntrasse trennt (rechts in Bild 5.2(a)). Im Übrigen kommt beiderseits der Trasse hohe Wiese vor, welche teilweise mit Büschen und kleinen Bäumen bewachsen ist. In den Bildern sind außerdem die Gleise mit den Schienensträngen sowie die Betonmasten des Oberleitungssystems erkennbar.

5.2 Durchführung der Messungen

Die Funkkanalmessungen wurden auf der im vorherigen Abschnitt beschriebenen Messstrecke durchgeführt. Die folgenden Abschnitte beschreiben die einzelnen Komponenten des Messsystems: den *RUSK Channel Sounder*, die verwendeten Antennen und den Hochgeschwindigkeitszug.



Bild 5.2: Umgebung der Messstrecke

5.2.1 *RUSK Channel Sounder*

Das Messsystem bestand aus einem *RUSK Channel Sounder*¹ [MED08b], dessen Sendeeinheit in einem ICE3 installiert wurde, und einer am Streckenrand positionierten Empfangseinheit. Das Messsignal des *RUSK Channel Sounders* setzt sich aus mehreren Sinussignalen zusammen, die in einem Kammspektrum gleichzeitig übertragen werden [MED08b]. Zwischen der Übertragung zweier derartiger Signale besteht eine Sendepause, in welcher der Funkkanal abklingen kann. Messungen mit dem *RUSK Channel Sounder* ermöglichen die Bestimmung des zeitvarianten und frequenzselektiven Verhaltens des Funkkanals.

Die Messungen des Funkkanals für Hochgeschwindigkeitszüge wurden bei einer Mittelfrequenz von $f_0 = 5,2 \text{ GHz}$ und einer Bandbreite von $BW = 120 \text{ MHz}$ durchgeführt. Aus der Bandbreite lässt sich die zeitliche Auflösung der Verzögerungszeiten $\Delta\tau = \frac{1}{BW} = 8,3 \text{ ns}$ ableiten. Die maximal erfassbare Zeitverzögerung beträgt $\tau_{\max} = 6,4 \mu\text{s}$, welche der Länge der gemessenen Kanalimpulsantworten entspricht. Aus Bild 5.9(a) lässt sich erkennen, dass die relevanten Anteile der Kanalimpulsantworten bis etwa $2 \mu\text{s}$ abgeklungen sind. Aus dem Wert τ_{\max} bestimmt sich der Abstand der 769 Abtastwerte im Frequenzbereich $\Delta f = \frac{1}{\tau_{\max}} = 156,25 \text{ kHz}$.

Das Abtastintervall entspricht $T_A = 512 \mu\text{s}$, welches in Abhängigkeit von der Zeitvarianz des Funkkanals und der im Messsystem verfügbaren Werte gewählt wurde. Die erwarteten Doppler-Verschiebungen des Funkkanals mit einer Zuggeschwindigkeit von $100 \text{ km/h} = 27,7 \text{ m/s}$ liegen bei maximal $481,5 \text{ Hz}$. Im Messsystem stehen diskrete Werte als Abtastintervalle zur Verfügung. Mit der Wahl von $T_A = 512 \mu\text{s}$ sind Doppler-Verschiebungen bis zu $f_D = \frac{1}{2T_A} = 976,6 \text{ Hz}$ messbar, welche für dieses Szenario ausreichen. Die Sendeleistung beträgt 33 dBm . Das empfangene Signal wird entsprechend seines Dynamikbereichs mittels einer automatischen Verstärkungsregelung (AGC, engl. Automatic Gain Control) gesteuert.

¹Der *RUSK Channel Sounder* wurde von der Firma MEDAV [MED08a] und der Technischen Universität Ilmenau für die Messungen bereitgestellt.

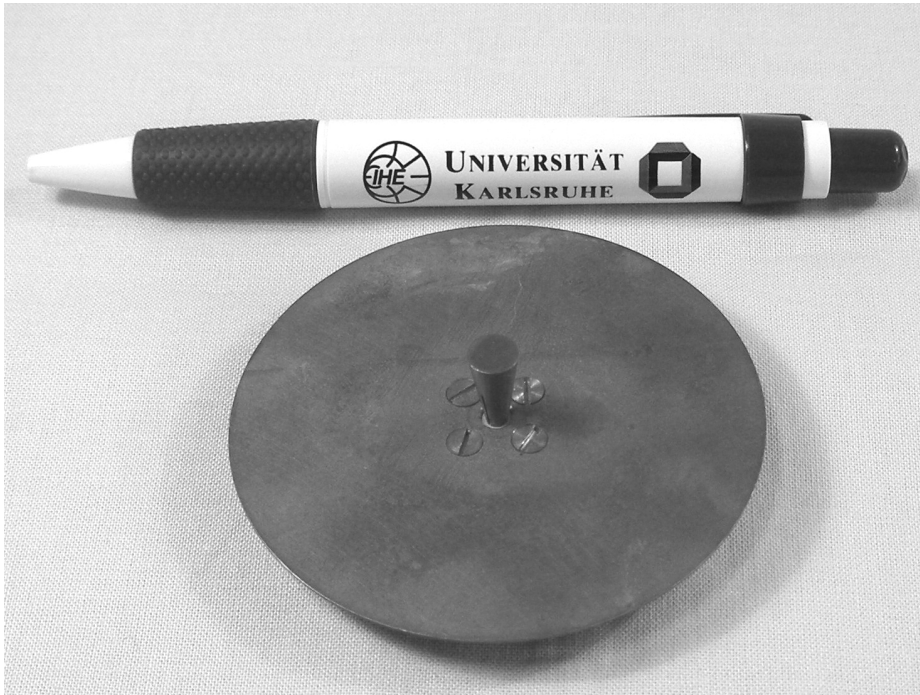


Bild 5.3: Foto der Monokon-Empfangsantenne

Aus den Messungen resultieren eine schmalbandig bei einer Frequenz f_0 bestimmte Übertragungsfunktion $H^{\text{TP}}(f_0, t)$ und breitbandig gemessene Kanalimpulsantworten $h^{\text{TP}}(\tau, t)$, aus welchen die Kenngrößen des Funkkanals bestimmt werden.

Zur Gewährleistung einer hohen Messgenauigkeit enthalten die Sende- und Empfangseinheit des *RUSK Channel Sounders* jeweils Rubidiumnormale, die eine Synchronisation des Signaltaktes gewährleisten. Trotz der hohen Gleichlaufgenauigkeit der Rubidiumnormale in Sender und Empfänger ist deren Synchronisation zeitnah zu den Messungen nötig. Darüber hinaus wird das Messsystem in der jeweiligen Messkonstellation ohne Funkkanal und Antennen an der Strecke kalibriert.

5.2.2 Antennen

Aufgrund der Bahnbestimmungen ist die Anbringung einer Antenne eigens für die Messung am Zug nicht möglich. Daher wurde die vorhandene Kommunikations-Antenne des Zuges als Sendeantenne verwendet. Die Empfangsantenne am Streckenrand bestand aus einer Monokon-Antenne, welche auf einem Antennenmast angebracht wurde.

Empfangsantenne am Antennenmast

Am Rand der Strecke wurde ein Teleskopmast aus Metall mit einer Höhe von 9 m aufgebaut. An dessen Spitze wurde die Empfangsantenne befestigt. Bild 5.3 zeigt ein Foto der verwendeten Monokon-Antenne zum Größenvergleich gemeinsam mit einem Kugelschreiber. Die Antenne besteht aus einer Masseplatte mit einem Durchmesser

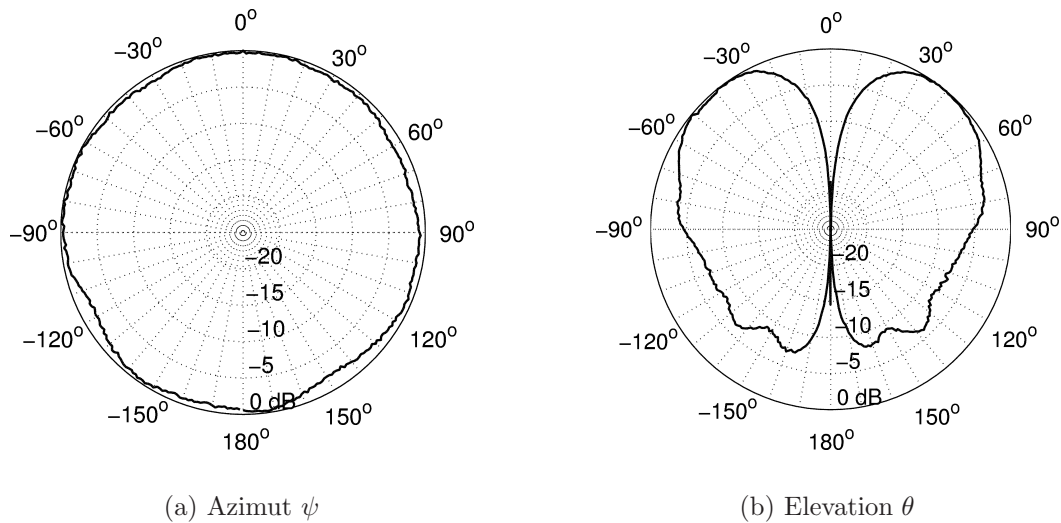


Bild 5.4: Normierte Richtcharakteristiken der Monokon-Antenne bei 5,2 GHz

von 72 mm und einem Konus (Höhe: 13 mm, Durchmesser: 3-7 mm). Unter der Masseplatte, in der Abbildung nicht sichtbar, befindet sich eine SMA-Buchse, über welche die Antenne angeschlossen wird.

In Bild 5.4 sind die bei 5,2 GHz gemessenen Richtcharakteristiken der Monokon-Antenne in Azimut und Elevation dargestellt. Im Azimut (Bild 5.4(a)) ist die Richtcharakteristik weitgehend omnidirektional, während in der Elevation (Bild 5.4(b)) die typischen Einzüge bei 0° und 180° zu erkennen sind. Für die Frequenz 5,2 GHz liegt der Gewinn der Antenne bei 3,7 dBi und die Anpassung beträgt -16 dB bei 50 Ω. Die Antenne ist linear polarisiert und wird derart an der Spitze des Antennenmasts befestigt, dass sie vertikale Polarisation empfängt.

Sendeantenne auf dem Zug

Die Sendeantenne auf dem Zug entspricht der ICE-Antenne *Sencity Rail Antenna SWA 0859/360/4/0/DFRX30* der Firma Huber+Suhner, welche standardmäßig auf den ICE-Zügen angebracht ist. Die Multiband-Antenne deckt mehrere Frequenzbänder im Bereich von 900 MHz bis 5,8 GHz ab. Die Antenne ist in einem Radom untergebracht, welches die Ausmaße 260 x 100 x 90 mm besitzt, und wird mittels eines N-Steckers angeschlossen. Bei einer Impedanz von 50 Ω erreicht die Anpassung Werte von weniger als -11 dB. Ihre Position befindet sich etwas außerhalb der Zugmitte auf dem Dach eines der mittleren Wagen. In diesem Repeaterwagen wurde die Sendeeinheit des *RUSK Channel Sounders* installiert und über den Technikschränk an die Zugantenne angeschlossen.

Das verfügbare Datenblatt der Antenne [Hub04] gibt den Gewinn der Multiband-Antenne in jedem der abgedeckten Frequenzbänder an. Für die Mittenfrequenz der Kanalmessungen $f_0 = 5,2$ GHz liegt der Gewinn laut Datenblatt bei 8,5 dBi. Die Antenne ist linear vertikal polarisiert. Zur Richtcharakteristik der Antenne stellt das Datenblatt keine Angaben bereit.

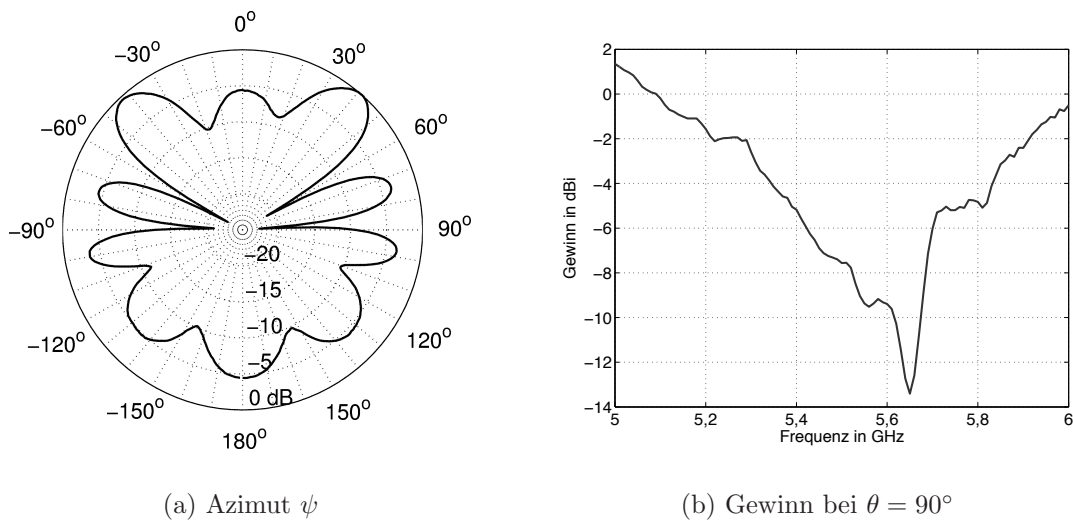


Bild 5.5: Normierte Richtcharakteristik in der Azimutebene bei 5,2 GHz und Gewinn der Sendeantenne *Sencity Rail Antenna*

Um die Richtcharakteristik und den entsprechenden Gewinn für die Vergleichssimulation zu erhalten, wird die *Sencity Rail Antenna* in der Antennenmesskammer des Instituts für Höchstfrequenztechnik und Elektronik vermessen². Die Messung der Richtcharakteristik erfolgt bei Montage der Antenne auf einer metallischen Masseplatte von 1 m^2 wie im Datenblatt angegeben. Ob dieser Konstruktion ist nur eine Bestimmung der Richtcharakteristik in der horizontalen Azimutebene (bei $\theta = 90^\circ$) möglich. Die Richtcharakteristik in Elevation kann nicht bestimmt werden, da ausschließlich eine horizontale Befestigung auf dem Drehturm der Messkammer realisierbar ist. Bei den Messungen in der horizontalen Ebene konnte der im Datenblatt angegebene Gewinn nicht gemessen werden, denn die Maxima der Hauptkeulen treten unter einem anderen Elevationswinkel als $\theta = 90^\circ$ auf. Weil die Ausbreitungspfade in der Simulation alle innerhalb eines schmalen Winkelbereichs um die horizontale Ebene an der ICE-Antenne eintreffen, genügt die Bestimmung der Richtcharakteristik in der Azimutebene bei $\theta = 90^\circ$ (siehe Bild 5.5(a)) und die Messung des dafür gültigen Gewinns (siehe Bild 5.5(b)). In der Simulation bei 5,2 GHz wird daher von der in Bild 5.5(a) dargestellten Richtcharakteristik mit einem Gewinn von -1,6 dBi ausgegangen.

5.2.3 Hochgeschwindigkeitszug und -strecke

Zur Durchführung der Messungen wurde von T-Mobile [T-M08] und der Deutschen Bahn [Deu08] die Strecke nach Abschnitt 5.1 und ein Zug für die Nacht vom 3. auf den 4. August 2006 bereitgestellt. Bei dem Zug handelte es sich um einen ICE3 aus der Baureihe 403 mit der Zugnummer ICE 308. Die Züge aus der Baureihe 403 bestehen aus acht Wagen wie in Abschnitt 4.2.4 beschrieben. Die Positionierung der Sendeinheit des *RUSK Channel Sounders* erfolgte im Repeaterwagen. Über den Anschluss am

²Die Firma Huber+Suhner GmbH hat zu diesem Zweck eine Antenne bereitgestellt.

Technikschrank, wurde der Zugang zur Zugantenne ermöglicht. Eine Berücksichtigung der verbleibenden Zuleitung vom Technikschrank zur Antenne und der Antenne in der Kalibration des *RUSK Channel Sounders* war aus baulichen Gründen nicht möglich. Die Messfahrten fanden ausgehend vom Betriebsbahnhof Köln zwischen den Wendepunkten Siegburg und Montabauer statt. Nach einem Halt zur Kalibration des *RUSK Channel Sounders* an der Messstrecke aus Abschnitt 5.1 und der Bestimmung der Messreichweite wurden zwei Messfahrten jeweils mit einer konstanten Geschwindigkeit von 100 km/h durchgeführt.

Die Messergebnisse der ersten Messfahrt sind zur Verifikation des Simulationsmodells aus Kapitel 4 in Abschnitt 5.4 zusammen mit den Ergebnissen der Vergleichssimulation vorgestellt und erörtert. In der Auswertung der Ergebnisse der ersten Messfahrt zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung mit den Ergebnissen der zweiten Messfahrt, weshalb auf die Darstellung dieser Ergebnisse verzichtet wird.

5.3 Detailgetreue Modellierung der Messstrecke

Die Übertragung der Messstrecke als Simulationsumgebung ins Modell erfolgt mittels der Auswertung von Luftbildern und Abstandsmessungen vor Ort. Anhand der Luftbilder können der Kurvenverlauf und der Abstand der Bewaldung zur Strecke grob bestimmt werden. Der Kurvenverlauf wird in mehrere Teilstücke unterschiedlicher Radien und Längen zerlegt, die zur Nachbildung der Krümmung durch gerade Strecken entsprechend Abschnitt 4.2.3 nochmals in Unterabschnitte aufgeteilt werden. Insgesamt besteht die modellierte Umgebung aus 15 Abschnitten. In Anhang C, Tabelle C.1, sind die Maße der Kreisstücke detailliert angegeben. Die statistischen Parameter der Baum-Platzierung und die Abstände der Bewaldung von den Gleisen finden sich in den Tabellen C.2 und C.3.

Die Positionierung des Antennenmastes sowie der während der Messungen vorhandenen beiden Fahrzeuge und eines Zelt pavillons geschieht aufgrund der Messungen vor Ort. Die Objekte werden relativ zu den Oberleitungsmasten und der Leitplanke im Szenario angeordnet.

5.4 Verifikation des Kanalmodells

In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse der Simulation mit denen der Messung verglichen. Bei den gemessenen Kanalimpulsantworten handelt es sich um Signale mit begrenzter Bandbreite. Dagegen haben die simulierten Kanalimpulsantworten Signale mit einer unendlich großen Bandbreite. Um einen Vergleich der Kanalimpulsantworten zu ermöglichen, werden die Signale mit jeweils der gleichen Bandbreite und Fensterfunktion belegt. In beiden Fällen kommt ein Hamming-Fenster zum Einsatz [KK98, Har78]. Die Fourier-Transformierte des Hamming-Fensters besitzt gegenüber den Transformierten anderer Fensterfunktionen den Vorteil, dass das erste Nebenmaximum unterdrückt wird. Der Abstand der Nebenmaxima zum Hauptmaximum beträgt mindestens 43 dB. Diese Größe der Fensterfunktion und das Rauschen bestimmen den Dynamikbereich der Kanalimpulsantworten.

Die Messung wird mit der Simulation in dem Bereich verglichen, in welchem LOS zur Basisstation (Antennenmast) herrscht, da bei den in Kapitel 6 vorgestellten Simulationen bis auf wenige Ausnahmen zu allen betrachteten Basisstationen LOS besteht. Daraus folgt eine Vergleichsdauer von 18 Sekunden, bzw. eine Messdistanz von 500 m. Der Beginn und das Ende des LOS-Bereichs sind definiert durch die Abschattung des direkten Pfades, verursacht durch Vegetation. Aus einem unsymmetrischen Pflanzenbewuchs der Strecke resultiert ein kürzerer LOS-Bereich vor der Basisstation als danach.

Aus den gemessenen und simulierten Kanalimpulsantworten $h^{\text{TP}}(\tau, t)$ und Übertragungsfunktionen $H^{\text{TP}}(f_0, t)$ lassen sich - wie in Kapitel 2 beschrieben - verschiedene relevante Kenngrößen berechnen, die das Verhalten des Funkkanals beschreiben. Der Vergleich wird anhand folgender Größen vorgenommen:

- des langsamen Schwundes mit einer Fensterbreite (= halbe Breite der Mittelung) von 40λ und dessen Medianwerten,
- des schnellen Schwundes, repräsentiert durch die kumulative Verteilungsfunktion (CDF) mit der 10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeit und die Pegelunterschreitungsrates (LCR),
- der Spektrogramme sowie der gemittelten Werte der mittleren Doppler-Verschiebung $\bar{\mu}_{f_D}$ und der Doppler-Verbreiterung $\bar{\sigma}_{f_D}$,
- der Leistungsverzögerungsspektren (PDP) sowie der gemittelten Werten der mittleren Verzögerungszeit $\bar{\mu}_\tau$ und der Impulsverbreiterung $\bar{\sigma}_\tau$.

Die Abweichung der Simulation von der Messung wird für die Kenngrößen jeweils prozentual nach folgender Formel angegeben:

$$\text{Prozentuale Abweichung} = \frac{\text{Messgröße} - \text{Simulationsgröße}}{\text{Messgröße}} \cdot 100 \quad (5.1)$$

In Bild 5.6 ist der Verlauf des langsamen Schwundes für die Messung und die Simulation dargestellt. Beide Kurven steigen an, zeigen einen charakteristischen Verlauf mit lokalen Maxima und Minima und fallen wieder ab. Der charakteristische Verlauf ist auf die Zugantenne zurückzuführen, welche den langsamen Schwund in diesem Bereich durch ihre Maxima und Einzüge bestimmt. Der langsame Schwund für Messung und Simulation ist in diesem Bereich teilweise im Verlauf verschoben, was auf Unterschiede in der gemessenen und realen Richtcharakteristik und in der Krümmung der Strecke bei Messung und Simulation zurückgeführt werden kann. Besonders gut stimmt der Bereich nach dem Passieren der Basisstation ab ca. 8 s überein. Die beiden Einbrüche bei etwa 13 s und 16 s entsprechen sich sowohl im zeitlichen Auftreten als auch in der Tiefe des Minimums. Die mittlere Abweichung der gesamten Kurven des langsamen Schwundes beträgt $\mu_l = -0,01$ dB bei einer Standardabweichung von $\sigma_l = 3,50$ dB. Im Vergleich mit Modellen für Macro-Zellen, bei denen Standardabweichungen σ_l zwischen 5 dB und 20 dB vorkommen [DC99], liefert das vorgestellte Kanalmodell hervorragende Werte.

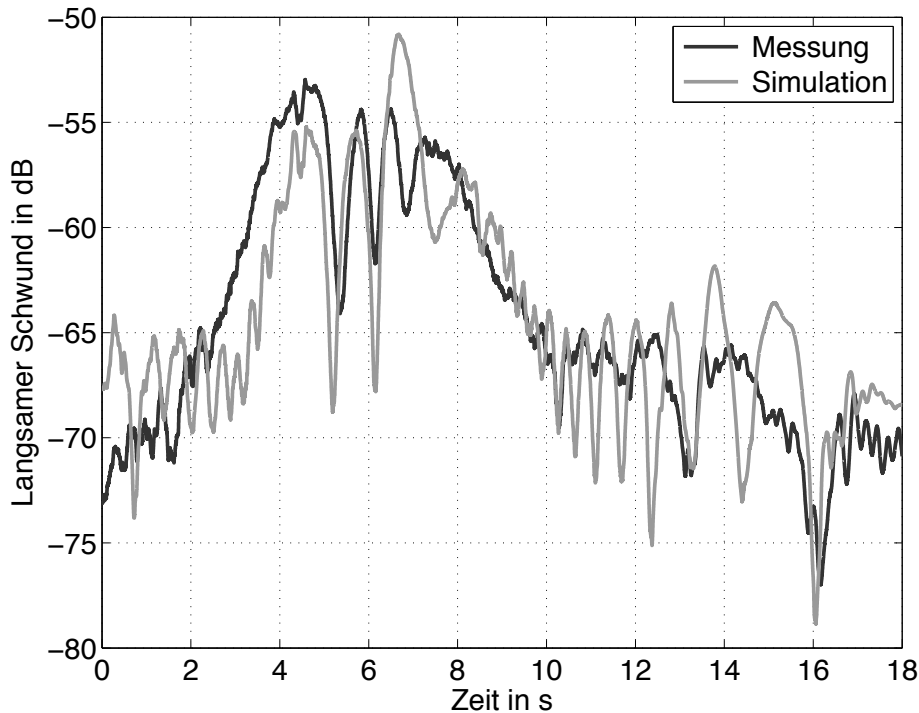


Bild 5.6: Langsamer Schwund über der Zeit für Messung und Simulation

Der Medianwert des langsamen Schwundes P_m entspricht dem Wert, unter und über dem jeweils die Hälfte der insgesamt vorkommenden Werte liegt. Im Fall der Messung (gekennzeichnet durch den Tiefindex $_{\text{mess}}$) beträgt $P_{m,\text{mess}} = -64,6$ dB, für die Simulation (Tiefindex $_{\text{sim}}$) $P_{m,\text{sim}} = -64,5$ dB, was eine Abweichung von weniger als einem Prozent ergibt.

Der Vergleich des schnellen Schwundes wird mittels der kumulativen Verteilungsfunktion (CDF) und der Pegelunterschreitungsrate (LCR) in Bild 5.7 vorgenommen. Die Kurven der CDF in Bild 5.7(a) verlaufen beinahe deckungsgleich. Während die CDF der Simulation um den Wert 0 dB etwas steiler ansteigt, fällt die gemessene CDF zu kleinen Werten hin schneller ab. Die größte prozentuale Abweichung der simulierten von der gemessenen CDF beträgt allerdings nur 6,1%. Gleichzeitig liefert die 10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeit eine sehr gute Übereinstimmung. Sowohl die simulierte als auch die gemessene CDF besitzen bei einer kumulativen Wahrscheinlichkeit von 0,1 den Wert $F_{s,\text{mess}}^{10\%} = F_{s,\text{sim}}^{10\%} = -3,2$ dB.

Ähnlich stimmig ist der Kurvenverlauf der LCR in Bild 5.7(b). Einzig im Bereich des Maximums unterschätzt die Simulation die Pegelunterschreitungen etwas.

