



Forschungsberichte
aus
dem Institut
für Höchstfrequenztechnik
und Elektronik (IHE)
der
Universität Karlsruhe (TH)

Herausgeber:
Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. W. Wiesbeck

Jürgen Maurer

**Strahlenoptisches Kanalmodell
für die Fahrzeug-Fahrzeug-
Funkkommunikation**

Band 43

Copyright: Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE),
Universität Karlsruhe (TH), Juli 2005
alle Rechte vorbehalten

Druck: Offsetdruckerei Gunter Dünnbier, 02779 Großschönau,
Tel. 035841-36757

ISSN: 0942-2935

Vorwort des Herausgebers

Die digitalen Kommunikationssysteme, welche in den letzten drei Jahrzehnten eingeführt wurden, haben unser Leben grundlegend verändert. Sie ermöglichen eine erhöhte Mobilität und Erreichbarkeit und sind inzwischen durch ihre Vielfalt an die unterschiedlichsten Aufgabenstellungen für Audio-, Daten- und Videoübertragung angepasst. Bei genauem Hinsehen stellt man fest, es gibt sehr erfolgreiche Systeme und weniger erfolgreiche Systeme. Die Gründe sind vielfältig. Sie liegen vorrangig in der Akzeptanz durch den Endnutzer. Diese Akzeptanz wird einerseits durch den Bedarf, aber andererseits auch durch die Werbung sehr stark beeinflusst. In der Regel wird bei diesen Aspekten die Funktionalität der Systeme in den Hintergrund gedrängt. Sie wird vorausgesetzt und dabei wird übersehen, dass gerade in der Funktionalität der Systeme in den vergangenen Jahren sehr große Unterschiede lagen. Ein mobiles Kommunikationssystem, welches es nicht erlaubt, dass es im Fahrzeug bei 120 km/h oder im Zug bei 240 km/h genutzt wird, wird a priori nur mäßigen Erfolg haben. Die Probleme liegen zumeist in der Luftschnittstelle, welche die physikalischen Eigenschaften des Übertragungskanals nicht ausreichend berücksichtigt und implementiert hat. Die vorliegende Dissertation von Herrn Maurer beschäftigt sich mit eben diesem Übertragungskanal. Erstmals werden hierin für die Mobil-zu-Mobil-Kommunikation alle relevanten Parameter der Übertragung bestimmt. Sie erlauben es, bei der Spezifikation von neuen Kommunikationssystemen die Kanaleigenschaften entsprechend zu berücksichtigen und damit die grundlegende Voraussetzung für den Markterfolg von neuen Systemen zu schaffen.

Ich wünsche der Dissertation von Herrn Maurer eine weite Verbreitung und insbesondere auch die Berücksichtigung der Erkenntnisse bei der Spezifikation zukünftiger Kommunikationssysteme.

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

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

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

- Band 1 Daniel Kähny
Modellierung und meßtechnische Verifikation polarimetrischer, mono- und bistatischer Radarsignaturen und deren Klassifizierung
- Band 2 Eberhardt Heidrich
Theoretische und experimentelle Charakterisierung der polarimetrischen Strahlungs- und Streueigenschaften von Antennen
- Band 3 Thomas Kürner
Charakterisierung digitaler Funksysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell
- Band 4 Jürgen Kehrbeck
Mikrowellen-Doppler-Sensor zur Geschwindigkeits- und Wegmessung - System-Modellierung und Verifikation
- Band 5 Christian Bornkessel
Analyse und Optimierung der elektrodynamischen Eigenschaften von EMV-Absorberkammern durch numerische Feldberechnung
- Band 6 Rainer Speck
Hochempfindliche Impedanzmessungen an Supraleiter / Festelektrolyt-Kontakten
- Band 7 Edward Pillai
Derivation of Equivalent Circuits for Multilayer PCB and Chip Package Discontinuities Using Full Wave Models
- Band 8 Dieter J. Cichon
Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen
- Band 9 Gerd Gottwald
Numerische Analyse konformer Streifenleitungsantennen in mehrlagigen Zylindern mittels der Spektralbereichsmethode
- Band 10 Norbert Geng
Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in Funksystemen durch Lösung der parabolischen Approximation der Helmholtz-Gleichung

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

- Band 11 Torsten C. Becker
Verfahren und Kriterien zur Planung von Gleichwellennetzen für den Digitalen Hörrundfunk DAB (Digital Audio Broadcasting)
- Band 12 Friedhelm Rostan
Dual polarisierte Microstrip-Patch-Arrays für zukünftige satellitengestützte SAR-Systeme
- Band 13 Marcus Demmler
Vektorkorrigiertes Großsignal-Meßsystem zur nichtlinearen Charakterisierung von Mikrowellentransistoren
- Band 14 Andreas Froese
Elektrochemisches Phasengrenzverhalten von Supraleitern
- Band 15 Jürgen v. Hagen
Wide Band Electromagnetic Aperture Coupling to a Cavity: An Integral Representation Based Model
- Band 16 Ralf Pötzschke
Nanostrukturierung von Festkörperflächen durch elektrochemische Metallphasenbildung
- Band 17 Jean Parlebas
Numerische Berechnung mehrlagiger dualer planarer Antennen mit koplanarer Speisung
- Band 18 Frank Demmerle
Bikonische Antenne mit mehrmodiger Anregung für den räumlichen Mehrfachzugriff (SDMA)
- Band 19 Eckard Steiger
Modellierung der Ausbreitung in extrakorporalen Therapien eingesetzter Ultraschallimpulse hoher Intensität
- Band 20 Frederik Küchen
Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang
- Band 21 Klaus Schmitt
Dreidimensionale, interferometrische Radarverfahren im Nahbereich und ihre meßtechnische Verifikation