Nach dem Vergleich des langsamen und schnellen Schwundes folgt die Untersuchung der Zeitvarianz des Funkkanals anhand der Doppleranalyse. Hierzu ist in Bild 5.8(a) das auf die höchste Leistung normierte und rauschbereinigte Spektrogramm der Messung gezeigt. Der starke LOS-Pfad ist über die gesamte Zeit erkennbar. Anfangs verläuft er im Bereich der maximalen Doppler-Verschiebung des Szenarios von $f_{D,\text{max}} = 481,5$ Hz, da sich die Mobilstation mit der Geschwindigkeit von $v = 27,7$ m/s auf die

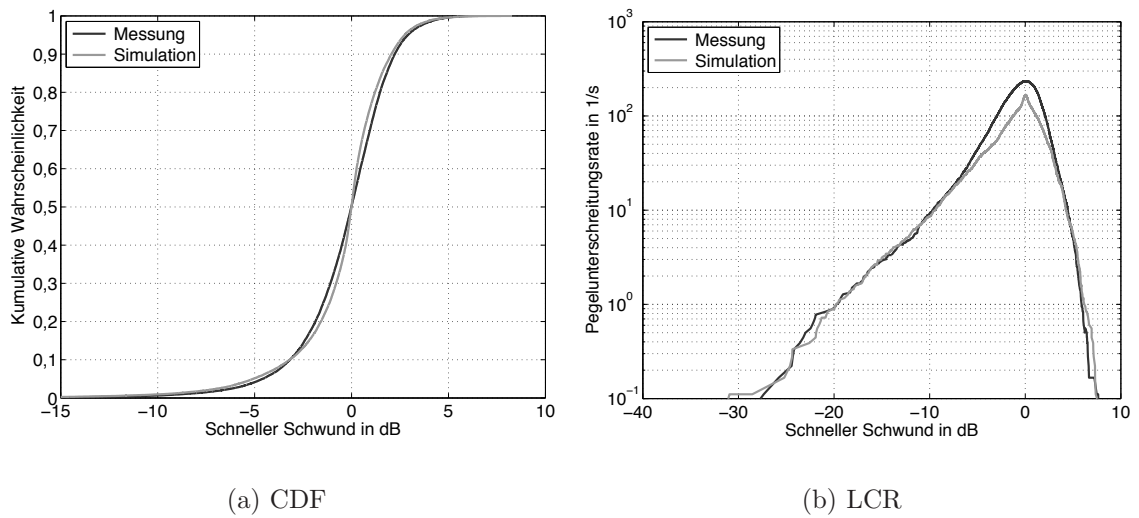


Bild 5.7: Kumulative Verteilungsfunktion (CDF) und Pegelunterschreitungsrates (LCR) des schnellen Schwundes für Messung und Simulation

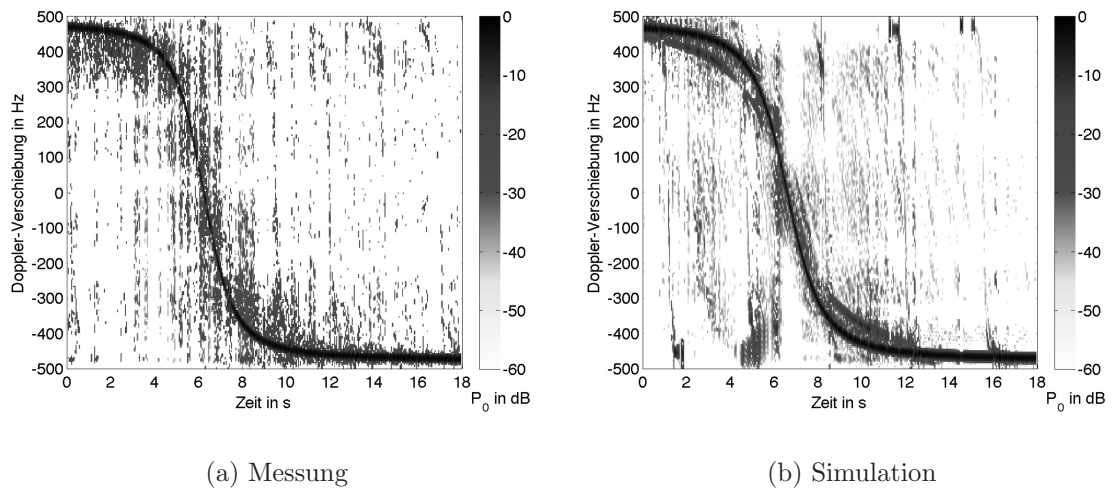


Bild 5.8: Rauschbereinigtes Spektrogramm über der Zeit

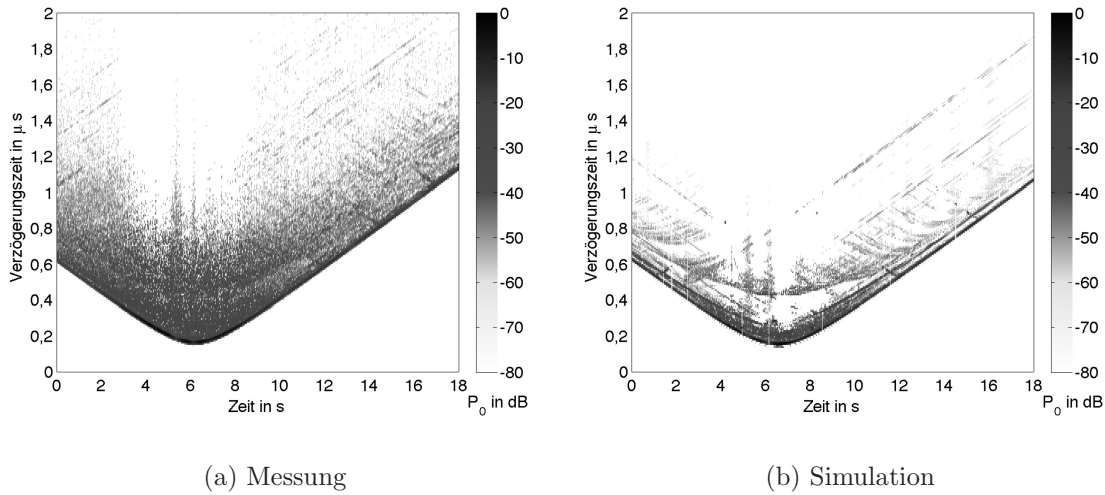


Bild 5.9: Rauschbereinigtes Leistungsverzögerungsspektrum über der Zeit

Basisstation zu bewegt. Mit der Annäherung an die Basisstation nimmt die relative Geschwindigkeit v_{rel} ab, kehrt ihr Vorzeichen um und nimmt wieder zu. Im Spektrogramm resultiert daraus ein Abfallen des dominanten Pfades von der maximalen positiven zur maximalen negativen Doppler-Verschiebung. Daneben sind in dem Spektrogramm weitere, aber wesentlich schwächer ausgeprägte Übergänge dieser Art, verursacht durch Interaktionen mit den Oberleitungsmasten und dem Passieren derselben, zu finden. Im Spektrogramm der Simulation, dargestellt in Bild 5.9(b), wird ein identisches Verhalten beobachtet. Erneut kehrt der LOS-Pfad sein Vorzeichen von positiver nach negativer Doppler-Verschiebung um. Die weiteren Vorzeichenwechsel der Doppler-Verschiebung, bewirkt durch Interaktionen mit den Oberleitungsmasten, sind weniger deutlich als bei der Messung. In Bild 5.9(b) erscheinen sie ausgeprägt bei den betragsmäßig hohen Doppler-Verschiebungen, während der Übergang durch den Frequenzbereich um 0 Hz nicht klar erkennbar ist. Sowohl bei der Messung als auch bei der Simulation treffen zwischen 0 s und 4 s weitere starke Leistungskomponenten im Bereich zwischen 300 Hz und 450 Hz ein. Genauso wie nach dem Passieren der Basisstation im entsprechenden negativen Bereich der Doppler-Verschiebungen (zwischen -300 Hz und -450 Hz) in der Zeit von 8,5 s bis 12,5 s.

Im quantitativen Vergleich beträgt die gemessene und über der Zeit gemittelte mittlere Doppler-Verschiebung $\bar{\mu}_{f_{D,\text{mess}}} = -145,1$ Hz und die gemittelte Doppler-Verbreiterung $\bar{\sigma}_{f_{D,\text{mess}}} = 114,0$ Hz. Die Werte der Simulation liegen bei $\bar{\mu}_{f_{D,\text{sim}}} = -127,3$ Hz und $\bar{\sigma}_{f_{D,\text{sim}}} = 104,0$ Hz, woraus eine prozentuale Abweichung der Simulation von der Messung von 12,3% bzw. 8,7% folgt. Dieser geringe Unterschied zwischen Messung und Simulation zeigt, dass das Modell sehr gut geeignet ist, das zeitvariante Verhalten des Funkkanals von Hochgeschwindigkeitszügen nachzubilden.

Repräsentativ für die Auswertung der Frequenzselektivität sind die auf die höchste Leistung normierten und rauschbereinigten Leistungsverzögerungsspektren der Messung und der Simulation in Bild 5.9 gezeigt. In beiden Graphiken nimmt die Verzögerungszeit des LOS-Pfades erst ab und dann wieder zu. Außer diesem starken Pfad

Tabelle 5.1: Über der Zeit gemittelte Werte für Messung und Simulation

Größen	Messung	Simulation	Proz. Abweichung
P_m	-64,6 dB	-64,5 dB	0,2 %
$F_s^{10\%}$	-3,2 dB	-3,2 dB	0,0 %
$\bar{\mu}_{f_D}$	-145,1 Hz	-127,3 Hz	12,3 %
$\bar{\sigma}_{f_D}$	114,0 Hz	104,0 Hz	8,7 %
$\bar{\mu}_\tau$	531,3 ns	492,1 ns	7,4 %
$\bar{\sigma}_\tau$	65,5 ns	22,1 ns	66,2 %

sind zwei weitere etwa parallel dazu verlaufende Kurven im Leistungsverzögerungsspektrum der Simulation zu erkennen. Im Fall der Messung sind diese Kurven nur ungefähr durch dunklere Bereiche auszumachen, aber auch vorhanden. Wie bereits in Kapitel 4 bei den Bildern 4.11 und 4.12 beschrieben, kann in den Leistungsverzögerungsspektren ein periodisches Muster, verursacht durch Interaktionen mit den Oberleitungsmasten, beobachtet werden. Weiter treten Leistungsanteile durch Streuung an Vegetation auf. Das gemessene Leistungsverzögerungsspektrum besitzt weniger diskrete Linien, dafür mehr diffuse Leistung, welche auf Vegetationsstreuung und auf Rauschen zurückzuführen ist.

Die gemessene und gemittelte mittlere Verzögerungszeit $\bar{\mu}_{\tau,\text{mess}} = 531,3 \text{ ns}$ stimmt gut mit dem simulierten Wert $\bar{\mu}_{\tau,\text{sim}} = 492,1 \text{ ns}$ überein. Die prozentuale Abweichung beträgt 7,4 %. Bei der gemittelten Impulsverbreiterung tritt hingegen eine Abweichung von 66,2 % auf. Der gemessene Wert $\bar{\sigma}_{\tau,\text{mess}} = 65,5 \text{ ns}$ liegt zwar in der gleichen Größenordnung, ist aber deutlich höher als der simulierte Wert $\bar{\sigma}_{\tau,\text{sim}} = 22,1 \text{ ns}$. Der Grund für die relativ hohe prozentuale Abweichung der Impulsverbreiterung liegt in der höheren Leistung, die bei größeren Verzögerungszeiten im gemessenen Leistungsverzögerungsspektrum erreicht wird. Die Frequenzselektivität des Funkkanals für Hochgeschwindigkeitszüge wird zwar qualitativ richtig bestimmt (siehe Verlauf der Leistungsverzögerungsspektren), liefert quantitativ allerdings zu niedrige Werte der Impulsverbreiterung. Die mittlere Verzögerungszeit wird hingegen gut widergespiegelt.

5.5 Bewertung der Ergebnisse

Der Vergleich der Kenngrößen von Messung und Simulation ist in Tabelle 5.1 mit der jeweiligen prozentualen Abweichung aufgelistet. Im Vergleich der Kenngrößen des langsamen und schnellen Schwundes P_m und $F_s^{10\%}$ erreicht das Kanalmodell zwischen Messung und Simulation eine sehr gute Übereinstimmung. Herkömmliche Modelle für Makro-Zellen weisen Standardabweichungen der Kurven des langsamen Schwundes σ_l zwischen 5 dB und 20 dB auf [DC99]. Das vorgestellte Kanalmodell liegt mit hervorragenden $\sigma_l = 3,50 \text{ dB}$ weit unter diesen Werten. Im Hinblick auf die Zeitvarianz

passen die Spektrogramme (siehe Bild 5.8) von Messung und Simulation wie auch die berechneten Kenngrößen $\bar{\mu}_{f_D}$ und $\bar{\sigma}_{f_D}$ sehr gut zusammen. Während die Impulsverbreiterung $\bar{\sigma}_\tau$ durch die Simulation unterschätzt wird, gibt das Leistungsverzögerungsspektrum (siehe Bild 5.9) das qualitative Verhalten gut wieder. Die gemittelte mittlere Verzögerungszeit $\bar{\mu}_\tau$ variiert sehr wenig zwischen Messung und Simulation, so dass auch die Frequenzselektivität für die weiteren Betrachtungen als gut modelliert anzusehen ist. In der gesamten Betrachtung ist somit das Kanalmodell für Hochgeschwindigkeitszüge verifiziert.

Kapitel 6

Simulationen für MISO-Szenario

Nach der Einführung in die Funkkanalmodellierung in Kapitel 4, dessen Verifikation in Kapitel 5, und der Definition der exemplarischen Simulationsstrecke (siehe Abschnitt 4.3.3) werden auf dieser Basis Simulationen zur Beurteilung verschiedener Einflüsse auf den Funkkanal durchgeführt. Ziel ist es, für das vorgeschlagene Kommunikationssystem für Hochgeschwindigkeitszüge ein günstiges Funkkanalverhalten zu erreichen. Als Freiheitsgrößen stehen die Polarisierung, die Frequenz und die Antennencharakteristik zur Verfügung. Zu Beginn dieses Kapitels werden daher in Abschnitt 6.1 Simulationen für verschiedene Polarisierungen vorgestellt. Die am geeignetsten erscheinende Polarisierung wird anschließend in Abschnitt 6.2 für zwei unterschiedliche Frequenzen unter Verwendung isotroper Antennen betrachtet. Wie in Abschnitt 4.3.1 gezeigt, kann mittels direktonaler Antennen die Doppler-Verbreiterung in einem Funkkanal stark beeinflusst werden. In Abschnitt 6.3 wird gezeigt, wie sich der Einsatz direktonaler Antennen bei verschiedenen Frequenzen an der Mobilstation und den Basisstationen im MISO-System auswirkt. Am Ende dieses Kapitels werden in Abschnitt 6.3.3 mit den berechneten Kanalimpulsantworten Simulationen auf Systemebene durchgeführt und die Auswirkungen auf ein exemplarisches OFDM-System beschrieben. Abschließend erfolgt in Abschnitt 6.4 eine zusammenfassende Betrachtung der Einflüsse für OFDM-Systeme und es werden Empfehlungen zur Systemauslegung gegeben.

6.1 Einfluss der Polarisierung

Die existierenden Zugkommunikationssysteme basieren auf vertikal polarisierten Antennen. In diesem Abschnitt wird speziell der Einfluss der Polarisierung auf den Funkkanal für Hochgeschwindigkeitszüge untersucht und die Unterschiede samt den Vor- und Nachteilen für Kommunikationssysteme herausgearbeitet. Nach der Definition der betrachteten Polarisierungen folgt die Auswertung der Ergebnisse für die in Abschnitt 4.3.3 vorgestellte 2000 m-MISO-Strecke getrennt nach Lärmschutzwand- und Vegetationsszenario.

6.1.1 Definition der verwendeten Polarisierungen

Zur Definition der Polarisierungen wird das Kugelkoordinatensystem nach Bild 4.2 verwendet. Entsprechend dieser Konvention verläuft die Fahrtrichtung des Zuges in positive y -Richtung.

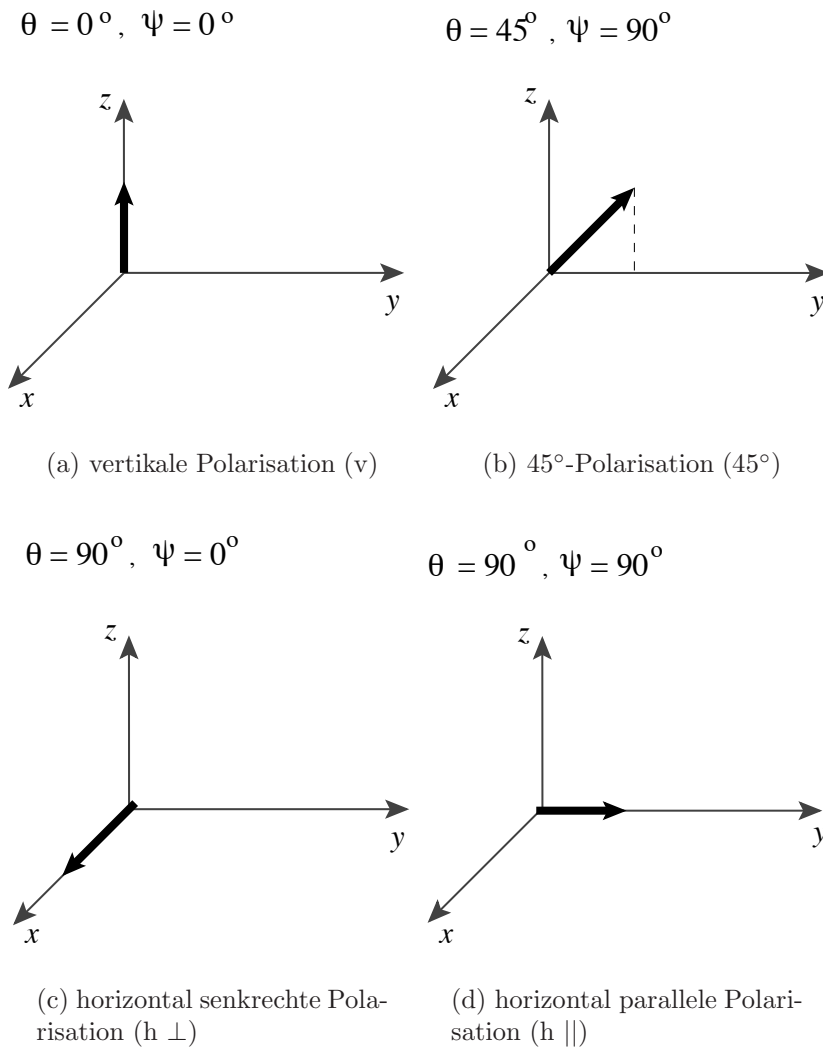


Bild 6.1: Darstellung der verwendeten Polarisationen, Fahrtrichtung des Zuges in y -Richtung

Alle vier untersuchten Polarisationen sind in Bild 6.1 dargestellt und können mit Hilfe der Winkel ψ in Azimut und θ in Elevation beschrieben werden. Für jede Polarisation werden sowohl die Antennen der Basisstationen als auch die Mobilstationsantenne auf dem Zug ausgerichtet. In Tabelle 6.1 ist eine Übersicht der verwendeten Polarisationen zusammengestellt. Neben der bereits in Abschnitt 4.3 verwendeten vertikalen Polarisation (siehe Bild 6.1(a)) wird eine um 45° in Fahrtrichtung geneigte Polarisation (siehe Bild 6.1(b)) untersucht. Diese Anordnung wird häufig in der Mobilkommunikation eingesetzt. Des Weiteren werden zwei horizontal polarisierte Antennen verwendet, die sich nur in ihrer Ausrichtung bezüglich des Azimutwinkels, bzw. der Fahrtrichtung, unterscheiden (siehe Bilder 6.1(c) und 6.1(d)). Die vertikale und die beiden horizontalen Polarisationen sind zueinander orthogonal, so dass alle Raumrichtungen abgedeckt werden. Die 45° -Polarisation stellt eine Kombination der vorherigen Polarisationen dar.

Tabelle 6.1: Definition und Beschreibung der untersuchten Polarisationen

Polarisation	Neigung in (θ, ψ)	Beschreibung
v	$(0^\circ, 0^\circ)$	parallel zur z -Achse (vertikal)
45°	$(45^\circ, 90^\circ)$	45° -Neigung in Richtung der y -Achse
h \perp	$(90^\circ, 0^\circ)$	parallel zur x -Achse (orthogonal zur Fahrtrichtung)
h \parallel	$(90^\circ, 90^\circ)$	parallel zur y -Achse (in Fahrtrichtung)

Die Berechnungen werden mittels des strahlenoptischen Ausbreitungsmodells in den beiden Referenzszenarien der 2000 m-MISO-Strecke mit Lärmschutzwand und Vegetation aus Abschnitt 4.3.3 durchgeführt. Als Simulationsfrequenz dient 5,2 GHz. Um eine Beeinflussung der Ergebnisse durch die Richtcharakteristiken der Antennen auszuschließen, erfolgt die Betrachtung für isotrope Antennen. In diesem Fall sind alle Unterschiede des Funkkanals auf die unterschiedlichen Polarisationen zurückzuführen.

6.1.2 Vergleich der Polarisationen im Lärmschutzwandszenario

Der Vergleich der Simulationsergebnisse der verschiedenen Polarisationen wird mittels der in Kapitel 2 eingeführten Kenngrößen vorgenommen. Zuerst erfolgt der Vergleich des langsamen Schwundes $l(t)$, der nach Gleichung (2.19) unter Verwendung einer Fensterbreite (= halbe Breite der Mittelung) von 40λ aus dem Übertragungsfaktor H^{TP} bestimmt wird. Der langsame Schwund entspricht der kurzzeitig gemittelten Empfangsleistung. Je höher die Werte des langsamen Schwundes ausfallen, desto höher sind die Werte des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses (SNR, engl. Signal-to-Noise-Ratio). Diese beeinflussen direkt die Reichweite des Kommunikationssystems. Daraus folgt, dass ein hoher langsamer Schwund einen größeren Abstand der Basisstationen, eine niedrigere Sendeleistung oder geringere Bitfehlerraten bei einer konstant angenommenen Datenrate ermöglicht. Bis zu einem gewissen Grad können die Schwankungen des langsamen Schwundes mit einer automatischen Verstärkungsregelung (AGC, engl. Automatic Gain Control) kompensiert werden. Zum quantitativen Vergleich zwischen den Polarisationen wird der Medianwert des langsamen Schwundes P_m herangezogen. Dieser bezeichnet den Wert, über dem bzw. unter dem jeweils die Hälfte der Gesamtwerte liegt, und gibt Auskunft über die zu erwartende Stärke der Empfangsleistung.

Neben der Charakterisierung des langsamen Schwundes ist ebenso eine Untersuchung des schnellen Schwundes für den Systementwurf wichtig. Hierfür werden die in Ab-

schnitt 2.4 beschriebene kumulative Verteilungsfunktion CDF und die Pegelunterschreitungsrates LCR verwendet. Das Verhalten des schnellen Schwundes lässt sich hauptsächlich durch die Steigung der kumulativen Verteilungsfunktion interpretieren. Zeigt die CDF eine steile Steigung, bedeutet dies, dass der schnelle Schwund nur geringfügig um den Mittelwert von 0 dB schwankt und wenige Ausreißer in die negative und positive Richtung hat. Abrupte Ausreißer, die unter eine vom Kommunikationssystem vorgegebene Schwelle fallen, können zu einem Ausfall des Systems bzw. zu Datenverlust führen und nicht durch eine AGC korrigiert werden. Daher gilt, je höhere Pegelwerte der CDF bei kleinen Wahrscheinlichkeiten zugeordnet werden und je steiler ihre Steigung, desto unproblematischer ist die Demodulation eines empfangenen Signals. Zur quantitativen Bewertung der CDFs wird die 10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeit $F_s^{10\%}$ angegeben. Sie bezeichnet den Amplitudenwert des schnellen Schwundes bei einer kumulativen Wahrscheinlichkeit von 0,1. Häufige Abfälle des schnellen Schwundes können zu vielen Systemausfällen mit Übertragungsverlusten führen. Ein möglichst schmaler Verlauf der LCR-Kurve bzw. eine geringe Aufweitung ist daher wünschenswert.

Schließlich kommen als Maße für die Zeitvarianz und die Frequenzselektivität die Doppler-Verbreiterung und die Impulsverbreiterung zum Einsatz (siehe Abschnitte 2.5.2 und 2.6.2). Für hohe Datenraten oder geringe Bitfehlerraten in OFDM-Systemen sollen diese beiden Kenngrößen so gering wie möglich ausfallen. Da sich die Werte der Doppler-Verbreiterung und der Impulsverbreiterung mit der Position der Mobilstation ändern, tragen deren Mittelwerte $\bar{\sigma}_{f_D}$ und $\bar{\sigma}_\tau$ über der Simulationszeit zu einem quantitativen Vergleich bei.

Der langsame Schwund über der gesamten Simulationszeit von 4,5 s ist in Bild 6.2 für alle Polarisierungen aufgetragen. Im Bild ist die Vorbeifahrt an der mittleren Basisstation (BS2) deutlich zu erkennen. Aufgrund des starken LOS-Pfades zur BS2 steigt die Amplitude des langsamen Schwundes bei der Bewegung auf die Basisstation zu und sinkt entsprechend bei der Wegfahrt wieder ab. Der Zeitpunkt $t = 2,25$ s ist gerade der Moment, in dem die Mobilstation des Zuges die Basisstation passiert. Im Vergleich der Kurven des langsamen Schwundes weisen die vertikale und die 45°-Polarisation einen sehr ähnlichen Verlauf auf. Solange sich die Mobilstation in Richtung der mittleren Basisstation bewegt, kann eine deutlich höhere Empfangsleistung dieser beiden Polarisierungen beobachtet werden, als bei der Wegfahrt von der Basisstation. Die Kurven aller Polarisierungen verlaufen unsymmetrisch zum Maximum. Besonders bei der senkrecht zur Fahrtrichtung liegenden $h \perp$ Polarisation ist bei der Wegfahrt von der Basisstation eine höhere Leistung als bei der Hinfahrt zu beobachten. Diese Unsymmetrie stammt aus der unsymmetrischen Anordnung der Masten zu den Basisstationen. Dies führt zu Abschattungen der LOS-Verbindungen und zu unterschiedlichen Ausbreitungsbedingungen in Basisstationsnähe. Sofern die Anordnung der Masten zu den Basisstationen symmetrisch erfolgt, resultieren daraus symmetrische Ergebnisse (siehe Abschnitt 4.3.5).

Der im Mittel geringere langsame Schwund bei horizontal polarisierten isotropen Antennen entsteht durch die unterschiedlichen Reflexions- und Beugungsfaktoren für senkrechte und parallele Polarisation. Folglich kommt es zu verschiedenen Amplitudenwerten und variierenden Phasen der einzelnen Mehrwegeausbreitungspfade.

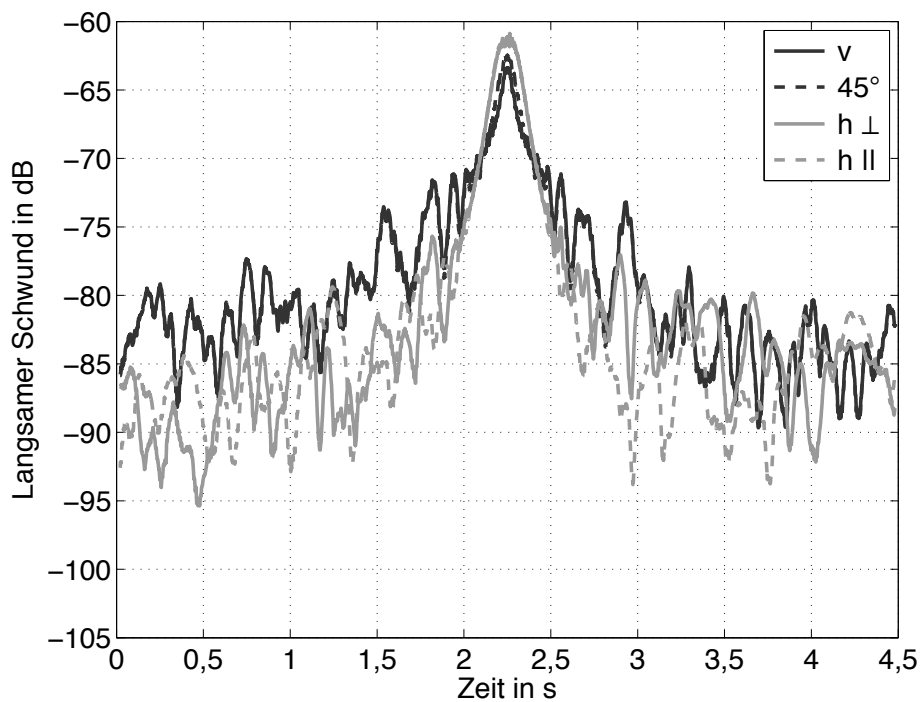


Bild 6.2: Langsamer Schwund für verschiedene Polarisationen im Lärmschutzwandszenario

Ausführliche Betrachtungen zu den Reflexions- und Beugungsfaktoren können [Har08] entnommen werden. An dieser Stelle soll der Effekt der konstruktiven und destruktiven Interferenz durch die Addition der Mehrwegepfade erläutert werden.

In Bild 6.3 sind für einen Snapshot bei $t = 0,42$ s die superponierten komplexen Spannungszeiger V_R der vertikalen und $h \perp$ Polarisation dargestellt. Hierbei entspricht die Linienlänge der Größe der Teilspannungen $V_{R,m}$ der einzelnen Mehrwegeausbreitungspfade, in Bild 6.3 hellgrau dargestellt. Diese werden zur Gesamtspannung V_R (dunkler Pfeil) kohärent aufaddiert (siehe Gleichung (2.1)). Aufgrund der destruktiven Interferenzen bei der $h \perp$ Polarisation ist die Länge des kohärent addierten Gesamtspannungszeigers und damit die kohärente Empfangsspannung für die $h \perp$ Polarisation mit $V_R = -92,3$ dB deutlich geringer als für die vertikale Polarisation mit $V_R = -77,1$ dB. Wird dagegen die Addition nach [Kür93] inkohärent durchgeführt und die Phaseninformation φ_m vernachlässigt, differieren die Werte kaum ($-80,8$ dB für vertikale gegenüber $-81,5$ dB für die $h \perp$ Polarisation). Hieraus kann abgeleitet werden, dass die kohärente Addition zu konstruktiver und destruktiver Interferenz führt, welche für die verschiedenen Polarisationen trotz etwa gleicher Leistungsanteile der Teilwellen sehr unterschiedlich ausfallen kann. Die starken Abweichungen zwischen den Kurven des langsamen Schwundes stammen daher von den unterschiedlichen Interferenzen und Ausbreitungseigenschaften der verschiedenen Polarisationen. Um trotz der starken Schwankungen des langsamen Schwundes eine quantitative Aussage über die verwendeten Polarisationen treffen zu können, wird in Tabelle 6.2 der Medianwert des langsamen Schwundes P_m angegeben. Die horizontalen Polarisationen ($h \perp$ und $h \parallel$) ergeben einen deutlich geringeren Medianwert des langsamen Schwun-

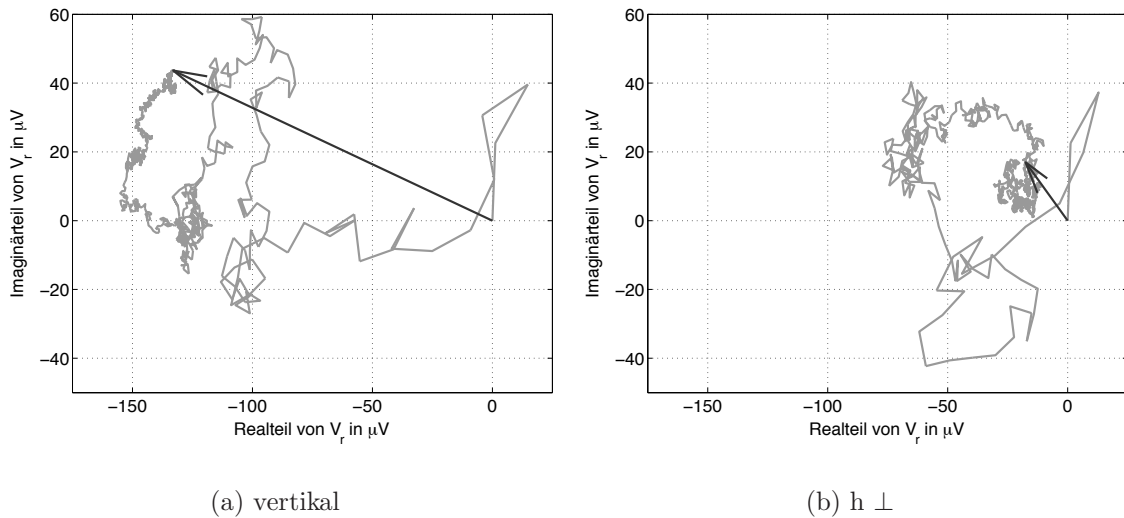


Bild 6.3: Superponierter komplexer Spannungszeiger V_R aus den Teilspannungen $V_{R,m}$ für die vertikale und $h \perp$ Polarisation zum Zeitpunkt $t = 0,42$ s im Lärmschutzwandszenario

des als die vertikale Polarisation. Die Werte entsprechen einer Verschlechterung der Empfangsleistung um 51,0 % (3,1 dB) bzw. 60,2 % (4,0 dB) gegenüber der vertikalen Polarisation. Die 45°-Polarisation zeigt im Vergleich zur vertikalen Polarisation eine um lediglich 2,3 % (0,1 dB) geringere empfangene Leistung.

Bild 6.4(a) zeigt die kumulativen Verteilungsfunktionen des schnellen Schwundes für die vier verschiedenen Polarisationen. Auch im Fall der CDFs sind die Kurven der vertikalen und der 45°-Polarisation beinahe deckungsgleich, woraus auf ein sehr ähnliches Verhalten des schnellen Schwundes geschlossen werden kann. Die Kurven der beiden horizontalen Polarisationen zeigen ebenso zueinander kaum Unterschiede. Im Vergleich zu den CDFs der vertikalen und 45°-Polarisation verlaufen sie deutlich steiler. Für die vertikale und die 45°-Polarisation kann aus Bild 6.4(a) für die 10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeit $F_s^{10\%}$ ein Amplitudenwert von -7,0 dB und -6,9 dB abgelesen werden. Die 10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeiten der beiden horizontalen Polarisationen liegen dagegen bei -4,9 dB und -5,0 dB. In diesem Zusammenhang wird eine Verbesserung bis zu 62,2 % (3,9 dB) gegenüber der vertikalen Polarisation erreicht. Zum Vergleich sind alle Werte von $F_s^{10\%}$ in Tabelle 6.2 eingetragen.

In der Darstellung der Pegelunterschreitungsraten LCR in Bild 6.4(b) ist zu sehen, dass die horizontalen Polarisationen erneut am günstigsten abschneiden. Die Aufweitung ihrer LCR-Kurven ist am geringsten. Das Verhalten der vertikalen mit der 45°-Polarisation und der $h \perp$ mit der $h \parallel$ Polarisation zeigt wie bei den CDF-Kurven sehr starke Ähnlichkeit.

Nach der Charakterisierung über den langsamen und den schnellen Schwund folgt im Weiteren die Betrachtung der Zeitvarianz mittels der Doppler-Verbreiterung in Bild 6.5(a). Für alle Polarisationen sinkt die Doppler-Verbreiterung und nimmt nach dem Durchlaufen eines Minimums zum Zeitpunkt der Vorbeifahrt wieder zu. Im Fall der vertikalen und der 45°-Polarisation zeigt die Doppler-Verbreiterung drei sehr

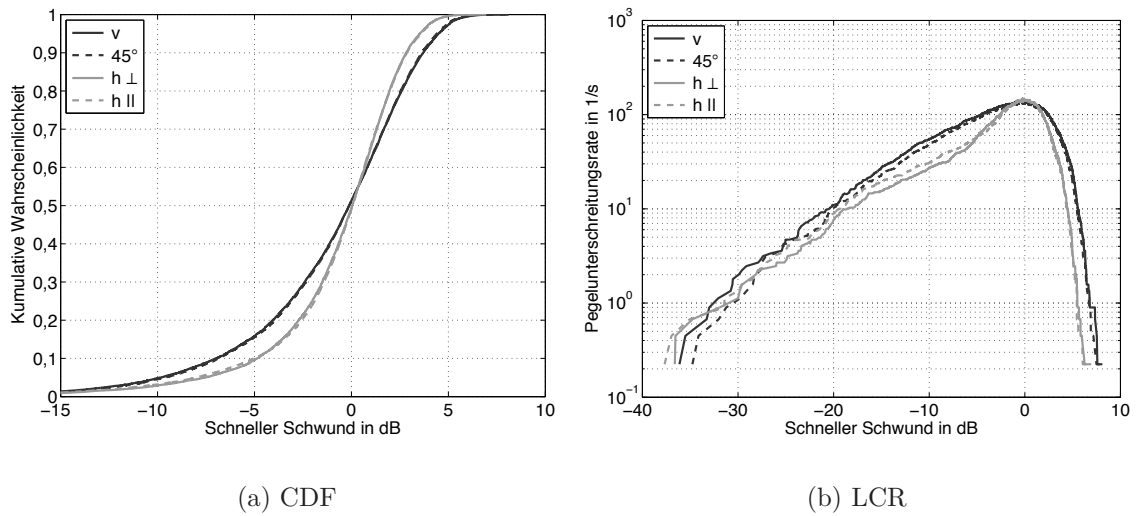


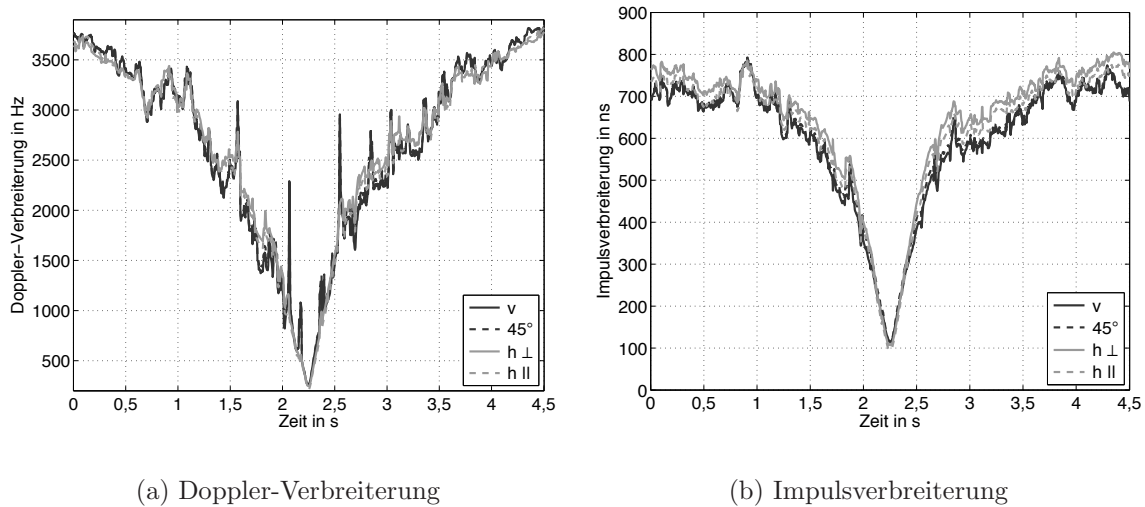
Bild 6.4: Kumulative Verteilungsfunktionen CDF und Pegelunterschreitungsrate LCR des schnellen Schwundes für verschiedene Polarisationen im Lärmschutzwandszenario

große Überhöhungen. Diese kurzen Maxima werden durch Interaktionen mit den Oberleitungsmasten bei $y = 160 \text{ m} \hat{=} t = 1,440 \text{ s}$, $y = 225 \text{ m} \hat{=} t = 2,025 \text{ s}$ und $y = 290 \text{ m} \hat{=} t = 2,610 \text{ s}$ verursacht. Mit zunehmender Entfernung der Masten von der mittleren Basisstation schwächt dieser Effekt ab. Die Doppler-Verbreiterung wird gleichzeitig größer. Aus diesem Grund sind nur drei sehr starke Maxima zu beobachten. Die über die gesamte Simulationszeit gemittelten Doppler-Verbreiterungen sind in Tabelle 6.2 für alle Polarisationen angegeben. Diese Werte werden mit mittlerer Doppler-Verbreiterung $\bar{\sigma}_{f_D}$ bezeichnet. Die $h \parallel$ und die vertikale Polarisation besitzen die kleinsten mittleren Doppler-Verbreiterungen, allerdings ist insgesamt der Unterschied zwischen den Polarisationen gering.

Abschließend erfolgt die Analyse in Bezug auf die Frequenzselektivität unter Verwendung der Impulsverbreiterung. Die zugehörigen Kurven sind in Bild 6.5(b) gezeigt. Wie im Fall der Doppler-Verbreiterung kann für die Impulsverbreiterung ein Abfallen der Werte gefolgt von einem erneuten Anstieg beobachtet werden. Das Mini-

Tabelle 6.2: Über der Simulationszeit gemittelte Werte für verschiedene Polarisationen im Lärmschutzwandszenario

	P_m in dB	$F_s^{10\%}$ in dB	$\bar{\sigma}_{f_D}$ in Hz	$\bar{\sigma}_\tau$ in ns
v	-80,9	-7,0	2670,3	597,3
45°	-81,0	-6,9	2691,8	605,5
$h \perp$	-84,0	-4,9	2699,6	642,0
$h \parallel$	-84,9	-5,0	2668,0	619,0



(a) Doppler-Verbreiterung

(b) Impulsverbreiterung

Bild 6.5: Doppler-Verbreiterung und Impulsverbreiterung für verschiedene Polarisationen im Lärmschutzwandszenario

mum aller Polarisationen liegt auch hier direkt bei der mittleren Basisstation. Starke Überhöhungen, wie sie im Fall der Doppler-Verbreiterung auftauchen, existieren bei der Impulsverbreiterung nicht. Insgesamt zeigt sich ein vergleichbarer Verlauf aller Polarisationen, wobei die Impulsverbreiterungen der beiden horizontalen Polarisationen immer knapp über denen der anderen beiden Polarisationen liegen. Die mittlere Impulsverbreiterung $\bar{\sigma}_\tau$ ist in Tabelle 6.2 aufgetragen. Die vertikale Polarisation schneidet beim Vergleich der mittleren Impulsverbreiterung am besten ab, wobei sich die $h \perp$ Polarisation mit 7,5% am meisten gegenüber der vertikalen Polarisation verschlechtert.

6.1.3 Vergleich der Polarisationen im Vegetationsszenario

Nach der ausführlichen Betrachtung verschiedener Polarisationen im Lärmschutzwandszenario werden die entsprechenden Ergebnisse für die Vegetationsumgebung vorgestellt. Am Ende dieses Abschnitts kann schließlich eine Aussage darüber getroffen werden, welcher Polarisation in einem Kommunikationssystem für Hochgeschwindigkeitszüge der Vorzug gegeben werden sollte.

Der langsame Schwund für isotrope Antennen auf der 2000 m-MISO-Strecke in der Vegetationsumgebung ist in Bild 6.6 gezeigt. Prinzipiell verhalten sich die verschiedenen Polarisationen ähnlich wie in der Lärmschutzwandumgebung. Auch für die Vegetation erfolgt eine Zunahme bis zum Maximum bei der mittleren Basisstation, nach welchem der langsame Schwund wieder abnimmt. Die Vegetationsumgebung zeichnet sich durch weniger häufige Schwankungen im langsamen Schwund aus. Wegen der leistungsschwachen Streupfade in der Vegetationsumgebung gegenüber den starken Interaktionen mit den Lärmschutzwänden im anderen Szenario liegen die Werte des langsamen Schwundes in Bild 6.6 niedriger als die Werte im Lärmschutzwandszenario. Die vertikale Polarisation und die 45°-Polarisation verlaufen, wie bereits bei der Lärm-

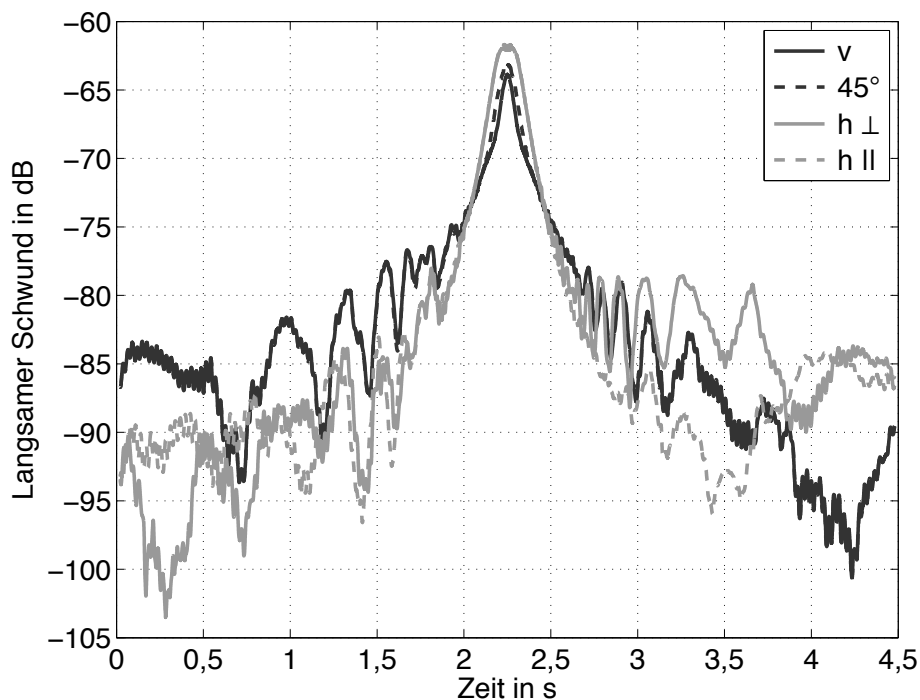


Bild 6.6: Langsamer Schwund für verschiedene Polarisierungen im Vegetationsszenario

schutzwandumgebung, beinahe deckungsgleich. Während diese beiden Polarisierungen im ersten Teil der Simulation (Fahrt auf die BS2 zu) wesentlich höhere Werte aufweisen, liegen sie im zweiten Abschnitt (Fahrt von der BS2 weg) unter der $h \perp$ Polarisation, teilweise sogar unter der $h \parallel$ Polarisation. Dieses Verhalten lässt sich ebenso für die Lärmschutzwandumgebung erkennen, jedoch wesentlich weniger ausgeprägt. Die Ursache ist erneut die unsymmetrische Positionierung der Oberleitungsmasten zu den Basisstationen. Die Medianwerte P_m des langsamen Schwundes aller Polarisierungen sind in Tabelle 6.3 aufgeführt. Die $h \parallel$ Polarisation schneidet im Vergleich am schlechtesten ab und liegt um 48,7% (2,9 dB) unter dem Medianwert der vertikalen Polarisation. Gegenüber dem Lärmschutzwandszenario haben sich alle Medianwerte verringert. Bei der vertikalen Polarisation handelt es sich um eine Verschlechterung von 56,3% (3,6 dB) von Lärmschutzwand- zu Vegetationsszenario.

Die Bewertung des schnellen Schwundes findet auf Grund der in Bild 6.7 dargestellten statistischen Größen statt. Die kumulativen Verteilungsfunktionen in Bild 6.7(a) unterscheiden sich stark von den Kurven des Lärmschutzwandszenarios in Bild 6.4(a). Während dort die Kurven für vertikale und 45°-Polarisation sowie die für $h \perp$ und $h \parallel$ Polarisation den gleichen Verlauf zeigen, verläuft im Fall des Vegetationsszenarios die Kurve der $h \perp$ Polarisation flacher und die $h \parallel$ Polarisation steiler als die anderen CDFs. Die Kurven der vertikalen, der 45°- und der $h \parallel$ Polarisation liefern sehr ähnliche Werte der 10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeit. Insgesamt steigen die Vegetationskurven steiler an als für das Lärmschutzwandszenario. Das bedeutet, dass weniger tiefe Einbrüche des schnellen Schwundes auftreten. Das stärkere Schwanken des schnellen Schwundes in der Lärmschutzwandumgebung resultiert vor allem aus den Interferenzen, welche durch starke, an der Lärmschutzwand reflektierte Pfade

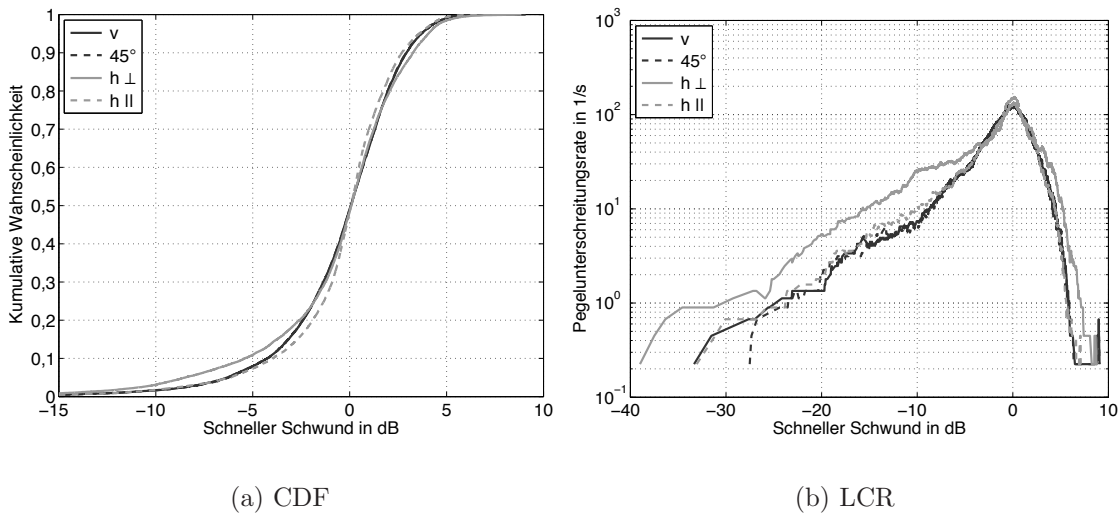


Bild 6.7: Kumulative Verteilungsfunktionen CDF und Pegelunterschreitungsrate LCR des schnellen Schwundes für verschiedene Polarisierungen im Vegetationsszenario

verursacht werden. Die Reflexionen in der Vegetationsumgebung treten lediglich an den Oberleitungsmasten auf. Daher sind die Einbrüche des schnellen Schwundes weniger tief. Dieses Verhalten lässt sich auch an den LCR-Kurven in Bild 6.7(b) erkennen, welche verglichen mit Bild 6.4(b) eine wesentlich geringere Aufweitung der Kurven zeigen. Das Verhalten des schnellen Schwundes im Vegetationsszenario zeigt sich somit vorteilhaft gegenüber dem der Lärmschutzwandumgebung. Innerhalb der Vegetationsumgebung sticht keine der Polarisierungen durch deutlich bessere Charakteristika im schnellen Schwund hervor. Die $h \perp$ Polarisierung muss jedoch nachteilig gegenüber den übrigen Polarisierungen bewertet werden, da sie die flachste CDF-Kurve und die am stärksten aufgeweitete LCR-Kurve besitzt. Die Zusammenstellung der 10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeiten $F_s^{10\%}$ in Tabelle 6.3 stützt diese Beobachtungen.

Die Doppler-Verbreiterung des Kanals ist in Bild 6.8(a) als Maß für die Zeitselektivität abgebildet. Im Gegensatz zu den Kurven der Doppler-Verbreiterung für die Lärmschutzwandumgebung sind in Bild 6.8(a) stärkere Unterschiede für die einzelnen Polarisierungen zu beobachten. Erneut verlaufen die vertikale und die 45° -Polarisation gleich, wohingegen sie sich sowohl von der Kurve der $h \perp$ Polarisierung als auch der $h \parallel$ Polarisierung abheben. Im ersten Abschnitt verlaufen die Kurven der vertikalen und der 45° -Polarisation unter den anderen beiden Kurven. Nach dem Minimum der Doppler-Verbreiterung kehrt sich dieses Verhalten um. Im Vergleich zum Lärmschutzwandszenario fällt auf, dass die Unsymmetrie zum Minimum der Doppler-Verbreiterung für die Vegetationsumgebung zunimmt. Dies gilt insbesondere für die vertikale und die 45° -Polarisation, welche im Bereich vor dem Minimum deutlich niedrigere Werte besitzen als im weiteren Verlauf.

Im Fall der Impulsverbreiterung tritt diese Besonderheit nicht auf. Trotz der unterschiedlichen Werte für die verschiedenen Polarisierungen, bleibt der Verlauf ähnlich

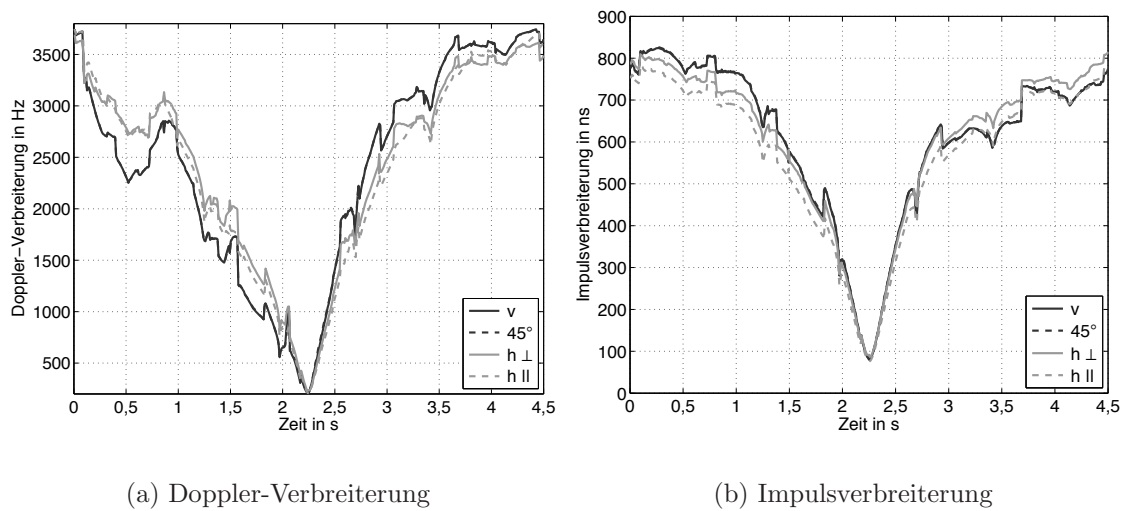


Bild 6.8: Doppler-Verbreiterung und Impulsverbreiterung für verschiedene Polarisationen im Vegetationsszenario

dem der Lärmschutzwandumgebung grob symmetrisch. Allerdings besitzt nicht mehr die $h \perp$ Polarisation die höchsten Werte über der gesamten Simulationszeit, sondern es findet wie bei der Doppler-Verbreiterung nach dem Durchlaufen des Minimums eine Umkehr der Situation statt. Im ersten Bereich werden die höchsten Werte von der vertikalen und 45° -Polarisation erreicht, nach dem Minimum sind deren Impulsverbreiterungen erst vergleichbar mit jenen der $h \perp$ Polarisation, dann geringer. Tabelle 6.3 gibt zum quantitativen Vergleich die mittleren Werte der Doppler-Verbreiterung $\bar{\sigma}_{f_D}$ und der Impulsverbreiterung $\bar{\sigma}_\tau$ an.

6.1.4 Zusammenfassung der Ergebnisse

Unter Einbeziehung aller charakteristischen Größen stellt sich für das Vegetationsszenario die vertikale Polarisation oder 45° -Polarisation als gute Wahl heraus. Bei hohen Medianwerten des langsamen Schwundes ergibt sich eine mit der $h \parallel$ Polarisation vergleichbare mittlere Doppler-Verbreiterung. Einzig die mittlere Impulsverbrei-

Tabelle 6.3: Über der Simulationszeit gemittelte Werte für verschiedene Polarisationen im Vegetationsszenario

	P_m in dB	$F_s^{10\%}$ in dB	$\bar{\sigma}_{f_D}$ in Hz	$\bar{\sigma}_\tau$ in ns
v	-84,5	-4,3	2405,5	610,1
45°	-84,5	-4,2	2407,6	611,8
$h \perp$	-84,7	-5,4	2450,6	608,1
$h \parallel$	-87,4	-4,0	2397,9	575,3

terung der $h \parallel$ Polarisation ist merklich niedriger als die der übrigen Polarisationen, was durch den Nachteil beim langsamen Schwund relativiert wird. Bei der 10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeit sticht die $h \perp$ Polarisation durch einen besonders niedrigen Wert negativ hervor.

Im Fall des Lärmschutzwandszenarios zeigt sich für den langsamen Schwund ein ähnliches Bild wie im Fall der Vegetationsumgebung. Die vertikale Polarisation besitzt den höchsten Medianwert des langsamen Schwundes. Außerdem hebt sie sich durch die niedrigsten Werte bei Doppler-Verbreiterung und Impulsverbreiterung hervor. Einzig für den schnellen Schwund, quantifiziert durch die 10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeit, zeigen die beiden horizontalen Polarisationen für das Lärmschutzwandszenario besseres Verhalten.

Zusätzlich zu den hier vorgestellten Untersuchungen mit isotropen Antennen sind in [KW08, KR⁺08] Untersuchungen zu den verschiedenen Polarisationen mit $\lambda/2$ -Dipolen stellvertretend für realistische Antennen durchgeführt. Die Ergebnisse decken sich weitestgehend mit den hier vorgestellten Resultaten. Bei den Untersuchungen in [KW08] übt allerdings die Antennenrichtcharakteristik zusätzlich zu den Polarisationsseffekten einen Einfluss auf die Ergebnisse aus. Dies hat zur Folge, dass die $h \parallel$ Polarisation äußerst schlecht abschneidet, weil über weite Bereiche der Simulation die meisten eintreffenden Pfade in die Nullstelle der Richtcharakteristik fallen und daher stark gedämpft werden. Zusammenfassend kann gesagt werden, dass für isotrope Antennen und $\lambda/2$ -Dipole die vertikale Polarisation am besten abschneidet, gefolgt von der $h \perp$ Polarisation, welche speziell einen erstrebenswerten Verlauf der CDF aufweist.

Bei der Gesamtbetrachtung unter Berücksichtigung aller Ergebnisse in beiden typischen Umgebungen entlang von Hochgeschwindigkeitsstrecken wird festgestellt, dass die vertikale Polarisation am geeignetsten für ein Zugkommunikationssystem ist. In den Untersuchungen in Abschnitt 6.2 zur Frequenz und in Abschnitt 6.3 zu Richtcharakteristiken von Antennen bleiben die alternativen Polarisationen daher unberücksichtigt.

6.2 Einfluss der Frequenz

Aus dem vorherigen Abschnitt folgt, dass die vertikale Polarisation am geeignetsten für ein Zugkommunikationssystem ist. Unter Verwendung der vertikalen Polarisation auf der 2000 m-MISO-Strecke wird im Weiteren der Einfluss der Frequenz untersucht. Das Szenario bleibt unverändert und es werden erneut isotrope Antennen an den Basisstationen und der Mobilstation eingesetzt.

Die Auswahl der Simulationsfrequenzen erfolgt erstens in Anlehnung an die für WLAN genutzten Frequenzen, die je nach Standard und Land von 2,4 GHz bis zu 5,9 GHz reichen. Repräsentativ wird 5,2 GHz verwendet. Die zweite Frequenz wird mit 24,125 GHz im frei verfügbaren ISM-Band gewählt. Auf die diversen Einschränkungen, wie z.B. der Sendeleistung oder der Art der Verwendung, die für die Frequenzbereiche in Deutschland gelten, wird in dieser Arbeit keine Rücksicht genommen, da es sich um prinzipielle Untersuchungen handelt. Die Ergebnisse bei der Frequenz 5,2 GHz werden mit Berechnungen bei 24,125 GHz verglichen.

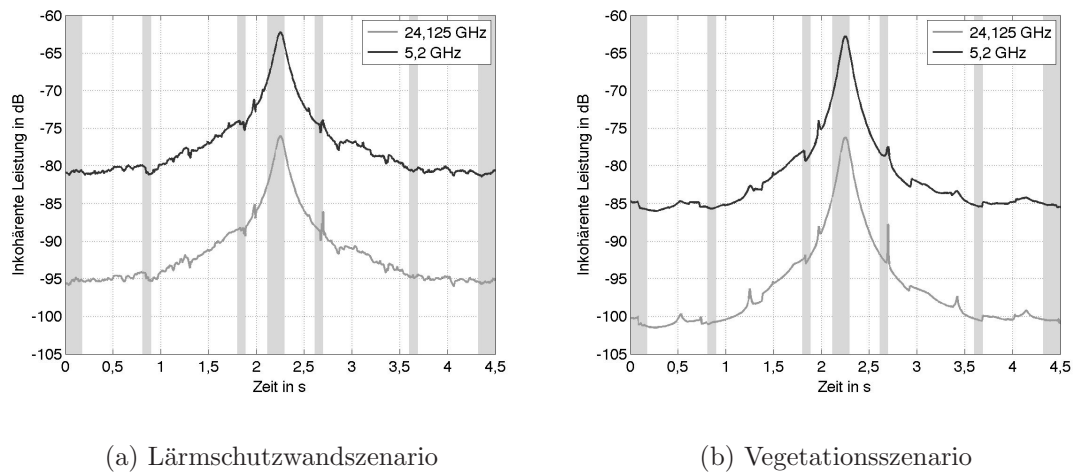


Bild 6.9: Inkohärente Empfangsleistung bei verschiedenen Frequenzen

Zur korrekten Simulation des zeitvarianten Verhaltens des Übertragungsfaktors ist für eine Sendefrequenz von 24,125 GHz ein maximales Abtastintervall von $55,9 \mu\text{s}$ erforderlich (siehe Abschnitt 4.3.4). Dieses entspricht bei einer Zuggeschwindigkeit von 400 km/h einem Snapshotabstand von $6,2 \bar{1} \text{ mm}$, welcher für die Simulation über der gesamten Strecke mehr als 80.000 Snapshots erfordern würde. Da für diese Frequenz darüber hinaus eine Systemsimulation durchgeführt wird, scheidet ein hoher Interpolationsfaktor, wie er in Abschnitt 4.3.4 zur Reduktion des Simulationsaufwandes vorgeschlagen wird, aus. Statt der gesamten Strecke werden daher zehn repräsentative Bereiche zu je 10 m (drei Mal ein Doppel-Abschnitt, zur exakten Definition der Bereiche siehe Abschnitt 6.3.3, Tabelle 6.7) mit hoher Auflösung von 6 mm simuliert und die übrigen Bereiche mit 1 m Snapshotabstand. Dies hat allerdings zur Folge, dass für 24,125 GHz nur für die Abschnitte mit hoher Abtastrate (in den Graphiken grau hinterlegt) der langsame und schnelle Schwund bestimmt werden kann. Aus diesem Grund sind die Kurven des langsamen Schwundes ersetzt durch die inkohärente Leistung nach [Kür93]. Die inkohärente Leistung basiert nicht auf einer Mittelung über mehrere benachbarte Snapshots, sondern kann für jeden Snapshot separat durch die Summation der Leistungsbeträge der einzelnen Ausbreitungspfade bestimmt werden. Die Parameter Doppler-Verbreiterung und Impulsverbreiterung können genauso unabhängig von den vorherigen und folgenden Snapshots berechnet werden. Im Gegensatz dazu, werden zur Charakterisierung des schnellen Schwundes dessen Eigenschaften in den Abschnitten hoher Auflösung repräsentativ für die gesamte Strecke verwendet.

In Bild 6.9 ist die inkohärente Leistung für die beiden betrachteten Frequenzen dargestellt. Bis auf wenige Abweichungen verlaufen die Kurven in einem konstanten Abstand. Im Fall der Lärmschutzwand entspricht die Differenz zwischen den Kurven der Differenz der Medianwerte $\Delta P_m = 12,4 \text{ dB}$, die in Tabelle 6.4 angegeben sind. Für das Vegetationsszenario liegt die Verschiebung bei 14,6 dB. Die höhere Frequenz unterliegt einem größeren Pfadverlust, weshalb die Kurven bei 24,125 GHz unter denen

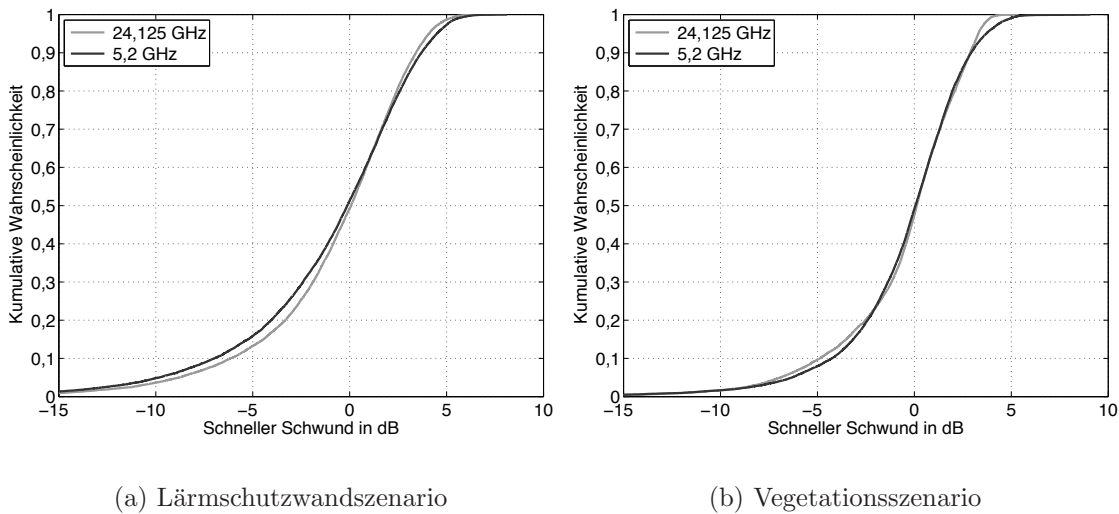


Bild 6.10: Kumulative Verteilungsfunktionen bei verschiedenen Frequenzen

bei 5,2 GHz verlaufen. In Abschnitt 6.2.1 wird zur Herleitung dieses Verhaltens die Empfangsleistung im Fall von Freiraumausbreitung untersucht.

Die Kurven gleicher Frequenz zeigen in den verschiedenen Szenarien einen unterschiedlichen Kurvenverlauf. Bei der Vorbeifahrt an der mittleren Basisstation entsprechen die Werte der Kurvenmaxima im Vegetationsszenario denen des Lärmschutzwandszenarios. In beiden Szenarien bestimmen vor allem die LOS-Pfade die Empfangsleistung. Zu Beginn und gegen Ende der Simulationszeit hingegen liegt die inkohärente Leistung im Vegetationsszenario deutlich unter der im Lärmschutzwandszenario. In diesen Bereichen tragen die Mehrwegepfade deutlich zur Empfangsleistung bei. Durch starke Pfade aus Interaktionen mit den Lärmschutzwänden resultiert in dieser Umgebung eine höhere Leistung. Die Differenz der Medianwerte der 5,2 GHz-Kurven beträgt 3,6 dB. Die Medianwerte der 24,125 GHz-Kurven weichen sogar um 5,8 dB voneinander ab.

Die Charakterisierung des schnellen Schwundes erfolgt mittels der kumulativen Verteilungsfunktion CDF in Bild 6.10 und der Pegelunterschreitungsrate LCR in Bild 6.11. Für die CDF kann bei den unterschiedlichen Frequenzen kein großer Unterschied festgestellt werden. Für das Lärmschutzwandszenario verlaufen beide Kurven relativ flach. Im Fall der höheren Frequenz ist eine Verschiebung der 10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeit $F_s^{10\%}$ von -7,0 dB auf -6,2 dB zu beobachten. Bei der Vegetationsumgebung zeigt sich umgekehrtes Verhalten. Die 24,125 GHz-Kurve liegt mit -4,9 dB unter der 5,2 GHz-Kurve mit -4,3 dB. Daraus folgt, dass das Verhalten der CDF bzw. des schnellen Schwundes stärker vom Szenario abhängt als von der Frequenz.

Die Kurven der Pegelunterschreitungsrate zeigen schließlich doch einen Unterschied des schnellen Schwundes. Die LCR-Kurven der höheren Frequenz sind gegenüber den 5,2 GHz-Kurven nach oben verschoben. Daraus folgt, dass es mehr Durchkreuzungen der LCR-Schwellwerte bei höherer Frequenz gibt. Das heißt, die Schwankungen des schnellen Schwundes erfolgen mit einer höheren Frequenz oder es gibt mehr Maxi-

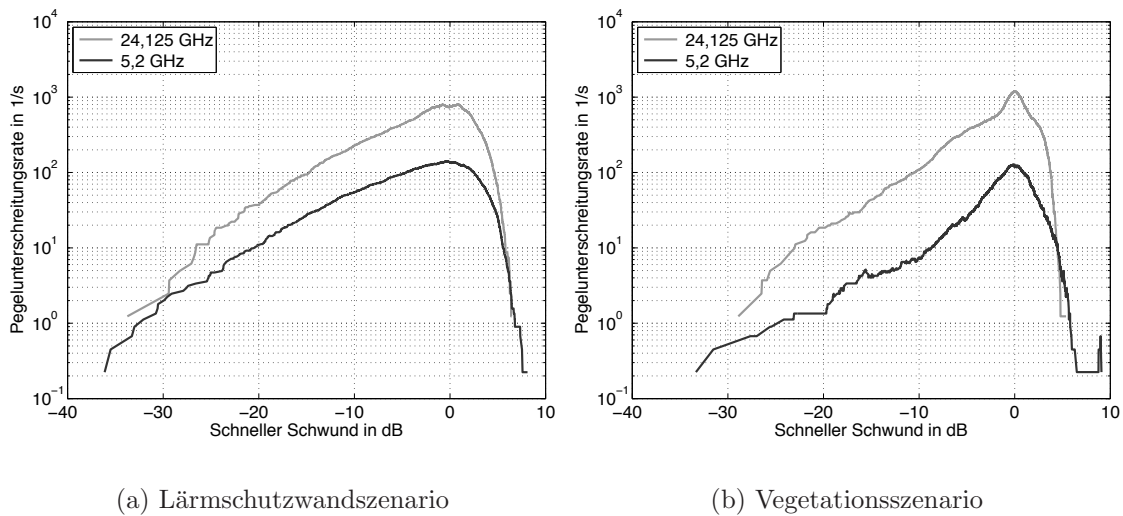


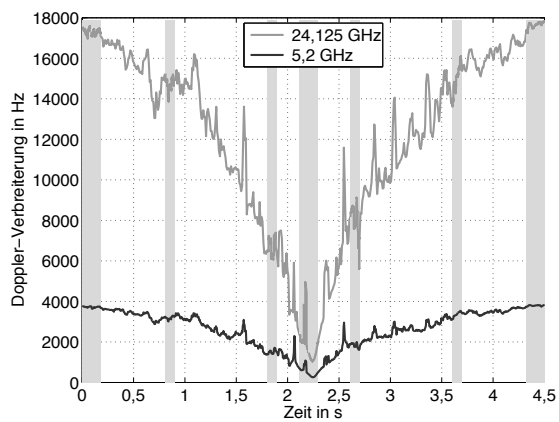
Bild 6.11: Pegelunterschreitungsrates bei verschiedenen Frequenzen

ma und Minima während der gleichen Zeitdauer. Der Grund hierfür ist die geringere Wellenlänge. Wenn sich Mehrwegpfade überlagern, entsteht ein räumliches Interferenzmuster. Dieses ändert sich bei einer höheren Frequenz schneller, da sich die Phase der Mehrwegpfade schneller ändert. Aus der schmaleren LCR-Kurve im Vegetationsszenario bei beiden Frequenzen folgt, dass die Schwankungen weniger extrem ausfallen. Die Höhe der Maxima ist geringer und vor allem die Tiefe der Minima, was in weniger starken Fadingeinbrüchen in der Vegetationsumgebung resultiert. In Bezug auf den schnellen Schwund ist die Frequenz 5,2 GHz besser geeignet.

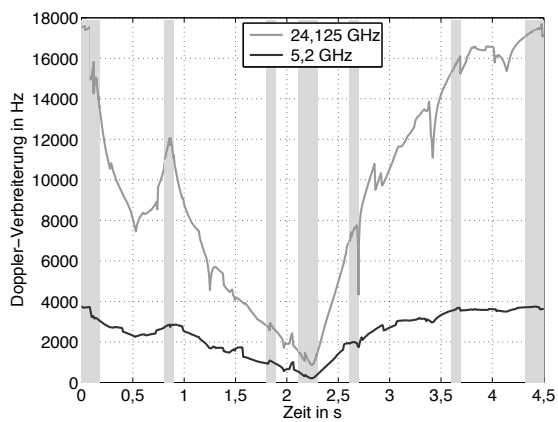
Die maximale Doppler-Verschiebung im Szenario ist beschrieben durch Gleichung 4.8 und proportional zur Frequenz. Daraus ergibt sich die theoretische maximale Doppler-Verbreiterung $\sigma_{f_D, \max}$:

$$\sigma_{f_D, \max} = 2 |f_{D, \max}| = 2 \left| \frac{vf}{c} \right| \quad (6.1)$$

Für 5,2 GHz leitet sich daraus eine maximale Doppler-Verbreiterung von 3852 Hz ab. Die maximale Doppler-Verbreiterung für 24,125 GHz beträgt 17.870 Hz. Dieser große Unterschied ist in den Bildern 6.12(a) und 6.12(b) deutlich erkennbar. Beide Kurven starten etwa auf dem Wert der maximalen Doppler-Verbreiterung und nehmen bei Annäherung an die mittlere Basisstation ab. Danach nehmen sie erneut zu. Das Verhalten der Doppler-Verbreiterung kann für Bild 6.12(a) als annähernd symmetrisch beschrieben werden. In Bild 6.12(b) hingegen erfolgt der Anstieg nach dem Passieren der mittleren BS sehr steil, wohingegen im Bereich der Fahrt auf die BS zu abgesehen von einem lokalen Maximum die Kurve wesentlich flacher verläuft. Dieses Verhalten zeigt sich in gleicher Weise für beide Frequenzen, für 5,2 GHz in abgeschwächter Form. Insgesamt ist die Doppler-Verbreiterung durch ihre lineare Frequenzabhängigkeit gekennzeichnet, die sich zu Beginn und gegen Ende der Simulation durch einen großen Unterschied der Werte zeigt. Die Werte der mittleren Doppler-Verbreiterung können Tabelle 6.4 entnommen werden.

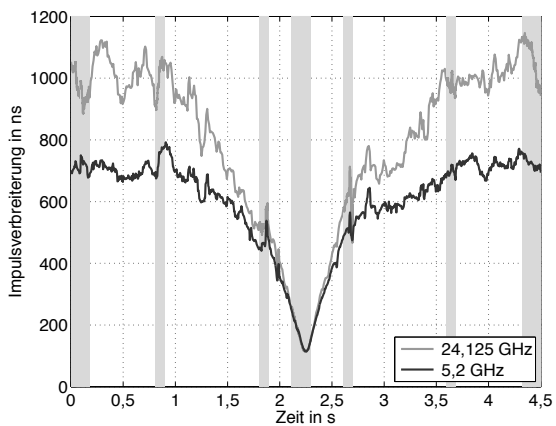


(a) Lärmschutzwandszenario

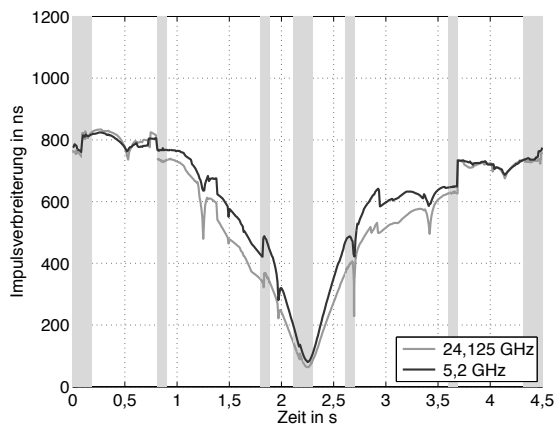


(b) Vegetationsszenario

Bild 6.12: Doppler-Verbreiterung bei verschiedenen Frequenzen



(a) Lärmschutzwandszenario



(b) Vegetationsszenario

Bild 6.13: Impulsverbreiterung bei verschiedenen Frequenzen

Tabelle 6.4: Über der Simulationszeit gemittelte Werte für verschiedene Frequenzen in den Szenarien Lärmschutzwand (LSW) und Vegetation (Veget), isotrope Antennen

	P_m in dB	$F_s^{10\%}$ in dB	$\bar{\sigma}_{f_D}$ in Hz	$\bar{\sigma}_\tau$ in ns
LSW, 5,2 GHz	-80,9	-7,0	2670,3	597,3
LSW, 24,125 GHz	-93,3	-6,2	12.192,5	795,4
Veget, 5,2 GHz	-84,5	-4,3	2405,5	610,1
Veget, 24,125 GHz	-99,1	-4,9	9638,7	568,2

Während in Bild 6.13 für 5,2 GHz die Werte der Impulsverbreiterung in beiden Szenarien etwa gleich groß sind, so verringert sich die Impulsverbreiterung der Frequenz 24,125 GHz für Vegetation stark. Sie fällt sogar unter die Werte der 5,2 GHz-Kurve. Dem gegenüber stehen wesentlich höhere Impulsverbreiterungen bei 24,125 GHz im Lärmschutzwandszenario. Beim Vergleich in Tabelle 6.4 zeigt sich dieses Verhalten in den mittleren Impulsverbreiterungen. Während die mittlere Impulsverbreiterung $\bar{\sigma}_\tau$ bei 24,125 GHz im Lärmschutzwandszenario maximal wird, ist sie im Vegetationsszenario wesentlich kleiner als die Mittelwerte der Impulsverbreiterung bei 5,2 GHz.

Bei der abschließenden Betrachtung der über die Simulationsdauer gemittelten Werte für verschiedene Frequenzen zeigt sich erwartungsgemäß, dass insbesondere die Empfangsleistung für die hohe Frequenz abnimmt und die Doppler-Verbreiterung wesentlich ansteigt. Zur Erläuterung des Verhaltens der Empfangsleistung wird im nächsten Abschnitt untersucht, wie sich die Empfangsleistung im Freiraumfall verhält.

6.2.1 Empfangsleistung bei Freiraumübertragung

Im vorherigen Abschnitt ist gezeigt, dass die inkohärente Empfangsleistung bei einer Simulationsfrequenz von $f_1 = 5,2$ GHz um einen konstanten Wert gegenüber der Empfangsleistung bei einer Simulationsfrequenz von $f_2 = 24,125$ GHz höher liegt. Zur Abschätzung des Verhaltens kann die Empfangsleistung unter Annahme von Freiraumübertragung in logarithmischer Form berechnet werden [GW98]:

$$P_{R_x}(f_1) = P_{T_x}(f_1) + G_{R_x}(f_1) + G_{T_x}(f_1) - 20 \log \left(\frac{4\pi r}{\lambda_1} \right) \quad (6.2)$$

$$P_{R_x}(f_2) = P_{T_x}(f_2) + G_{R_x}(f_2) + G_{T_x}(f_2) - 20 \log \left(\frac{4\pi r}{\lambda_2} \right) \quad (6.3)$$

$$(6.4)$$

Der Abstand r ist für beide Simulationen identisch, da sich die Frequenz - und somit die Materialparameter - aber nicht die geometrische Anordnung ändert. Weiter wird die gleiche Sendeleistung P_{T_x} für beide Frequenzen angenommen. Bei der Verwendung von isotropen Antennen analog zu den Simulationen ergibt sich der Gewinn für beide

Frequenzen sowie Sender Tx und Empfänger Rx zu $G = 0$ dBi. Das Verhältnis der Empfangsleistungen $P_{\text{Rx}}(f_1)$ zu $P_{\text{Rx}}(f_2)$ entspricht in logarithmischer Schreibweise der Differenz:

$$P_{\text{Rx}}(f_1) - P_{\text{Rx}}(f_2) = 20 \log \left(\frac{4\pi r}{\lambda_2} \right) - 20 \log \left(\frac{4\pi r}{\lambda_1} \right) \quad (6.5)$$

$$= 20 \log \left(\frac{4\pi r c f_2}{4\pi r c f_1} \right) = 20 \log \left(\frac{f_2}{f_1} \right) \quad (6.6)$$

$$= 13,3 \text{ dB} \quad (6.7)$$

Dieser Wert liegt zwischen den in den Simulationen beobachteten Abweichungen ΔP_m von 12,4 dB und 14,6 dB. Die Medianwerte der inkohärenten Leistung in Tabelle 6.4 unterschieden sich in den beiden Szenarien um 3,6 dB für 5,2 GHz bzw. 5,8 dB für 24,125 GHz. Daher können die Differenzen der Medianwerte bei den verschiedenen Frequenzen sehr gut durch die Änderung der Empfangsleistung bei Freiraumausbreitung erklärt werden.

6.3 Reduktion der Doppler-Verbreiterung durch direktionale Antennen

Nach Betrachtung des Einflusses der Frequenz werden im Weiteren für beide berücksichtigten Frequenzen Simulationen unter Verwendung verschiedener Antennencharakteristiken auf der 2000 m-MISO-Strecke durchgeführt. In Abschnitt 4.3.1 wird bereits für eine 800 m-SISO-Strecke der Vergleich zwischen einer isotropen Antenne und einer direktionalen Antenne an der Mobilstation vorgenommen. Dort ist gezeigt, dass die Doppler-Verbreiterung maßgeblich von der Richtcharakteristik abhängt. In den folgenden Abschnitten wird eine Erweiterung auf die 2000 m-MISO-Strecke mit drei Basisstationen im Gleichwellennetzbetrieb vorgenommen. Hiermit wird im Kommunikationssystem untersucht, ob der Einsatz direktonaler Antennen zu einer Reduktion der Doppler-Verbreiterung führt. Für einen kleinen Bereich um die mittlere Basisstation herum ist das Verhalten verschiedener Richtcharakteristiken in [KB⁺06b, KB⁺07a] beschrieben. In [KB⁺06c] ist gezeigt, dass die Halbwertsbreite der Antennenrichtcharakteristik einen geringen Einfluss auf die Reduktion der Doppler-Verbreiterung hat, solange sie den in Abschnitt 4.3.2 definierten Kriterien genügt. Als direktionale Richtcharakteristik wird die bereits in Abschnitt 4.3.2 eingeführte Antenne verwendet.

Im Folgenden werden in Abschnitt 6.3.1 Untersuchungen bei 5,2 GHz mit direktonalen Antennen an den Basisstationen, verglichen mit einer direktonalen Antenne an der Mobilstation, vorgenommen. Zusätzlich wird die Konstellation mit rein isotropen Antennen als Referenz herangezogen. Diesen Berechnungen schließt sich in Abschnitt 6.3.2 der Vergleich von isotropen Antennen und direktonaler Antenne an der Mobilstation für die Frequenz 24,125 GHz an. Für diesen Fall folgen in Abschnitt 6.3.3 die Ergebnisse von Systemsimulationen.

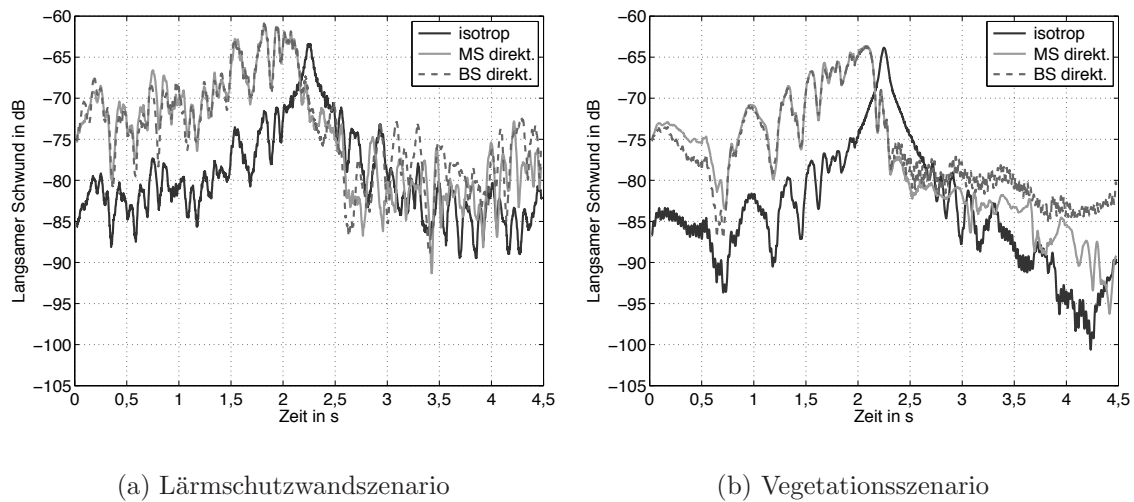


Bild 6.14: Langsamer Schwund mit isotropen Antennen verglichen mit einer direktionalen Antenne an der Mobilstation und direktionalen Antennen an den Basisstationen bei 5,2 GHz

6.3.1 Direktionale Antenne bei 5,2 GHz

Im Vergleich zu isotropen Antennen finden sich in den folgenden Graphiken zwei Kurven: mit direktonaler Antenne an der Mobilstation (MS direkt.) und mit direktonalen Antennen an den Basisstationen (BS direkt.). Bei den nicht explizit genannten Antennen handelt es sich um isotrope Antennen. Die direktonale Antenne ist in Abschnitt 4.3.1 beschrieben und ihre Richtcharakteristik in Bild 4.18 dargestellt. Alle Antennen sind vertikal polarisiert.

Den Graphiken des langsamen Schwundes in Bild 6.14 kann im Vergleich der Kurve der isotropen Antenne mit denen der direktonalen Antennen der Gewinn ($G = 11,3 \text{ dBi}$) entnommen werden. Solange die Mobilstation sich auf die mittlere Basisstation (BS2) zu bewegt, verlaufen die beiden direktonalen Kurven um den Antennengewinn höher als die Kurve, welche zu den isotropen Antennen gehört. Zwischen der Verwendung der direktonalen Antennen an den Basisstationen oder an der Mobilstation wird beim langsamen Schwund während der Hinfahrt auf BS2 kein Unterschied deutlich. Im Moment der Vorbeifahrt tritt für isotrope Antennen ein Maximum auf. Da die direktonalen Antennen Nullstellen bzw. Minima in diesem Bereich aufweisen, fällt der langsame Schwund unter die isotrope Kurve. Im Fall des Lärmschutzwandszenarios ergibt sich für die Wegfahrt von BS2 ein vergleichbares Verhalten aller Kurven (siehe Bild 6.14(a)). Bei der Vegetationsumgebung treten während der Wegfahrt von BS2 die höchsten Werte des langsamen Schwundes für die direktonalen Antennen an den Basisstationen auf, gefolgt von der direktonalen Antenne an der Mobilstation (siehe Bild 6.14(b)). Die niedrigsten Werte entstehen bei Verwendung rein isotroper Antennen. In Tabelle 6.5 sind die Ergebnisse durch die Medianwerte P_m zusammengefasst. Die Medianwerte des langsamen Schwundes P_m der direktonalen Antennen liegen in beiden Szenarien nahe beisammen und über denen für isotrope Antennen.

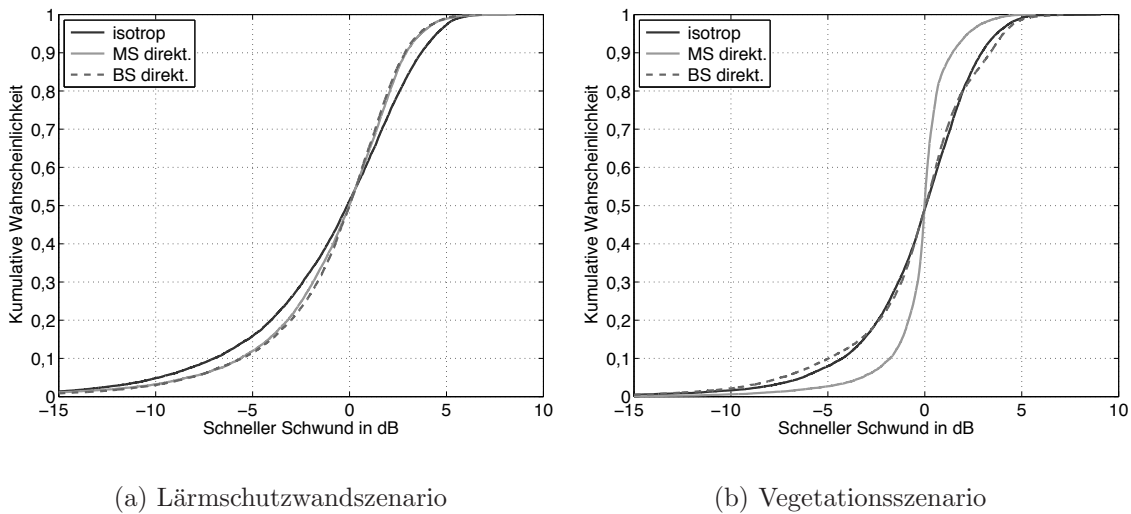


Bild 6.15: Kumulative Verteilungsfunktionen CDF mit isotropen Antennen verglichen mit einer direktionalen Antenne an der Mobilstation und direktionalen Antennen an den Basisstationen bei 5,2 GHz

Anders verhält sich der schnelle Schwund in Form der kumulativen Verteilungsfunktionen CDF in Bild 6.15. Während die CDF-Kurven der Antennen im Lärmschutzwandszenario sich kaum im Verlauf unterscheiden (einzig die Kurve der isotropen Antennen liegt etwas flacher), zeigt das Vegetationsszenario einen sehr steilen Anstieg für die direktionale Antenne an der Mobilstation bei sonst wesentlich flacheren Kurven. Im Vergleich der Szenarien besitzt das Vegetationsszenario insgesamt die steileren Kurven. Die höchste 10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeit $F_s^{10\%}$ liefert die direktionale Antenne an der Mobilstation im Vegetationsszenario (siehe Tabelle 6.5). Beim Vergleich der Pegelunterschreitungsraten in Bild 6.16 zeigen sich für das Vegetationsszenario lediglich geringe Unterschiede. Für das Lärmschutzwandszenario werden etwas nach unten verschobene und schmalere Kurven beim Einsatz der direktionalen Antennen beobachtet, was eine geringere Schwankungsfrequenz und geringere Ausreißer des schnellen Schwundes bedeutet.

Dass die direktionalen Antennen deutliche Veränderungen verursachen, lässt sich bei der Doppler-Verbreiterung in Bild 6.17 feststellen. Isotrope Antennen resultieren in dem bereits vorgestellten Verhalten für beide Szenarien: die Doppler-Verbreiterung sinkt bis zum Passieren von BS2 ab, danach steigt sie an. Für die direktionale Antenne an der Mobilstation ergibt sich während der Hinfahrt zu BS2 ein konstant niedriger Wert, der im Moment der Vorbeifahrt an BS2 in ein Maximum übergeht und danach rasch wieder unter die Doppler-Verbreiterungen der isotropen Antennen fällt. Das Verhalten mit direktionalen Antennen an den Basisstationen liegt im ersten Bereich für beide Szenarien zwischen den beiden übrigen Kurven. Nach der Vorbeifahrt an BS2 fällt die Doppler-Verbreiterung sehr langsam wieder ab bei relativ hohen Doppler-Verbreiterungen um 3000 Hz. In Bezug auf die Doppler-Verbreiterung zeigt daher die direktionale Antenne an der Mobilstation wesentlich bessere Leistungs-

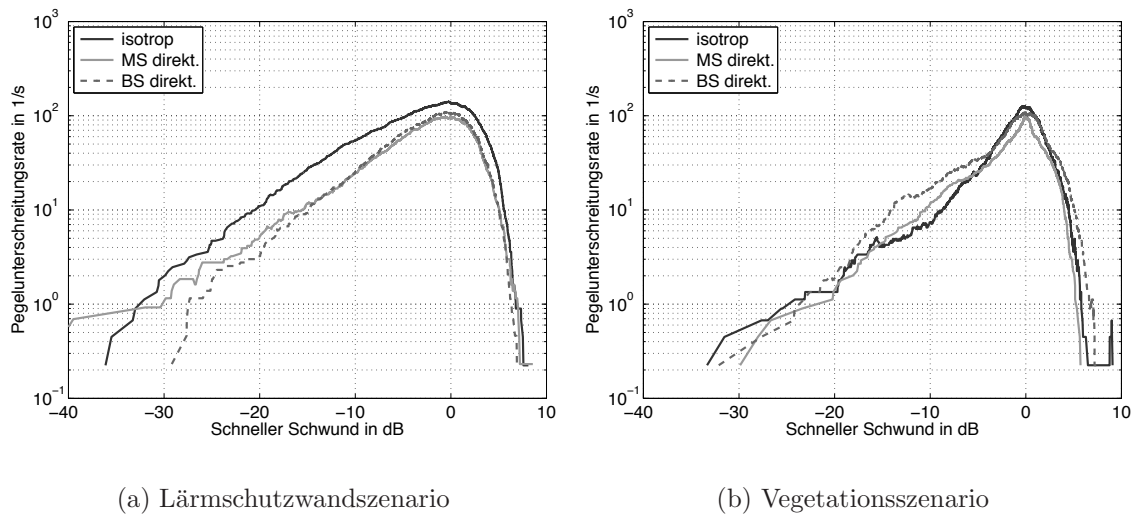


Bild 6.16: Pegelunterschreitungsrate LCR mit isotropen Antennen verglichen mit einer direktionalen Antenne an der Mobilstation und direktionalen Antennen an den Basisstationen bei 5,2 GHz

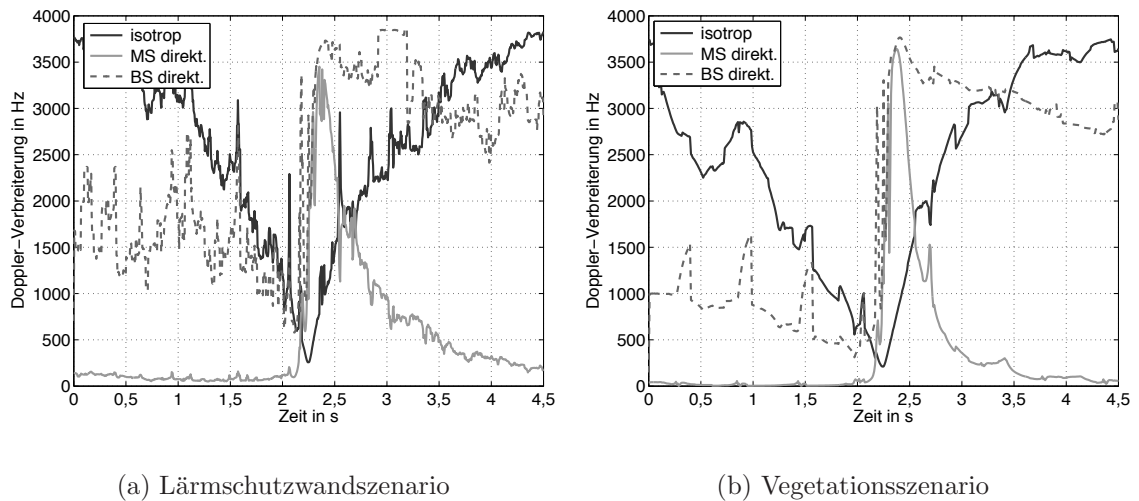


Bild 6.17: Doppler-Verbreiterung mit isotropen Antennen verglichen mit einer direktionalen Antenne an der Mobilstation und direktionalen Antennen an den Basisstationen bei 5,2 GHz

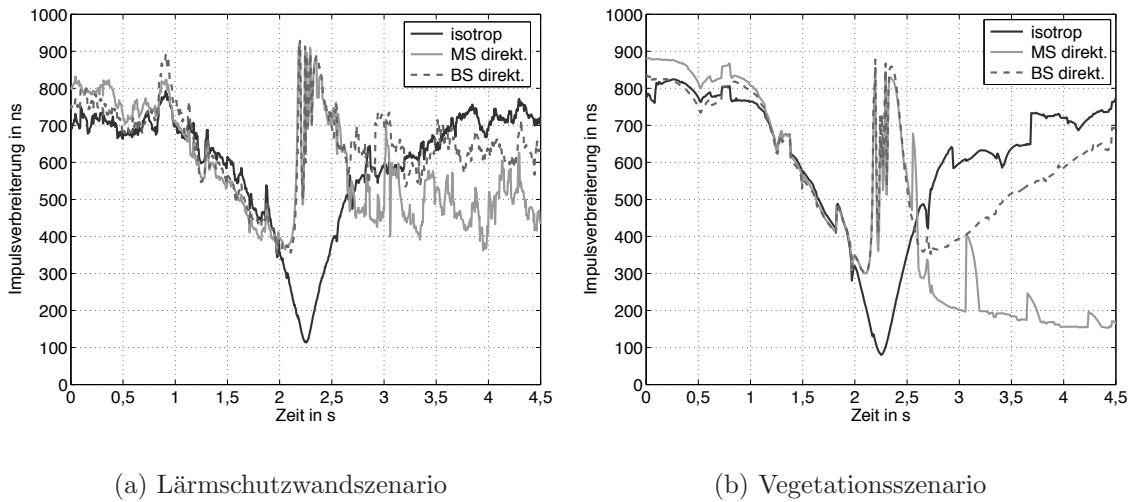


Bild 6.18: Impulsverbreiterung mit isotropen Antennen verglichen mit einer Richtantenne an der Mobilstation und Richtantennen an den Basisstationen bei 5,2 GHz

merkmale als die Richtantennen an der Basisstation. Hierdurch wird deutlich, dass in der Umgebung starke Mehrwegepfade existieren, welche den Funkkanal beeinflussen. Im Fall einer Richtantenne an der Mobilstation werden alle Pfade in Fahrtrichtung verstärkt und andere Pfade entsprechend ihres Einfallswinkels bzw. der Dopplerverschiebung gedämpft. Die Dopplerverbreiterung wird hierdurch reduziert. Für die LOS-Pfade der Richtantennen an den Basisstationen mit gleichzeitiger isotroper Mobilstationsantenne gilt der gleiche Vorteil. LOS-Pfade, welche aus der Fahrtrichtung eintreffen, werden verstärkt, die entgegengesetzten gedämpft. Allerdings kommen in den betrachteten Szenarien zu den LOS-Pfaden noch Mehrwegepfade hinzu. Diese können während ihrer Übertragungszeit starke Richtungswechsel durchlaufen. Bei Richtantennen an den Basisstationen können daher auch Pfade die Hauptkeulen der Antennen verlassen, welche stark unterschiedliche Dopplerverschiebungen im Szenario erfahren (besonders nach dem Passieren der BS2). Die Richtantenne hingegen erfüllt die Vorgabe, dass immer nur Pfade mit ähnlicher Dopplerverschiebung in der Hauptkeule einfallen. Die mittleren Dopplerverbreiterungen $\bar{\sigma}_{f_D}$ der Richtantenne verbessern sich im Mittel um bis zu 86,1% gegenüber den isotropen Antennen (siehe Tabelle 6.5). Zur Impulsverbreiterung lässt sich feststellen, dass die Beeinflussung durch die Richtantennen geringer ausfällt, als bei der Dopplerverbreiterung. In den Bildern 6.18(a) und 6.18(b) ist erkennbar, dass im Bereich der Hinfahrt auf BS2 nur geringe Abweichungen zwischen den drei Kurven auftreten. Im Moment des Passierens von BS2 fällt die Impulsverbreiterung der isotropen Antennen auf einen minimalen Wert ab, wohingegen die beiden anderen Kurven ein Maximum zeigen. Im Bereich der Wegfahrt von BS2 klingen die hohen Impulsverbreiterungen der Richtantennen rasch auf Werte unter der Kurve der isotropen Antenne ab, welche erneut an-

Tabelle 6.5: Über der Simulationszeit gemittelte Werte für verschiedene Antennen und Szenarien bei 5,2 GHz

	P_m in dB	$F_s^{10\%}$ in dB	$\bar{\sigma}_{f_D}$ in Hz	$\bar{\sigma}_\tau$ in ns
LSW, isotrop	-80,9	-7,0	2670,3	597,3
LSW, BS direktional	-73,7	-5,5	2381,0	643,5
LSW, MS direktional	-73,8	-5,6	513,2	586,2
Veget, isotrop	-84,5	-4,3	2405,5	610,1
Veget, BS direktional	-78,0	-5,0	1990,3	591,9
Veget, MS direktional	-78,9	-1,8	334,3	476,4

steigt. Im Hinblick auf Kommunikationssysteme zeigt die Impulsverbreiterung keinen eindeutigen Vorzug. Während des Passierens von BS2 verschlechtern sich die Kurven der direktionalen Antennen verglichen mit isotropen Antennen. In den übrigen Bereichen fallen die Impulsverbreiterungen der direktionalen Antennen teils sogar niedriger aus. Obwohl die mittlere Impulsverbreiterung $\bar{\sigma}_\tau$ in Tabelle 6.5 die hohen Werte der Maxima einschließt, schneidet die direktionale Antenne an der Mobilstation für beide Szenarien am besten ab.

Diese Untersuchungen machen deutlich, dass eine direktionale Antenne an der Mobilstation eine wesentliche Reduktion der Doppler-Verbreiterung bewirken kann. Eine starke Doppler-Reduktion konnte in [KB⁺07b] bereits für einen kurzen Abschnitt der Strecke von 200 m um die mittlere Basisstation gezeigt werden. Ebenso erscheinen die übrigen Kenngrößen sehr vorteilhaft, insbesondere die 10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeit des schnellen Schwundes. Deutlich nachteilig verhält sich die direktionale Mobilstationsantenne beim Passieren der mittleren Basisstation. Dadurch, dass die LOS-Verbindung in die Nebenkeulen und Nullstellen der Richtcharakteristik fällt, entstehen hohe Doppler-Verbreiterungen, Impulsverbreiterungen und die Werte des langsamen Schwundes liegen unter denen für isotrope Antennen. Im Bereich des Passierens von BS2 schneidet die isotrope Antenne bei allen betrachteten Kenngrößen am besten ab. Dieser Bereich macht allerdings nur ca. 10 % der Simulationsdauer bzw. der späteren Nutzungsdauer aus. Während der überwiegenden Zeit verhält sich die direktionale Mobilstationsantenne empfehlenswert, was in den über der Zeit gemittelten Werten aus Tabelle 6.5 zum Ausdruck kommt. Die direktionalen Antennen an den Basisstationen ermöglichen zwar hohe Werte des langsamen Schwundes durch den Antennengewinn, die wichtige Reduktion der Doppler-Verbreiterung wird hingegen nicht erreicht.

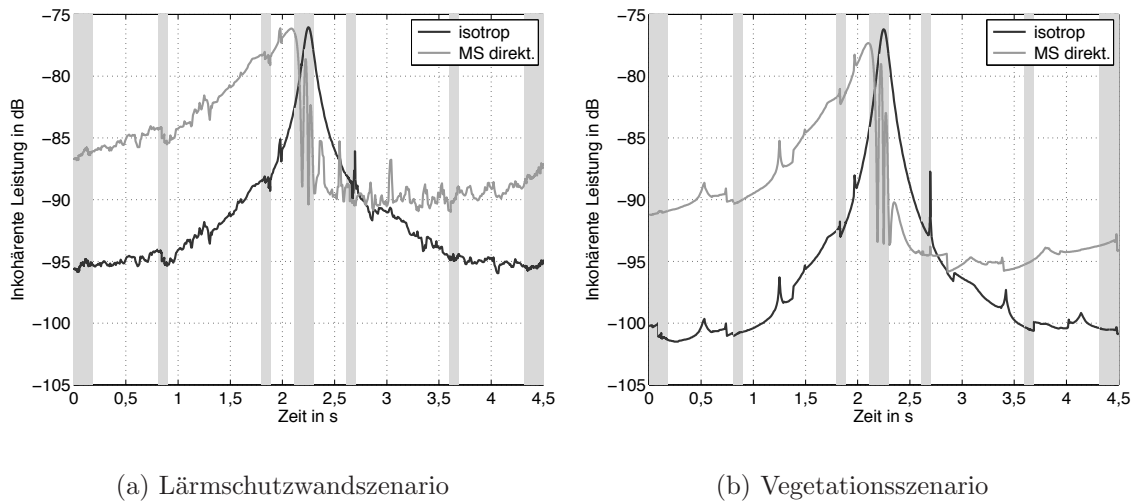


Bild 6.19: Inkohärente Leistung mit isotropen Antennen verglichen mit einer Richtantenne an der Mobilstation bei 24,125 GHz

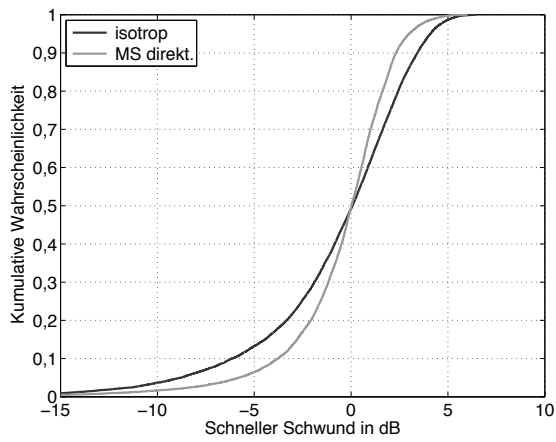
6.3.2 Richtantenne bei 24,125 GHz

Im Wesentlichen treten für 24,125 GHz die gleichen Effekte auf, wie bei den Simulationen mit 5,2 GHz. Die Besonderheiten werden an dieser Stelle durch Vergleiche mit den Simulationen bei 5,2 GHz herausgehoben. Aus den in Abschnitt 6.2 erläuterten Gründen wird in Bild 6.19 der langsame Schwund für die Frequenz 24,125 GHz erneut durch die Kurven der inkohärenten Leistung ersetzt. Gegenüber den Kurven des langsamen Schwundes in Bild 6.14 weisen die Kurven bei 24,125 GHz in Bild 6.19(a) weniger starke Schwankungen der Leistung auf. Der prinzipielle Verlauf besitzt das gleiche Verhalten wie bei der niedrigeren Frequenz. Die Medianwerte der inkohärenten Leistung sind in Tabelle 6.6 geben.

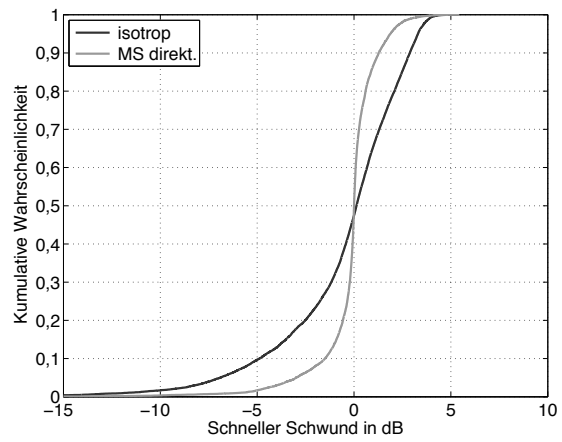
Der schnelle Schwund wird wie in Abschnitt 6.2 aus den in den Graphiken grau hinterlegten Bereichen gewonnen. Diese Bereiche bestehen aus zehn Abschnitten (drei Mal ein Doppel-Abschnitt, zur exakten Definition der Bereiche siehe Abschnitt 6.3.3, Tabelle 6.7) zu je 10 m und werden mit einem Abstand von 6 mm abgetastet, so dass die Berechnung des schnellen Schwundes vorgenommen werden kann. Bei den Kurven der kumulativen Verteilungsfunktionen in Bild 6.20 verstärkt sich der positive Einfluss der Richtantenne an der Mobilstation. Die Differenz zwischen den 10%-Unterschreitungswahrscheinlichkeiten $\Delta F_s^{10\%}$ der isotropen Antennen und der Richtantenne an der Mobilstation nimmt für beide Szenarien gegenüber der Frequenz 5,2 GHz um etwa 1 dB zu.

Die Pegelunterschreitungsraten LCR (siehe Bild 6.21) im Lärmschutzwandszenario ähneln denen bei 5,2 GHz. Im Vegetationsszenario zeigt sich im Gegensatz zur niedrigeren Frequenz eine schmalere Kurve für die Richtantenne an der Mobilstation. Dies bezeichnet geringere Ausreißer des schnellen Schwundes.

Die Kurven der Doppler-Verbreiterung in Bild 6.22 weisen identisches Verhalten zu den Kurven bei 5,2 GHz auf. Der Maßstab ist jedoch durch die höhere Frequenz ent-

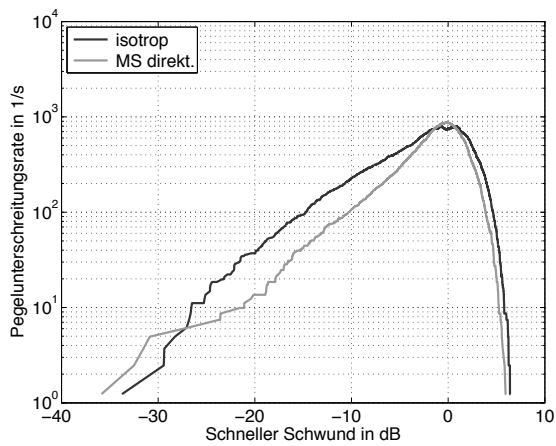


(a) Lärmschutzwandszenario

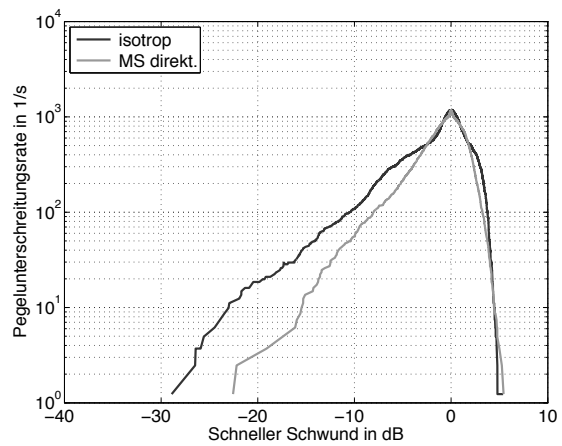


(b) Vegetationsszenario

Bild 6.20: Kumulative Verteilungsfunktionen CDF mit isotropen Antennen verglichen mit einer direktionalen Antenne an der Mobilstation bei 24,125 GHz

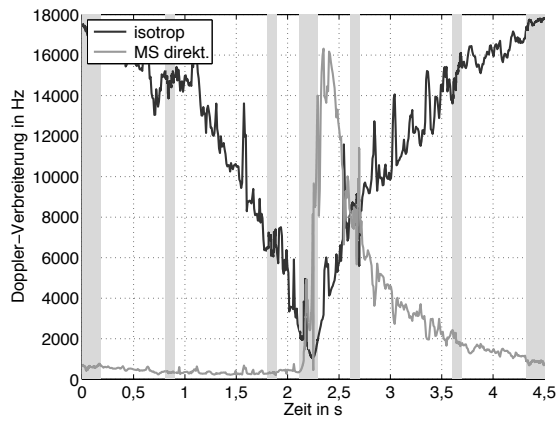


(a) Lärmschutzwandszenario

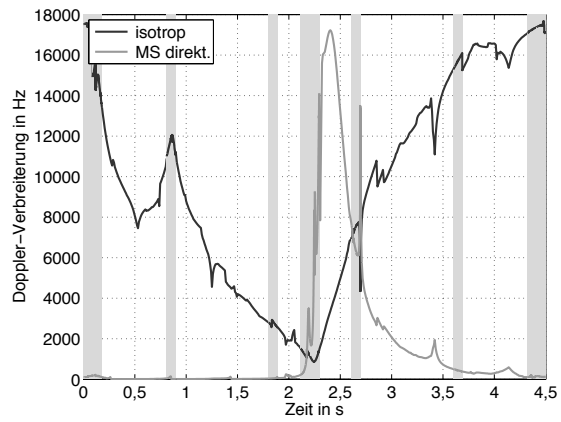


(b) Vegetationsszenario

Bild 6.21: Pegelunterschreitungsrate LCR mit isotropen Antennen verglichen mit einer direktionalen Antenne an der Mobilstation bei 24,125 GHz

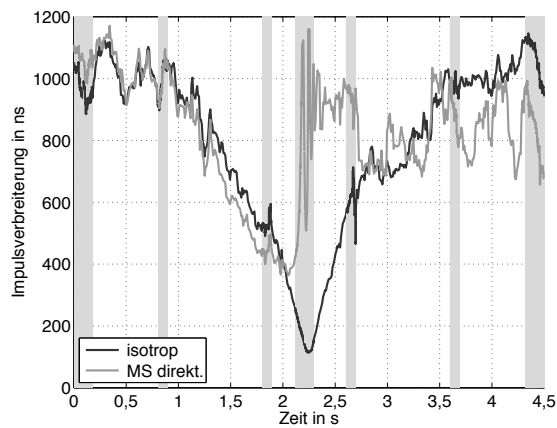


(a) Lärmschutzwandszenario

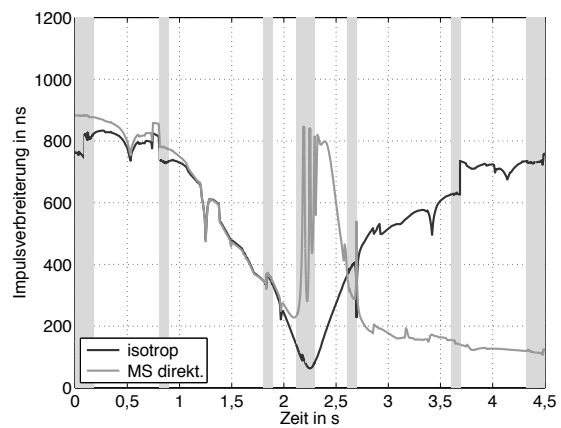


(b) Vegetationsszenario

Bild 6.22: Doppler-Verbreiterung mit isotropen Antennen verglichen mit einer direktionalen Antenne an der Mobilstation bei 24,125 GHz



(a) Lärmschutzwandszenario



(b) Vegetationsszenario

Bild 6.23: Impulsverbreiterung mit isotropen Antennen verglichen mit einer direktionalen Antenne an der Mobilstation bei 24,125 GHz

Tabelle 6.6: Über der Simulationszeit gemittelte Werte für verschiedene Antennen und Szenarien bei 24,125 GHz

	P_m in dB	$F_s^{10\%}$ in dB	$\bar{\sigma}_{f_D}$ in Hz	$\bar{\sigma}_\tau$ in ns
LSW, isotrop	-93,3	-6,2	12.192,5	795,4
LSW, MS direktional	-86,5	-3,8	2409,9	824,1
Veget, isotrop	-99,1	-4,9	9638,7	568,2
Veget, MS direktional	-91,1	-1,5	1676,7	432,2

sprechend verschoben. Die höchste auftretende Doppler-Verbreiterung liegt bei den isotropen Antennen nur knapp unter der theoretisch erreichbaren maximalen Doppler-Verbreiterung von 17.870 Hz. Die Verbesserung der mittleren Doppler-Verbreiterung $\bar{\sigma}_{f_D}$ fällt im Vegetationsszenario nicht so hoch aus wie für 5,2 GHz. Statt 86,1 % beträgt sie 82,6 %. Im Lärmschutzwandszenario lässt sich keine nennenswerte Abweichung gegenüber der prozentualen Verbesserung bei 5,2 GHz feststellen.

In Bild 6.23(a) und Bild 6.23(b) kann bei der Impulsverbreiterung beider Szenarien eine Aufweitung der Maxima beobachtet werden, die beim Passieren der BS2 für die direktionale Mobilstationsantenne auftreten. Die Kurve verharrt nach dem Passieren der BS2 bei hohen Impulsverbreiterungen, statt nach dem Maximum schnell wieder abzufallen. Dies wirkt sich unmittelbar auf die mittlere Impulsverbreiterung $\bar{\sigma}_\tau$ aus, welche im Lärmschutzwandszenario für die direktionale Mobilstationsantenne für 24,125 GHz höher ist als für die isotropen Antennen. Im Vegetationsszenario bleibt die mittlere Impulsverbreiterung der isotropen Antennen höher als die der direktionalen Antenne an der Mobilstation.

Alle Kenngrößen sind in Tabelle 6.6 zusammengefasst. Trotz der Verschlechterung der mittleren Impulsverbreiterung im Lärmschutzwandszenario bleiben die Vorzüge der direktionalen Antenne für den Funkkanal deutlich erkennbar.

In diesem und dem vorherigen Abschnitt ist anhand zweier Beispiel-Frequenzen gezeigt, dass sich der Einsatz einer direktionalen Antenne an der Mobilstation im Funkkanal für Hochgeschwindigkeitszüge positiv auf das Kanalverhalten auswirkt. Einzig im Bereich um die mittlere Basisstation treten, verglichen mit einer isotropen Antenne, ungünstigere Werte auf. Im folgenden Abschnitt wird die Untersuchung von der Betrachtung des reinen Funkkanals und seiner Kenngrößen auf die Systemebene erweitert.

6.3.3 Systemsimulationen für 24,125 GHz

Mit den Kanalimpulsantworten der 2000 m-MISO-Strecke bei 24,125 GHz aus Abschnitt 6.3.2 werden in diesem Abschnitt Systemsimulationen unter der Annahme eines realistischen OFDM-Systems durchgeführt. Durch die Berechnung auf Systemebene soll geklärt werden, wie sich eine Reduktion der Doppler-Verbreiterung durch

Tabelle 6.7: Übersicht der Streckenabschnitte

Abschnitt	MS-Positionen in m	Zeitfenster in s	Kommentar
1	750 - 760	0,000 - 0,090	Hinfahrt zu BS2
2	760 - 770	0,090 - 0,180	Hinfahrt zu BS2
3	840 - 850	0,810 - 0,900	Hinfahrt zu BS2, enthält Mast
4	950 - 960	1,800 - 1,890	Hinfahrt zu BS2
5	985 - 995	2,115 - 2,205	Hinfahrt zu BS2
6	995 - 1005	2,205 - 2,295	Passieren von BS2
7	1040 - 1050	2,610 - 2,700	Wegfahrt von BS2, kurz nach Mast
8	1150 - 1160	3,600 - 3,690	Wegfahrt von BS2
9	1230 - 1240	4,320 - 4,410	Wegfahrt von BS2, enthält Mast
10	1240 - 1250	4,410 - 4,500	Wegfahrt von BS2

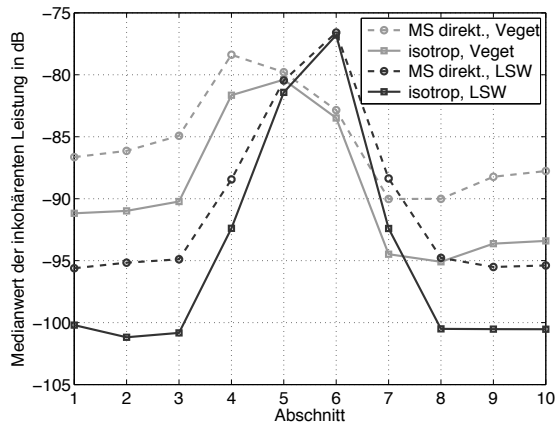
eine direktionale Antenne an der Mobilstation auf die Bitfehler-Rate (BER, engl. Bit Error Rate) auswirkt.

Die Bitfehler-Raten werden abschnittsweise für zehn ausgewählte Abschnitte bestimmt, damit eventuelle Systemausfälle nachvollzogen werden können. Die zehn Abschnitte entsprechen den grau unterlegten Zeitabschnitten in den Graphiken der vorherigen Abschnitte (z.B. Bild 6.23). Zur Veranschaulichung sind in Tabelle 6.7 die Streckenangaben und Zeitdauern der Abschnitte aufgelistet. Die Streckenangaben geben die Antennenposition der Mobilstation im Szenario wieder, bezogen auf die Maße aus Bild 4.25.

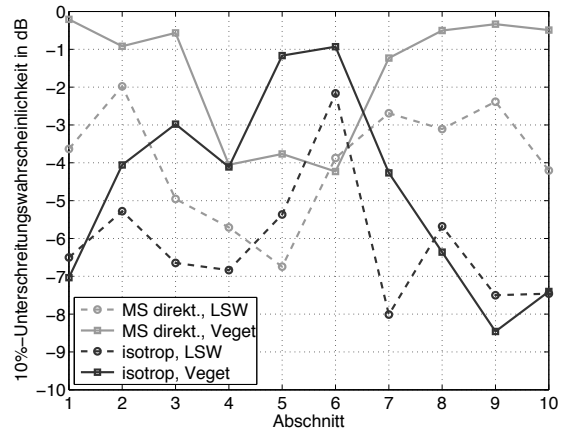
Im Anschluß sind in Bild 6.24 die Kanalkenngrößen abschnittsweise gemittelt dargestellt. Hierdurch wird ein direkter Vergleich der BER-Kurven in Bild 6.25 mit den Kanalkenngrößen möglich.

In Kooperation mit dem Arbeitsbereich Nachrichtentechnik (ANT) der Universität Bremen wurde ein Systemvorschlag erstellt und vom ANT Systemsimulationen für diese Arbeit durchgeführt. Folgende OFDM-Parameter liegen den Berechnungen zu Grunde:

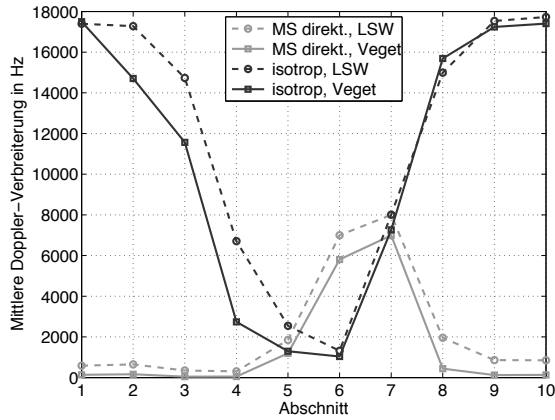
- Trägerfrequenz $f = 24,125$ GHz
- Abtastfrequenz $f_A = 64$ MHz
- Subträgeranzahl $N = 1024$



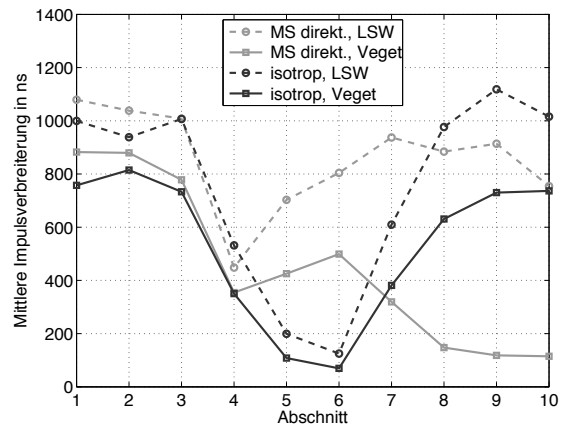
(a) Medianleistung



(b) 10%-Unterschreitungswahrscheinlichk.



(c) Doppler-Verbreiterung



(d) Impulsverbreiterung

Bild 6.24: Kanalkenngrößen pro Streckenabschnitt

- Länge des zyklischen Präfixes $N_{CP} = 256$ ($T_{CP} = 4 \mu\text{s}$)
- Subträgerabstand $\Delta f = 62,5 \text{ kHz}$ ($T_S = 16 \mu\text{s}$)
- Modulation: QPSK
- Fehlerschutz: Faltungscode der Einflusslänge 7 mit Zufallsinterleaver
- Softdemodulation
- Deinterleaving
- Viterbidecodierung

Bei der Parameterauswahl wurde insbesondere darauf geachtet, dass das zyklische Präfix ausreichend lang ist, um Bitfehler durch ISI möglichst zu vermeiden. Somit wird die Doppler-Verbreiterung zum wichtigsten Kriterium für die Leistungsfähigkeit des Systems. Im Fall der Richtantenne wird eine Frequenzkompensation bei der Mittenfrequenz durchgeführt. Die Kanalschätzung basiert auf einem rechteckigen Pilotaster mit einem Pilotabstand von drei Symbolen in Frequenz- und zwei Symbolen in Zeitrichtung. Die uncodierte Datenrate des vorgeschlagenen Systems beträgt etwa 100 Mbit/s.

Zur Bestimmung der Bitfehler-Raten des OFDM-Systems werden in der Systemsimulation die simulierten Kanalimpulsantworten aus Abschnitt 6.3.2 verwendet. Die Darstellung der BER-Kurven in Bild 6.25 erfolgt jeweils für die in Tabelle 6.7 definierten zehn Abschnitte über zunehmendem Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR, engl. Signal-to-Noise-Ratio). In jedem Abschnitt sind vier BER-Kurven jeweils für die isotropen Antennen und die Richtantenne in den beiden Szenarien Lärmschutzwand und Vegetation dargestellt.

Die Abschnitte 1 und 2, 5 und 6 sowie 9 und 10 schließen räumlich direkt aneinander an (siehe Tabelle 6.7). Das Verhalten der Bitfehler-Kurven für 1 und 2 sowie 9 und 10 ist im Gegensatz zu 5 und 6 sehr ähnlich. Dies ist ein Indiz für ähnliche Ausbreitungsbedingungen in diesen Bereichen und gilt sowohl für die isotropen Antennen als auch die Richtantenne. In Abschnitt 6 mit Richtantenne variieren die Ausbreitungsbedingungen stark, da der dominierende LOS-Pfad zwischen der MS und der BS2 während der Vorbeifahrt an BS2 durch die Nullstellen und Maxima der Richtcharakteristik geführt wird.

Wie bereits in den vorhergehenden Abschnitten dieser Arbeit beschrieben, verhält sich das Vegetationsszenario insgesamt gutmütiger als die Lärmschutzwandumgebung. In Bild 6.25 kommt dieses Verhalten dadurch zum Ausdruck, dass die Kurven mit Vegetation bei steigendem SNR schneller niedrigere BER erreichen als die Kurven mit Lärmschutzwand. Die einzige Ausnahme im Fall der Richtantenne stellt Abschnitt 5 dar. Hier fällt die BER-Kurve des Lärmschutzwandszenarios geringfügig schneller ab. Bei Verwendung isotroper Antennen fällt die BER-Kurve der Vegetationsumgebung stets schneller ab. Allerdings streben die Kurven der isotropen Antennen für hohe SNR-Werte häufig gegen einen minimalen BER-Wert. Eine geringere Bitfehler-Rate kann selbst durch die weitere Erhöhung des SNR-Wertes nicht mehr

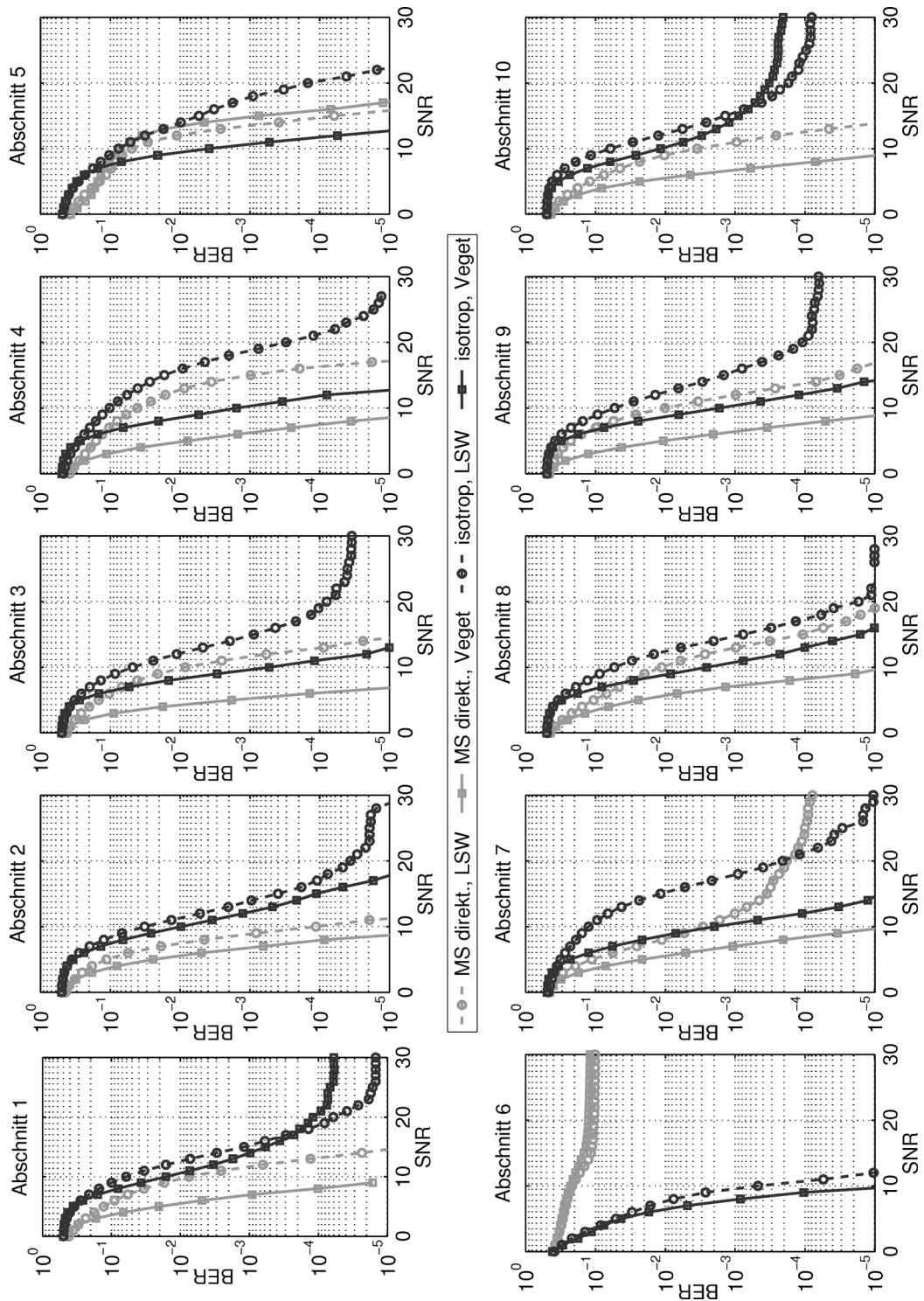


Bild 6.25: Ergebnisse der Systemsimulationen mit den isotropen Antennen und der directionalen Mobilstationsantenne für das Lärmschutzwandszenario und das Vegetationsszenario

erreicht werden. Dieser minimale Wert wird auch als Schwellwert oder Errorfloor bezeichnet. In Abschnitt 1 und 10 fallen zwar die BER-Kurven der Vegetation steiler ab, der Schwellwert der Vegetationskurven liegt aber für die isotrope Antenne höher als der Schwellwert für die Lärmschutzwandkurven. Falls in dem OFDM-System eine maximal erlaubte Bitfehler-Rate kleiner als der Schwellwert definiert ist, kann diese Forderung selbst durch eine Erhöhung des SNR-Wertes nicht mehr eingehalten werden.

Im Fall der Richtcharakteristik der Antennen laufen die Kurven nur in Abschnitt 6 (Lärmschutzwand und Vegetation) und 7 (Lärmschutzwand) in einem Schwellwert aus bzw. der Schwellwert liegt unter BER-Werten von 10^{-5} . In Abschnitt 6 führt der hohe Schwellwert der Richtcharakteristik der Antenne in beiden Szenarien zu einem Zusammenbruch der Kommunikation. In diesem Abschnitt bewegt sich die Mobilstationsantenne von 5 m vor bis 5 m hinter BS2. Das Verhalten der Bitfehler-Kurven kann anhand der Richtcharakteristik der Richtcharakteristik der Antenne erklärt werden. Der starke LOS-Pfad von der mittleren Basisstation zur Mobilstation befindet sich für diese Snapshots in den Nullstellen und Nebenkeulen der Richtcharakteristik, denn seine Einfallswinkel im Azimut der Mobilstation liegen im Bereich $52,4^\circ \leq \psi \leq 127,6^\circ$ (vergleiche Azimut-Richtcharakteristik in Bild 4.18). Der LOS-Pfad erfährt deshalb eine starke Dämpfung während andere Pfade in der Hauptkeule der Antenne verstärkt werden. Daher treffen an der Mobilstation in der Umgebung von BS2 viele Pfade mit ähnlichem Pfadverlust bei verschiedenen Doppler-Verschiebungen ein. In Bild 6.24(c) tritt für Abschnitt 6 bei der Richtcharakteristik der Antenne in beiden Szenarien eine hohe Doppler-Verbreiterung bei gleichzeitig hohen Werten der Impulsverbreiterung (siehe Bild 6.24(d)) auf.

Mit Ausnahme der Abschnitte 5 und 6 schneidet die Richtcharakteristik der Mobilstationsantenne in der Vegetationsumgebung gegenüber allen anderen Konstellationen am besten ab. Sie weist einerseits die geringsten Bitfehler auf und andererseits keinen Schwellwert der Bitfehler-Rate. Während sich im Vegetationsszenario die Bitfehler-Kurve der Richtcharakteristik der Antenne in Abschnitt 5 und 6 gegenüber der isotropen Antenne verschlechtert, dreht sich die Situation (Richtcharakteristik schlechter als isotrop) im Lärmschutzwandszenario erst in den Abschnitten 6 und 7 um. Da im Lärmschutzwandszenario in Abschnitt 5 noch sehr starke Pfade durch Reflexionen an den Lärmschutzwänden auftreten und in der Hauptkeule der Richtcharakteristik der Antenne einfallen, machen sich die ungünstigen Dämpfungseigenschaften der Richtcharakteristik erst in den folgenden zwei Abschnitten bemerkbar. Im Vegetationsszenario existieren anstelle der starken Interaktions-Pfade mit den Lärmschutzwänden nur wesentlich schwächere Pfade aus der Vegetationsstreuung. Aus diesem Grund steigt die Bitfehler-Rate für die Richtcharakteristik der Antenne mit Vegetation bereits in Abschnitt 5 leicht an, wenn der starke LOS-Pfad in die Nullstellen und Nebenkeulen der Richtcharakteristik wandert.

6.4 Fazit für OFDM-Systeme

Die vertikale Polarisation weist in dem vorgeschlagenen Kommunikationssystem für Hochgeschwindigkeitszüge die günstigsten Kenngrößen auf. Der Funkkanal verhält sich im Fall des Vegetationsszenarios grundsätzlich gutmütiger als im Fall des Lärm-

schutzwandszenarios, was auch im Rahmen von Systemsimulationen belegt werden konnte. Die Funkkanäle bei 5,2 GHz und 24,125 GHz zeigen starke Unterschiede in der Doppler-Verbreiterung, verursacht durch die lineare Zunahme der Doppler-Verschiebung mit der Frequenz. Für die höhere Frequenz ist der Übertragungskanal stärker gedämpft, was in einer deutlich niedrigeren Empfangsleistung resultiert. Obwohl die Kanaleigenschaften nahe legen, die niedrigere Frequenz für ein OFDM-Kommunikationssystem zu wählen, muss berücksichtigt werden, dass die gewünschte große Bandbreite für hohe Datenraten häufig nur in den hohen Frequenzbereichen zur Verfügung steht.

Darüber hinaus konnte für beide Frequenzen gezeigt werden, dass sich der Einsatz einer Richtantenne an der Mobilstation positiv auf ein Kommunikationssystem auswirkt. Folgende Vorteile konnten erzielt werden:

- eine wesentliche Reduktion der Doppler-Verbreiterung,
- eine Steigerung der Empfangsleistung durch den Antennengewinn und
- eine Verringerung der Interferenz-Einbrüche des schnellen Schwundes.

Nachteile treten für diese Antennenkonstellation einzig während des Passierens der mittleren Basisstation aus, zu welchem Zeitpunkt die Antennenrichtcharakteristik die Kanalkenngrößen sehr ungünstig beeinflusst.

In Abschnitt 6.3.1 wurde dargelegt, warum der Einsatz von Richtantennen an den Basisstationen ein deutlich schlechteres Verhalten gegenüber dem Einsatz einer Richtantenne an der Mobilstation aufweist. Richtantennen an der Basisstation können als Mittel der Doppler-Reduktion verworfen werden. Der einzige Vorteil besteht in der Erhöhung der Empfangsleistung.

Die Aussagen der Funkkanal-Simulationen wurden schließlich in Abschnitt 6.3.3 durch Systemsimulationen auf der Basis eines realistischen OFDM-Systems unterstützt. Dort wird der Zusammenbruch der Kommunikation bei Richtantennen für den Moment des Passierens ebenso verifiziert wie das sonst exzellente Verhalten, welches die isotropen Antennen übertrifft. Die Doppler-Verbreiterung ist allerdings nicht das einzige Kriterium zur Bewertung eines OFDM-Systems im Hinblick auf die Bitfehler-Rate. Die Größe stellt jedoch einen geeigneten Anhaltspunkt dar, da in den Systemsimulationen gezeigt werden konnte, dass bei niedriger Doppler-Verbreiterung niemals ein Schwellwert der BER erreicht wird.

Aus den Untersuchungen dieser Arbeit resultieren daher folgende Empfehlungen für ein OFDM-Kommunikationssystem bei Hochgeschwindigkeitszügen:

- Nutzung eines Gleichwellennetzes zur Vermeidung von Handover-Problemen,
- Verwendung vertikaler Polarisation,
- Einsatz einer Richtantenne an der Mobilstation zur Reduktion der Doppler-Verbreiterung,

- Ermittlung und Nutzung einer Alternative für den Moment des Vorbeifahrens, z.B. kurzzeitiges Umschalten auf eine omnidirektionale Antenne oder intelligentes Nachführen der Hauptkeule der Mobilstationsantenne unter Inkaufnahme eines erhöhten Aufwandes,
- Auslegung der OFDM-Systemparameter (Subträgerabstand, zyklisches Präfix, ...) unter Berücksichtigung der in dieser Arbeit berechneten Kenngrößen des Funkkanals. Ein Systemvorschlag ist in Abschnitt 6.3.3 gegeben.

Kapitel 7

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit wird durch zwei grundlegende Entwicklungen motiviert. Einerseits nimmt die Verbreitung von Hochgeschwindigkeitszügen und -strecken, wie auch die Geschwindigkeit der einzelnen Züge zu. Am 3. April 2007 stellte ein TGV der SNCF und Alstom den aktuellen Geschwindigkeitsrekord für radgeführte Schienenfahrzeuge von 575 km/h auf [Gli07]. Die Entwicklung hin zu immer höheren Reisegeschwindigkeiten scheint noch lange nicht abgeschlossen zu sein.

Andererseits werden die Bahn-Passagiere, sowohl Geschäfts- als auch Privatreisende, bei der Verwendung von Kommunikation in zunehmendem Maße mobiler. Das Schlagwort der *Überall-Kommunikation* beschreibt die Erwartungen, die moderne Menschen an ihre Mobilfunksysteme haben. Wie im Büro oder zu Hause sollen hohe Datenraten in guter Qualität auch während einer Zugreise zur Verfügung stehen [Che08]. Außerdem schreitet die Automatisierung der Bahn immer weiter voran, so dass auch die Datenmenge der bahninternen Signalisierung steigt. Beispielsweise existieren Bestrebungen, einen automatischen Lokführerstand einzuführen [Ben07], wodurch eine permanente sichere Bildübertragung vom Zug in eine Leitzentrale nötig wird.

Existierende Kommunikationssysteme bieten dem Nutzer entweder eine hohe Mobilität oder eine hohe Datenrate. Für zukünftige drahtlose Kommunikationssysteme bei Hochgeschwindigkeitszügen ist es eine technische Herausforderung, die hohe Mobilität mit einer hohen Datenrate zu vereinen.

Im Angesicht dieser Herausforderung wird in dieser Arbeit erstmals ein OFDM-Kommunikationssystem für Hochgeschwindigkeitszüge umfassend analysiert, der Funkkanal modelliert und durch Messungen verifiziert. Durch die Einführung eines lokalen Gleichwellennetzes (MISO-Systems) wird eine entscheidende Verbesserung gegenüber den in der Literatur beschriebenen zellularen Netzen für Hochgeschwindigkeitszüge erreicht, da die dort anfallenden Handover-Prozesse vermieden werden. Mit Hilfe des im Rahmen dieser Arbeit erstellten Kanalmodells können drahtlose Zugkommunikationssysteme in optimaler Weise ausgelegt werden. Aus der Untersuchung der Einflüsse von Polarisation, Umgebung, Frequenz und Antennencharakteristik werden richtungsweisende Regeln für die Auslegung derartiger Systeme abgeleitet. Schließlich wird ein effizientes OFDM-System mit entsprechend optimierten Parametern vorgeschlagen.

Zur Planung eines OFDM-Kommunikationssystems bei Hochgeschwindigkeitszügen werden die in Kapitel 2 eingeführten Kenngrößen des Funkkanals verwendet. Deren Auswirkungen auf ein OFDM-System sind in Kapitel 3 umfassend dargestellt.

Insbesondere wird gezeigt, welchen Einfluss der Doppler-Effekt und die Mehrwegeausbreitung auf ein OFDM-System ausüben und wie die Systemparameter gewählt werden müssen, damit keine Beeinträchtigung der Übertragung durch den Funkkanal stattfindet.

In Kapitel 4 wird das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell vorgestellt, auf dem das vorgeschlagene Kanalmodell basiert. Als typische Szenarien werden die besonders bedeutenden Umgebungen moderner Hochgeschwindigkeitsbahntrassen Lärmschutzwand und Vegetation definiert. Diese berücksichtigen sowohl die charakteristischen Objekte in einer realen Hochgeschwindigkeitsstrecke als auch die gesetzlich vorgegebenen Rahmenbedingungen. In diesem Kapitel werden erstmalig Simulationen mit einer Basisstation und einer Mobilstation vorgestellt, die das Verhalten des zeitvarianten und frequenzselektiven Funkkanals in der speziellen Umgebung einer Zugtrasse beschreiben. Bereits in diesen Simulationen zeichnet sich die wichtige neue Erkenntnis ab, dass sich der Funkkanal für Hochgeschwindigkeitszüge im Vegetationsszenario gutmütiger verhält als in der Lärmschutzwandumgebung. Um das Verhalten eines vollständigen Kommunikationssystems zu charakterisieren, wird im nächsten Schritt ein neuartiges lokales Gleichwellennetz, genannt MISO-System, eingeführt. Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte, zukunftsweisende MISO-System bietet den immensen Vorteil, dass im Gegensatz zu zellularen Systemen keine Handover-Prozesse anfallen. Am Ende des Kapitels wird für dieses Systemkonzept die notwendige zeitliche Abtastung des bewegten Szenarios untersucht. Unter Anwendung eines Interpolationsverfahrens auf den Funkkanal für Hochgeschwindigkeitszüge ist es gelungen, die Simulationszeit wesentlich zu reduzieren, ohne Einbußen in der Qualität der Ergebnisse hinnehmen zu müssen.

Das vorgestellte Kanalmodell wird anhand von Messungen mit einem *RUSK Channel Sounder* [MED08b] in Kapitel 5 verifiziert. Zu diesem Zweck wurden erstmalig Funkkanalmessungen bei 5,2 GHz auf der Hochgeschwindigkeitsstrecke zwischen Frankfurt am Main und Köln mit Unterstützung der Deutschen Bahn, T-Mobile, MEDAV und der TU Ilmenau durchgeführt. Die Ergebnisse der Messfahrten eines ICE3 und einer Basisstation am Streckenrand werden mit den Ergebnissen der entsprechenden Simulation verglichen. Für den langsamen und schnellen Schwund sowie die zeitvarianten Kenngrößen des Funkkanals herrscht eine hervorragende Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation. Das frequenzselektive Verhalten des Funkkanals kann trotz der Vereinfachungen im Modell gut nachgebildet werden.

Im anschließenden Kapitel 6 werden mit dem erstellten und verifizierten Kanalmodell in der MISO-Konstellation die Einflüsse verschiedener Parameter auf den Funkkanal untersucht. Beim Vergleich unterschiedlicher Polarisierungen wird erstmals gezeigt, dass die vertikale Polarisation am besten zur Übertragung geeignet ist. Die Untersuchung zweier Trägerfrequenzen - 5,2 GHz gegenüber 24,125 GHz - zeigt, dass die Empfangsleistung mit steigender Frequenz erwartungsgemäß abnimmt, während die Doppler-Verbreiterung ansteigt. Darüber hinaus wird der Einfluss einer Richtcharakteristik an den Basisstationen und der Mobilstation auf den

Funkkanal beschrieben. Es wird erstmals nachgewiesen, dass in Funkkanälen für Hochgeschwindigkeitszüge die Doppler-Verbreiterung mittels gerichteter Antennen deutlich reduziert werden kann. Für die Reduzierung ist die Antenne an der Mobilstation verantwortlich. Direktionale Basisstationsantennen verbessern die Doppler-Verbreiterung hingegen nur unwesentlich. Basierend auf den neuen Erkenntnissen wurde in Kooperation mit dem ANT ein Systemvorschlag für ein OFDM-Kommunikationssystem bei Hochgeschwindigkeitszügen erstellt und dafür vom ANT Systemsimulationen durchgeführt. Diese Systemsimulationen bestätigen die aus den Kanalkenngrößen abgeleiteten Ergebnisse auf der Systemebene. Das vorgeschlagene OFDM-System ermöglicht eine uncodierte Datenrate in der Größenordnung von 100 Mbit/s.

Durch die zukunftsweisende Verbindung zwischen der Nachrichtentechnik und der Hochfrequenztechnik steht mit dieser Arbeit ein wertvolles Hilfsmittel für den Entwurf von OFDM-Kommunikationssystemen bei Hochgeschwindigkeitszügen zur Verfügung. Der beispielhafte Systemvorschlag zeigt, wie ein effizientes hochdatenratiges Kommunikationssystem bei Hochgeschwindigkeitszügen trotz der hohen Zeitvarianz technisch realisiert werden kann.

Anhang A

Berechnung der Kanalkenngößen

Die Berechnung der Kanalkenngößen erfolgt direkt aus den Ergebnissen des strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells *ihert3d* nach Abschnitt 4.1.4. Die verwendeten Formeln sind in Tabelle A.1 zusammengestellt (siehe [KFW07]).

Tabelle A.1: Berechnung der Kanalparameter

Kenngröße	Allgemeine Formel	Formel für <i>ihert3d</i> -Ergebnisse	Mittelung über Snapshots
Mittlere Verzögerungszeit	$\mu_\tau = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau) d\tau}$	$\mu_\tau = \frac{\sum_{n=1}^N \tau_n A_n ^2}{\sum_{n=1}^N A_n ^2}$	$\overline{\mu_\tau} = \frac{\sum_{m=1}^M \mu_{\tau,m}}{M}$
Impulsverbreiterung	$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau^2 P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau) d\tau} - \mu_\tau^2}$	$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N \tau_n^2 A_n ^2}{\sum_{n=1}^N A_n ^2} - \mu_\tau^2}$	$\overline{\sigma_\tau} = \frac{\sum_{m=1}^M \sigma_{\tau,m}}{M}$
Mittlere Dopplerverschiebung	$\mu_{f_D} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f_D S_{TT}(f_D) df_D}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_{TT}(f_D) df_D}$	$\mu_{f_D} = \frac{\sum_{n=1}^N f_{D,n} A_n ^2}{\sum_{n=1}^N A_n ^2}$	$\overline{\mu_{f_D}} = \frac{\sum_{m=1}^M \mu_{f_D,m}}{M}$
Dopplerverbreiterung	$\sigma_{f_D} = 2 \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f_D^2 S_{TT}(f_D) df_D}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_{TT}(f_D) df_D} - \mu_{f_D}^2}$	$\sigma_{f_D} = 2 \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N f_{D,n}^2 A_n ^2}{\sum_{n=1}^N A_n ^2} - \mu_{f_D}^2}$	$\overline{\sigma_{f_D}} = \frac{\sum_{m=1}^M \sigma_{f_D,m}}{M}$

Anhang B

Abmessungen der modellierten Szenarien

Die Modellierung der Szenarien erfolgt mittels Definition von Polygonen. In Tabelle B.1 sind die Eckpunkte der modellierten Objekte auf einer geraden 2000 m-Strecke zusammengestellt. Wie in Abschnitt 4.2.2 sind die Objekte in die Kategorien Basis, LSW, und Vegetation eingeteilt. Die Lärmschutzwandumgebung enthält das Basis-szenario plus die Objekte in LSW (Lärmschutzwände entlang der Trasse). Die Vegetationsumgebung beinhaltet das Basisszenario mit den Objekten aus Vegetation (Bäume entlang der Trasse). Repräsentativ für alle im Szenario vorkommenden Masten sind nur die Koordinaten des ersten Mastpaares mit Ausleger beschrieben. Im 2000 m-Szenario befinden sich die Masten alle 65 m auf der Strecke. Eine detaillierte Herleitung des Zugmodells findet sich im Abschnitt 4.2.4. Das verwendete Koordinatensystem entspricht dem in Abschnitt 4.1.4 dieser Arbeit.

Analog gelten die in Tabelle B.1 aufgeführten Koordinaten auch für die 800 m-Strecke. Die Angaben ändern sich nur in zwei Punkten: Die 800 m-Strecke besitzt eine y -Ausdehnung von 800 m und der Mastabstand beträgt 100 m.

Die Materialparameter der Objekte, die zur Modellierung der Trassenumgebung verwendet werden, sind in Tabelle B.2 aufgelistet. Die Oberleitungsmasten, die Schienen und der Hochgeschwindigkeitszug bestehen aus Metall bzw. PEC, dessen Parameter unabhängig von der Simulationsfrequenz sind. Dem Boden und der Lärmschutzwand werden die Materialparameter von Beton zugewiesen. Beton zeichnet sich dadurch aus, dass seine Materialparameter weniger von der Frequenz abhängen als von der genauen Zusammensetzung und Art des Betons. Die Spanne der Werte kann [vH95, SM⁺96, Sch98, Did00, Sch03, Mau05, MF⁺06] entnommen werden. In dieser Arbeit werden für Beton für alle Frequenzen die Werte nach Tabelle B.2 verwendet und eine Oberflächenrauigkeit von 1 mm angenommen. Im Fall der Vegetation werden die Streuparameter verwendet, wie sie in Abschnitt 4.1.1, Tabelle 4.1, angegeben sind. Die Werte für die verschiedenen Frequenzen stammen aus RCS-Messungen der Literatur [UD89].

Für die Simulationen in Kapitel 4 und 6 werden die BS-Standorte nach Tabelle B.3 verwendet.

Tabelle B.1: Eckpunkte der modellierten Objekte auf einer geraden Strecke

Szenario	Objekt	x -Koordinaten in m	y -Koordinaten in m	z -Koordinaten in m
Basis	Boden	[-12,000 ; 13,000]	[0,000 ; 2000,000]	[-0,001 ; -0,001]
	Schiene links 1	[-2,7175 ; -2,7675]	[0,000 ; 2000,000]	[0,000 ; 0,050]
	Schiene links 2	[-1,2325 ; -1,2825]	[0,000 ; 2000,000]	[0,000 ; 0,050]
	Schiene rechts 1	[1,2325 ; 1,2825]	[0,000 ; 2000,000]	[0,000 ; 0,050]
	Schiene rechts 2	[2,7175 ; 2,7675]	[0,000 ; 2000,000]	[0,000 ; 0,050]
	1. Mast links	[-4,000 ; -4,300]	[0,000 ; 0,300]	[0,000 ; 5,300]
	1. Ausleger links	[-4,000 ; -1,000]	[0,000 ; 0,300]	[5,000 ; 5,300]
	1. Mast rechts	[4,000 ; 4,300]	[0,000 ; 0,300]	[0,000 ; 5,300]
	1. Ausleger rechts	[1,000 ; 4,000]	[0,000 ; 0,300]	[5,000 ; 5,300]
	ICE an Nullposition	[0,500 ; 3,500]	[0,000 ; 205,000] / [6,000 ; 199,000]	[0,250 ; 4,050]
LSW	Lärmschutzwand links	[-5,300 ; -5,000]	[0,000 ; 2000,000]	[0,000 ; 5,000]
	Lärmschutzwand rechts	[6,000 ; 6,300]	[0,000 ; 2000,000]	[0,000 ; 5,000]
Vegetation	Bäume links Gauß-Verteilung	[-6,000 ; $-\infty$ [mit $\mu_x = 5, \sigma_x = 1$ offset_ $x = 2$	in [0,000 ; 2000,000] mit $\mu_y = 5, \sigma_y = 1$ Abstand zwischen zwei Bäumen = 0,1	[0,000 ; ∞ [$\mu_z = 10, \sigma_z = 4$
	Bäume rechts Gauß-Verteilung	[6,000 ; ∞ [mit $\mu_x = 5, \sigma_x = 1$ offset_ $x = 2$	in [0,000 ; 2000,000] mit $\mu_y = 5, \sigma_y = 1$ Abstand zwischen zwei Bäumen = 0,1	[0,000 ; ∞ [$\mu_z = 10, \sigma_z = 4$

Tabelle B.2: Materialparameter der zur Modellierung verwendeten Objekte

Szenario	Objekt	Permittivität ϵ_{rel}	Permeabilität μ_{rel}	Oberflächenrauigkeit σ_h in mm
Basis	Boden	$5 - j0, 1$	$1 - j0$	1
	Schienen	$10 - j10^{10}$ (PEC)	$1 - j0$	0
	Masten	$10 - j10^{10}$ (PEC)	$1 - j0$	0
	Ausleger	$10 - j10^{10}$ (PEC)	$1 - j0$	0
	ICE	$10 - j10^{10}$ (PEC)	$1 - j0$	0
LSW	Lärmschutzwand	$5 - j0, 1$	$1 - j0$	1
Szenario	Objekt	Permittivität ϵ_{rel}	Permeabilität μ_{rel}	Streuparameter $\sqrt{2S}$
	Vegetation	Bäume bei 5,2 GHz Bäume bei 24,125 GHz	$(15 + j10)$ $(15 + j10)$	$(1 - j0)$ $(1 - j0)$

Tabelle B.3: Basisstationsstandorte in den Simulationen

Strecke	BS-Koordinaten
2000 m-MISO	(-4,5 ; 500,0 ; 4,3)
	(-4,5 ; 1000,0 ; 4,3)
	(-4,5 ; 1500,0 ; 4,3)
800 m-SISO	(-4,5 ; 598,0 ; 4,3)

Anhang C

Modellierung der Messstrecke

Das Umgebungsmodell der Messstrecke besteht aus insgesamt 14 Kreisstücken und einem geraden Abschnitt. Alle Kreistücke sind nach links gekrümmt. Zu den jeweiligen Abschnitten sind in Tabelle C.1 die Anfangs- und Endkoordinaten, sowie Radius und Bogenlänge aufgelistet. Die Koordinaten beziehen sich jeweils auf die Anfangs- und Endpunkte des Kreisbogens, um den herum die Strecke modelliert wird (siehe Abschnitt 4.2.3). Da die Messstrecke rechts und links teilweise in einem bewaldeten Gebiet ausläuft, sind entsprechend am Rand der Streckenabschnitte Bäume modelliert. Die Bäume werden wie im Fall der 2000 m-MISO-Strecke entsprechend einer Gauß-Verteilung statistisch platziert. Deren statistische Parameter werden in Anlehnung an die Parameter der 2000 m-MISO-Strecke in \tilde{x} -, \tilde{y} - und \tilde{z} -Richtung angegeben. Es handelt sich hierbei um lokale kartesische Koordinaten. \tilde{y} bedeutet hierbei in Richtung des Streckenverlaufs, \tilde{x} normal zum Streckenverlauf und \tilde{z} steht für die Höhe. Tabelle C.2 enthält die Mittelwerte μ und Standardabweichungen σ der Ausdehnungen der Bäume in alle Richtungen. Die Abstände der bewaldeten Gebiete von der Bahntrasse sind in Tabelle C.3 aufgeführt.

Die Koordinaten der Basisstation betragen in der Simulation $(-1020,2 ; 475,3 ; 9,0)$.

Tabelle C.1: Parameter der in Kreisstücken modellierten Messstrecke

Kreisstück	1	2	3
Bogenlänge in m	165,0	225,2	89,1
Radius in m	4012,7	4767,8	3513,7
Anfangspunkt $(x ; y)$ in m	(0,0 ; 0,0)	(-137,3 ; 91,5)	(-330,3 ; 208,0)
Endpunkt $(x ; y)$ in m	(-137,3 ; 91,5)	(-330,0 ; 208,0)	(-407,9 ; 251,3)
Kreisstück	4	5	6
Bogenlänge in m	57,2	194,7	46,5
Radius in m	3106,4	5168,8	3351,0
Anfangspunkt $(x ; y)$ in m	(-407,9 ; 251,3)	(-458,5 ; 278,0)	(-633,2 ; 364,0)
Endpunkt $(x ; y)$ in m	(-458,5 ; 278,0)	(-633,2 ; 364,0)	(-675,4 ; 383,5)
Kreisstück	7	8	9
Bogenlänge in m	238,2	203,4	229,9
Radius in m	4486,3	3816,5	4699,7
Anfangspunkt $(x ; y)$ in m	(-675,4 ; 383,5)	(-895,0 ; 475,8)	(-1086,4 ; 554,6)
Endpunkt $(x ; y)$ in m	(-895,0 ; 475,8)	(-1086,4 ; 554,6)	(-1306,4 ; 611,2)
Kreisstück	10	11	12
Bogenlänge in m	68,3	400,0	282,0
Radius in m	3218,9	4478,6	3920,3
Anfangspunkt $(x ; y)$ in m	(-1306,4 ; 611,2)	(-1372,4 ; 628,7)	(-1764,0 ; 709,5)
Endpunkt $(x ; y)$ in m	(-1372,4 ; 628,7)	(-1764,0 ; 709,5)	(-2043,8 ; 744,0)
Kreisstück	13	14	15
Bogenlänge in m	107,7	334,6	1404,7
Radius in m	5855,6	2591,3	∞ (Gerade)
Anfangspunkt $(x ; y)$ in m	(-2043,8 ; 744,0)	(-2151,2 ; 752,4)	(-2485,6 ; 753,7)
Endpunkt $(x ; y)$ in m	(-2151,2 ; 752,4)	(-2485,6 ; 753,7)	(-3887,7 ; 668,6)

Tabelle C.2: Statistische Parameter zur Baum-Platzierung

Mittelwert in m	Standardabweichung in m	Zusatzparameter in m
$\mu_{\tilde{x}} = 5$	$\sigma_{\tilde{x}} = 1$	offset $\tilde{x} = 2$
$\mu_{\tilde{y}} = 5$	$\sigma_{\tilde{y}} = 1$	Abstand zwischen zwei Bäumen = 0,1
$\mu_{\tilde{z}} = 10$	$\sigma_{\tilde{z}} = 4$	

Tabelle C.3: Mittlere Entfernung der Bäume von den Gleisen

Kreisstück	1	2	3	4	5
Linker Abstand in m	-	-	-	46,0	-
Rechter Abstand in m	-	46,0	-	46,0	-
Kreisstück	6	7	8	9	10
Linker Abstand in m	48,0	28,0	47,0	30,0	30,0
Rechter Abstand in m	-	51,0	41,0	32,0	47,5
Kreisstück	11	12	13	14	15
Linker Abstand in m	38,0	135,0	38,0	38,0	38,0
Rechter Abstand in m	38,0	60,0	53,5	108,0	91,0

Literaturverzeichnis

- [AG07] B.R. Aldred und N.S. Gorasia. Railway Communications Systems. In *Proceedings of the 3rd IET Professional Development Course on Railway Electrification Infrastructure and Systems*, S. 133–152, Birmingham, UK, Mai 2007.
- [AH⁺97] K. Abe, T. Hattori, A. Ishiwata und H. Koizumi. A Study on Antennas for Railway Millimeter-Wave Radio Communication System. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*, S. 201–205, Mumbai, India, Dezember 1997.
- [AHK97] K. Abe, T. Hattori und H. Koizumi. A Study of Train Communication System for Future Railways Using Millimeter-Wave Radio. In *Proceedings of the 1997 International Conference on Parallel and Distributed Systems*, S. 287–292, Seoul, Korea, Dezember 1997.
- [Bal89] C.A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1989.
- [Bal97] C.A. Balanis. *Antenna Theory, Analysis and Design*. Kapitel 6 und 7, John Wiley & Sons, Inc., 2. Auflage, New York, 1997.
- [BC⁺05] T. Boukour, M. Chennaoui, A. Riveng, J.-M. Rouvaen und M. Berbineau. A New WOFDM Design for High Data Rates in the Case of Trains Communications. In *Proceedings of the 5th IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, S. 635–638, Athens, Greece, Dezember 2005.
- [Bel63] P.A. Bello. Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels. *IEEE Transactions on Communications*, 11(2):360–393, Dezember 1963.
- [Ben07] J. Bender. Züge ohne Lokführer. *DIE ZEIT*, 43:24, Oktober 2007.
- [BM⁺06] M. Berbineau, E. Masson, M. Chennaoui und J. Marais. Satellite Channel Modelling Using a Ray-Tracing Tool for Train Communication. In *Proceedings of the 6th International Conference on ITS Telecommunications*, S. 452–456, Chengdu, China, Juni 2006.
- [Bun08a] Bundesministerium der Justiz. *Eisenbahn-Bau- und Betriebsordnung*. <http://www.gesetze-im-internet.de/ebo>, 2008.

- [Bun08b] Bundesnetzagentur. *Homepage der Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen*. <http://www.bundesnetzagentur.de>, 2008.
- [BW64] M. Born und E. Wolf. *Principles of Optics - Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light*. Pergamon Press, Oxford, 1964.
- [BWC03] BWCS. *BWCS Report: Railway Wireless LAN Services*. <http://www.bwcs.com>, 2003.
- [CC⁺07] Y. Cocheril, P. Combeau, M. Berbineau und Y. Pousset. MIMO Propagation Channel Characteristics in Tunnels. In *Proceedings of the 7th International Conference on ITS Telecommunications 2007*, S. 1–6, Sophia Antipolis, France, Juni 2007.
- [Cha70] R.W. Chang. *Orthogonal Frequency Multiplex Data Transmission System*. U.S. Patent 3,488,445, angemeldet 1966, erteilt Januar, 1970.
- [Che08] S. Cherry. Sprint's Broadband Gamble, A new cellular service will sell high-speed data access instead of phones and phone calls. *IEEE Spectrum*, 45(1 (INT)):42–46, Januar 2008.
- [Cor06] L.M. Correia. *Mobile Broadband Multimedia Networks*. Elsevier, Oxford, 2006.
- [DC99] E. Damosso und L.M. Correia (Hrsg.). *COST Action 231 Digital mobile radio towards future generation systems - Final report*. European Commission, 1999. EUR 18957.
- [Deu08] Deutsche Bahn AG. *Deutsche Bahn Homepage*. <http://www.bahn.de/>, 2008.
- [Did00] D. Didascalou. *Ray Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, Februar 2000. Band 24.
- [Eng02] M. Engels (Hrsg.). *Wireless OFDM Systems: How to make them work?* Kluwer Academic Publishers, Boston, 2002.
- [EV99] J. Eberspächer und H.-J. Vögel. *GSM, Global System for Mobile Communication*. Teubner, Stuttgart, 2. Auflage, 1999.
- [Fie05] J. Fiedler. *Bahnwesen. Planung, Bau und Betrieb von Eisenbahnen, S-, U-, Stadt- und Straßenbahnen*. Werner, München, 5. Auflage, 2005.
- [Fis02] W. Fischer. *Planung von Funknetzen für trassengebundene Fahrzeuge*. Dissertation, Berichte aus der Hochfrequenztechnik, RWTH Aachen, Shaker Verlag, Februar 2002.

- [FZ94] M. Fattouche und H. Zagloul. *Method and Apparatus for Multiple Access between Transceivers in Wireless Communications Using OFDM Spread Spectrum*. U.S. Patent 5,282,222, angemeldet 1992, erteilt Januar, 1994.
- [Geo08] GeoContent GmbH. *GeoContent Homepage*. <http://www.geocontent.de/>, 2008.
- [GL+88] K.P. Galligan, C. Lluch, B. Pavesi und A. Tuozzi. The Land Mobile Satellite Service: Road & Railway Communications. In *Proceedings of the 4th International Conference on Satellite Systems for Mobile Communications and Navigation*, S. 118–122, London, UK, Oktober 1988.
- [Gli07] Harvey Glickenstein. New Speed Record. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2(3):62, September 2007.
- [Goe95] M. Goeller. Application of GSM in High Speed Trains: Measurements and Simulations. In *Proceedings of the IEE Colloquium on Radiocommunications in Transportation*, S. 1–7, London, UK, Mai 1995.
- [Gol05] A. Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, New York, 2005.
- [Goo08] Google Inc. *Google Earth Homepage*. <http://earth.google.de/>, 2008.
- [GW98] N. Geng und W. Wiesbeck. *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation*. Springer, Berlin, Germany, 1998.
- [GZ05] I. Gaspard und G. Zimmermann. Investigations for Broadband Internet Within High-Speed Trains. *Advances in Radio Science - Kleinheubacher Berichte*, 3:247–252, 2005.
- [Har78] F.J. Harris. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform. *Proceedings of the IEEE*, 66(1):51–83, Januar 1978.
- [Har08] M. Harter. Einfluss der Polarisierung und des Trassenverlaufs auf den Funkkanal von Hochgeschwindigkeitszügen. Diplomarbeit, Institut für Höchsthochfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), Januar 2008.
- [Hay92] H. Hayashi. 1.5 GHz Band Wave Propagation Characteristics and Data Transmission Quality from Train to Ground. In *Proceedings of the 42th IEEE Vehicular Technology Conference*, Band 1, S. 192–195, Denver, CO, USA, Mai 1992.
- [HSZ03] W. Hackbusch, H.R. Schwarz und E. Zeidler. *Teubner - Taschenbuch der Mathematik*. Teubner, Wiesbaden, 2. Auflage, 2003.
- [Hub04] Huber+Suhner. Sencity Rail Antenna for Wireless Communication, SWA 0859/360/4/0/DFRX30, Datenblatt, Oktober 2004.

- [Jak74] W.C. Jakes (Hrsg.). *Microwave Mobile Communications*. Wiley, New York, 1974.
- [JL⁺07] G. Jeney, C. Lamy-Bergot, X. Desurmont, R. Lopez da Silva, R. Álvarez García-Sanchidrián, M. Bonte, M. Berbineau, M. Csapodi, O. Cantineau, N. Malouch, D. Sanz und J.-L. Bruyelle. *Next Generation Teletraffic and Wired/Wireless Advanced Networking*, Band 4712/2007 of *Lecture Notes in Computer Science*, Kapitel Communications Challenges in the Celtic-BOSS Project, S. 431–442. Springer, Berlin, 2007.
- [Jon06] F. Jondral. *Nachrichtensysteme*. Schlembach Fachverlag, Wilburgstetten, 2. Auflage, 2006.
- [Kam04] K.-D. Kammeyer. *Nachrichtenübertragung*. Teubner, Stuttgart, 3. Auflage, 2004.
- [KB⁺06a] K. Kastell, S. Bug, A. Nazarov und R. Jakoby. Improvements in Railway Communication via GSM-R. In *Proceedings of the 63rd IEEE Vehicular Technology Conference*, Band 6, S. 3026–3030, Melbourne, Australia, Mai 2006.
- [KB⁺06b] S. Knörzer, M.A. Baldauf, T. Fügen und W. Wiesbeck. Channel Characterisation for an OFDM-MISO Train Communications System. In *Proceedings of the 6th International Conference on ITS Telecommunications 2006*, S. 382–385, Chengdu, China, Juni 2006.
- [KB⁺06c] S. Knörzer, M.A. Baldauf, T. Fügen und W. Wiesbeck. Channel Modelling for an OFDM Train Communications System Including Different Antenna Types. In *Proceedings of the IEEE 64th Vehicular Technology Conference*, Montreal, Canada, September 2006. CD-ROM.
- [KB⁺06d] S. Knörzer, M.A. Baldauf, J. Maurer und W. Wiesbeck. OFDM for Multimedia Applications in High-Speed Trains: Channel Model Including Different Antenna Types. In *Proceedings of the 3rd International Workshop on Intelligent Transportation*, S. 77–82, Hamburg, Germany, März 2006.
- [KB⁺07a] S. Knörzer, M.A. Baldauf, T. Fügen und W. Wiesbeck. Channel Analysis for an OFDM-MISO Train Communications System Using Different Antennas. In *Proceedings of the 66th IEEE Vehicular Technology Conference*, Baltimore, MD, USA, Oktober 2007. CD-ROM.
- [KB⁺07b] S. Knörzer, M.A. Baldauf, T. Fügen und W. Wiesbeck. Doppler Spread Reduction by Application of Directive Antennas for an OFDM-MISO Train Communications System. In *Proceedings of the 4th International Workshop on Intelligent Transportation*, S. 143–148, Hamburg, Germany, März 2007.

- [KFW07] S. Knörzer, T. Fügen und W. Wiesbeck. Ray-Tracing for Mobile Communications. *Proceedings of Wave Propagation in Communication, Microwave Systems and Navigation, WFMN 2007, ITG Fachausschuss 7.5 "Wellenausbreitung", Chemnitzer Tagung*, Juli / Dezember 2007. CD-ROM / Online-Publikation unter MONARCH, TU Chemnitz <http://archiv.tu-chemnitz.de/pub/2007/0210>.
- [KGS93] F. K. Keller, W. E. Gettys und M. J. Skove. *Physics: Classical and Modern*. McGraw-Hill, New York, 2. Auflage, 1993.
- [KK98] K.-D. Kammeyer und K. Kroschel. *Digitale Signalverarbeitung*. Teubner, Stuttgart, 4. Auflage, 1998.
- [KK⁺07] P. Klenner, K.-D. Kammeyer, S. Knörzer und W. Wiesbeck. Time- and Frequency-Synchronisation for Spatially Interpolated OFDM. In *Proceedings of the 12th International OFDM-Workshop 2007*, S. 181–185, Hamburg, Germany, August 2007.
- [KK08] A. Kühne und A. Klein. Adaptive MIMO-OFDM Using OSTBC with Imperfect CQI Feedback. In *Proceedings of the International ITG Workshop on Smart Antennas*, S. 82–89, Darmstadt, Germany, Februar 2008.
- [KM⁺05a] S. Knörzer, J. Maurer, S. Vogeler, K.-D. Kammeyer und W. Wiesbeck. Channel Modeling and Characterization for High-Speed Train OFDM Systems. In *COST 273 TD(05)086*, Leuven, Belgium, Juni 2005.
- [KM⁺05b] S. Knörzer, J. Maurer, S. Vogeler, K.-D. Kammeyer und W. Wiesbeck. Channel Modeling for a High-Speed Train OFDM Communication Link Supporting High Data Rates. In *Proceedings of the 5th International Conference on ITS Telecommunications 2005*, S. 333–336, Brest, France, Juni 2005.
- [KP74] R.G. Kouyoumjian und P.H. Pathak. A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface. *Proceedings of the IEEE*, 62(11):1448–1461, November 1974.
- [KR⁺08] S. Knörzer, L. Reichardt, M. Harter, W. Wiesbeck und T. Zwick. Polarization Dependence of Train Communications Channels. In *COST 2100 TD(08)623*, Lille, France, Oktober 2008.
- [Kro07] O. Krohn. Neuland für den ICE. *mobil, Das Magazin der Deutschen Bahn AG*, S. 52–54, November 2007.
- [Kür93] T. Kürner. *Charakterisierung digitaler Funksysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, Juli 1993. Band 3.

- [KW08] S. Knörzer und W. Wiesbeck. Polarization Effects in High-Speed Train Radio Communications Channels. In *Proceedings of the XXIX URSI General Assembly*, Chicago, IL, USA, August 2008. CD-ROM.
- [LC01] Y. Li und L.J. Cimini Jr. Bounds on the Interchannel Interference of OFDM in Time-Varying Impairments. *IEEE Transactions on Communications*, 49(3):401–404, März 2001.
- [Lee82] W.C.Y. Lee. *Mobile Communications Engineering*. McGraw-Hill, New York, 1982.
- [LS06] Y. Li und G.L. Stüber (Hrsg.). *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*. Springer, New York, 2006.
- [Lu03] W. Lu. 4G Mobile Research in Asia. *IEEE Communications Magazine*, 41(3):104–106, März 2003.
- [Lue89] R.J. Luebbers. A Heuristic UTD Slope Diffraction Coefficient for Rough Lossy Wedges. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 37(2):206–211, Februar 1989.
- [Mau05] J. Maurer. *Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, Mai 2005. Band 43.
- [MC⁺07] E. Masson, M. Chennaoui, M. Berbineau und H. Dumortier. Performance of High Data Rate Transmission Scheme Developed for Train Communications. In *Proceedings of the 7th International Conference on ITS Telecommunications*, S. 1–6, Sophia Antipolis, France, Juni 2007.
- [MED08a] MEDAV GmbH. *MEDAV Homepage*. <http://www.medav.de/>, 2008.
- [MED08b] MEDAV GmbH. *RUSK Channel Sounder Homepage*. <http://www.channelsouder.de>, 2008.
- [Mey07] E.M. Meyer zu Hörste. Use of Broadband Communication for Information and Control Purposes in Railways. In *Proceedings of the 7th International Conference on ITS Telecommunications*, S. 1–3, Sophia Antipolis, France, Juni 2007.
- [MF⁺06] J. Maurer, T. Fügen, S. Knörzer und W. Wiesbeck. A Ray-Optical Approach to Model the Inter-Vehicle Transmission Channel. *Frequenz, Journal of RF-Engineering and Telecommunications*, 60(5–6):95–98, Mai/Juni 2006.
- [MG96] T. Magasa und M.K. Gurcan. A Short Range Train Communication Architecture. In *Proceedings of the 46th IEEE Vehicular Technology Conference*, Band 3, S. 1594–1598, Atlanta, GA, USA, April-Mai 1996.

- [MKW05] J. Maurer, S. Knörzer und W. Wiesbeck. Ray Tracing in Rich Scattering Environments for Mobile-to-Mobile Links. In *Proceedings of the 9th International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, S. 1073–1076, Turin, Italy, September 2005.
- [MPR83] H. Meinel, A. Plattner und G. Reinhold. A 40 GHz Railway Communication System. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1(4):615–622, September 1983.
- [ND03] W.T. Ng und V.K. Dubey. Effect of Employing Directional Antennas on Mobile OFDM System With Time-Varying Channel. *IEEE Communications Letters*, 7(4):165–167, April 2003.
- [NN⁺04] T. Nakata, Y. Noguchi, Y. Suda, K. Okanoue und S. Yamazaki. BBRide - Broadband Internet Access Onboard Rapid Transportation. In *Proceedings of the 7th International Symposium on WPMC 2004*, S. 92–96, Abano Terme, Italy, September 2004.
- [NV99] O. Nørklit und R.G. Vaughan. Angular Partitioning to Yield Equal Doppler Contributions. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 48(5):1437–1442, September 1999.
- [Par92] J.D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Pentech Press, London, 1992.
- [Pät02] M. Pätzold. *Mobile Fading Channels*. John Wiley & Sons, Ltd., Chichester, West Sussex, 2002.
- [Phi03] G.M. Phillips. *Interpolation and Approximation by Polynomials*. Springer, New York, 2003.
- [PR80] A. Peled und A. Ruiz. Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Band 5, S. 964–967, Denver, CO, USA, April 1980.
- [RA⁺02] T.S. Rappaport, A. Annamalai, R.M. Buehrer und W.H. Tranter. Wireless Communications: Past Events and a Future Perspective. *IEEE Communications Magazine*, 40(5):148–161, Mai 2002.
- [RB⁺06] A. Roos, N. Bayer, D. Sivchenko, P. Behbahani, M. Flegl, S. Wieland, J. Habermann, V. Rakocevic, B. Xu, G. Zimmermann und G. Kadel. Broadband Wireless Internet Access in Public Transportation. In *Proceedings of the VDE Congress*, S. 65–70, Dresden, Germany, Mai 2006.
- [RC⁺04] P. Rodriguez, R. Chakravorty, Julian Chesterfield, Ian Pratt und Suman Banerjee. MAR: a Commuter Router Infrastructure for the Mobile Internet. In *Proceedings of the 2nd International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services*, S. 217–230, Boston, MA, USA, Juni 2004.

- [Rie01] D. Riechers. *ICE - Neue Züge für Deutschlands Schnellverkehr*. transpress Verlag, Stuttgart, 2001.
- [RK99] P. Robertson und S. Kaiser. The Effects of Doppler Spreads in OFDM(A) Mobile Radio Systems. In *Proceedings of the 50th IEEE Vehicular Technology Conference*, Band 1, S. 329–333, Amsterdam, Netherlands, September 1999.
- [Sch98] R. Schneider. *Modellierung der Wellenausbreitung für ein bildgebendes Kfz-Radar*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, 1998.
- [Sch02] W. Schiemann. *Schienenverkehrstechnik - Grundlagen der Gleistrassierung*. Teubner, Stuttgart, 2002.
- [Sch03] T.M. Schäfer. *Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, Juni 2003. Band 38.
- [SGW07] G.M. Shafiullah, A. Gyasi-Agyei und P. Wolfs. Survey of Wireless Communications Applications in the Railway Industry. In *Proceedings of the 2nd International Conference on Wireless Broadband and Ultra Wideband Communications*, S. 65–65, Sydney, Australia, August 2007.
- [SM⁺96] K. Sato, T. Manabe, J. Polivka, T. Ihara, Y. Kasashima und K. Yamaki. Measurement of the Complex Refractive Index of Concrete at 57.5 GHz. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(1):35–40, Januar 1996.
- [Stt06] N.A. Sttar. Ray-Tracing Simulations of a Realistic High-Speed Train Environment Including an Algorithm for Curved Tracks. Studienarbeit, Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), Oktober 2006.
- [T-M08] T-Mobile Deutschland GmbH. *T-Mobile Homepage*. <http://www.t-mobile.de/>, 2008.
- [TT03] T. Taga und T. Tanaka. Delay Spread Reduction Effect of Beam Antenna and Adaptively Controlled Beam Facing Access System in Urban Line-of-Sight Street Microcells. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 52(4):761–771, Juli 2003.
- [UD89] F.T. Ulaby und M.C. Dobson. *Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain*. Artech House, Boston, 1989.
- [Uhl94] M. Uhlirz. Concept of a GSM-based Communication System for High-Speed Trains. *IEEE 44th Vehicular Technology Conference*, S. 1130–1134, June 1994.

- [vH95] A. von Hippel (Hrsg.). *Dielectric materials and applications*. Artech House, Boston, 2. Auflage, 1995.
- [vNP00] R. van Nee und R. Prasad. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House, Boston, 2000.
- [Vog06] S.O. Vogeler. *Verfahren zur Kompensation von Doppler-Einflüssen in Mehrträger-Übertragungssystemen*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Arbeitsbereich Nachrichtentechnik der Universität Bremen, Shaker Verlag, Juli 2006. Band 14.
- [WAS02] B. Walke, M.P. Althoff und P. Seidenberg. *UMTS - Ein Kurs*. Schlembach Fachverlag, Weil der Stadt, 2. Auflage, 2002.
- [WE71] S.B. Weinstein und P.M. Ebert. Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. *IEEE Transactions on Communications*, 19(5):628–634, Oktober 1971.
- [WK07] W. Wiesbeck und S. Knörzer. Characteristics of the Mobile Channel for High Velocities. In *Proceedings of the 10th International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, S. 116–120, Turin, Italy, September 2007.
- [WS94] W.T. Webb und R.D. Shenton. Pan-European Railway Communications: Where PMR and Cellular Meet. *Electronics & Communication Engineering Journal*, 6(4):195–202, August 1994.
- [WW05] C. Waldschmidt und W. Wiesbeck. *Lecture Notes for Smart Antennas*. Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), Karlsruhe, 2005.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Sandra Knörzer
Geburtsort	Heidelberg
Staatsangehörigkeit	deutsch
Familienstand	ledig

Schulbildung

1996	Allgemeine Hochschulreife, St. Raphael-Gymnasium Heidelberg
------	--

Studium und Berufsweg

1996 - 2002	Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der Universität Karlsruhe (TH), Studienrichtung: "Hochfrequenztechnik"
2001	Fachpraktikum am Institute for Telecommunications Research in Adelaide, Australien
2002	Diplom in Elektrotechnik und Informationstechnik an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität Karlsruhe (TH)
seit 2003	Wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (ehemaliges Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik) Mitarbeit in Forschung und Lehre Forschungsschwerpunkte: Kommunikation und Wellenausbreitung



Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Derzeitige Kommunikationssysteme ermöglichen dem Nutzer entweder eine hohe Mobilität oder eine hohe Datenrate. Für zukünftige drahtlose Kommunikationssysteme bei Hochgeschwindigkeitszügen ist es eine technische Herausforderung, die hohe Zeitvarianz des Funkkanals mit einer hohen Datenrate zu vereinen. In diesem Buch wird ein derartiges drahtloses OFDM-Kommunikationssystem für Hochgeschwindigkeitszüge umfassend analysiert, der Funkkanal modelliert und das erstellte Modell durch Messungen verifiziert. Mit Hilfe des Kanalmodells können drahtlose Zugkommunikationssysteme in optimaler Weise ausgelegt werden. Aus der Untersuchung der Einflüsse von Polarisierung, Umgebung, Frequenz und Antennencharakteristik werden richtungsweisende Regeln für die Auslegung solcher Systeme abgeleitet. Schließlich wird ein effizientes OFDM-System mit entsprechend optimierten Parametern vorgeschlagen.

Sandra Knörzer vollendete 2002 ihr Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der Universität Karlsruhe (TH) mit dem Diplom. Seit 2003 arbeitet sie als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik im Bereich Wellenausbreitung und Kommunikation. Der Schwerpunkt ihrer Forschungsarbeit liegt auf der Funkkanalmodellierung für Hochgeschwindigkeitszüge.

ISSN: 1868-4696

ISBN: 978-3-86644-361-7

www.uvka.de