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH)**

- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck
Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für den digitalen terrestrischen Rundfunk
- Band 23 Thomas Zwick
Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäudefunkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse
- Band 24 Dirk Didascalou
Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels
- Band 25 Hans Rudolf
Increase of Information by Polarimetric Radar Systems
- Band 26 Martin Döttling
Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und Systemstudien für den Satellitenmobilfunk
- Band 27 Jens Haala
Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsistenter finiter Integrationsverfahren
- Band 28 Eberhard Gschwendtner
Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge
- Band 29 Dietmar Löffler
Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für den Einsatz in Kommunikation und Sensorik
- Band 30 Xuemin Huang
Automatic Cell Planning for Mobile Network Design: Optimization Models and Algorithms
- Band 31 Martin Fritzsche
Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion von Landminen mit Georadaren
- Band 32 Siegfried Ginter
Selbstkonsistente Modellierung der Erhitzung von biologischem Gewebe durch hochintensiven Ultraschall
- Band 33 Young Jin Park
Applications of Photonic Bandgap Structures with Arbitrary Surface Impedance to Luneburg Lenses for Automotive Radar

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH)**

- Band 34 Alexander Herschlein
Entwicklung numerischer Verfahren zur Feldberechnung konformer Antennen auf Oberflächen höherer Ordnung
- Band 35 Ralph Schertlen
Mikrowellenprozessierung nanotechnologischer Strukturen am Beispiel von Zeolithen
- Band 36 Jürgen von Hagen
Numerical Algorithms for the Solution of Linear Systems of Equations Arising in Computational Electromagnetics
- Band 37 Ying Zhang
Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas
- Band 38 Thomas M. Schäfer
Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken
- Band 39 Christian Fischer
Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden
- Band 40 Yan C. Venot
Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems bei 76,5 GHz
- Band 41 Christian Waldschmidt
Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays
- Band 42 Marwan Younis
Digital Beam-Forming for high Resolution Wide Swath Real and Synthetic Aperture Radar
- Band 43 Jürgen Maurer
Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation

Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

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

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Jürgen Maurer
aus Mannheim-Neckarau

Tag der mündlichen Prüfung:

23. Mai 2005

Hauptreferent:

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

Korreferenten:

Prof. Dr.-Ing. habil. Norbert Geng

Prof. Dr.-Ing. habil. Reiner S. Thomä

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Fridericiana zu Karlsruhe. Mein erster Dank gilt daher Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Werner Wiesbeck, dem Leiter des Instituts, der als Hauptreferent durch sein außerordentliches Engagement wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat. Weiter bedanke ich mich bei Prof. Dr.-Ing. habil. Norbert Geng und Prof. Dr.-Ing. habil. Reiner S. Thomä für die Übernahme des Korreferats und die fachliche Unterstützung. Besonders verbunden bin ich Frau Nicole Oppermann und den Herren Dipl.-Ing. Thomas Fügen, Dipl.-Ing. Torsten Kayser und Dr.-Ing. Thomas Schäfer für die kritische Durchsicht meines Manuskripts.

Ferner danke ich allen Angestellten des Instituts, den Sekretärinnen, den Mitarbeitern in der Technik, der Werkstatt und insbesondere meinen lieben Kollegen aus Zimmer 3.28 für das außerordentlich gute Arbeitsklima und die Unterstützung, die sie mir während meiner Zeit am IHE zuteil werden ließen. Ein herzliches Dankeschön geht auch an die zahlreichen Studenten, die im Rahmen von Studien- und Diplomarbeiten an der Aufgabenstellung mitgearbeitet haben.

Weiterer Dank gilt den Kollegen des Fachgebiets Elektronische Messtechnik der Technischen Universität Ilmenau und der Firma MEADV aus Uttenreuth für die Bereitstellung von Messgeräten und die tatkräftige Unterstützung bei zahlreichen Messkampagnen.

Nicht zuletzt will ich mich ganz herzlich bei meinen Eltern für den immerwährenden Rückhalt bedanken, ohne den diese Dissertation kaum entstanden wäre.

Karlsruhe, im Juli 2005

Jürgen Maurer

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation und Umfeld der Arbeit	1
1.2	Aufgabenstellung	6
1.3	Allgemeine Ansätze zur Funkkanalmodellierung	7
1.4	Stand der Forschung im Bereich Modellierung des Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkanals	11
1.5	Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit	13
2	Modellierung der Fahrzeugdynamik	15
2.1	Ansätze zur Straßenverkehrsmodellierung	15
2.2	Das erweiterte <i>Wiedemann</i> Verkehrsmodell	17
2.2.1	Einspuriger Straßenverkehr	17
2.2.2	Erzeugung von Fahrer-Fahrzeug Einheiten	20
2.2.3	Mehrspuriger Verkehr	23
2.3	Modellierung der Fahrzeugkarosserie	25
2.4	Simulationsergebnisse	26
2.5	Bestimmung von Sender- und Empfängerfahrzeug	29
2.6	Zusammenfassung	30
3	Modellierung der straßennahen Umgebung	31
3.1	Modellansatz	31
3.1.1	Modellierung der Fahrbahn	33
3.1.2	Modellierung der fahrbahnnahen Objekte	35
3.2	Typische Realisierungen der relevanten Umgebungsklassen	39
3.3	Zusammenfassung	40
4	Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung	41
4.1	Grundlagen der Geometrischen Optik	41
4.1.1	Theoretische Grundlagen der Wellenausbreitung	43
4.1.2	Formale Beschreibung der geometrischen Optik	45
4.2	Beschreibung der Sende- und Empfangsantenne	50
4.3	Wellenausbreitungsphänomene	52
4.3.1	Freiraumausbreitung und Dämpfung	53
4.3.2	Reflexion	53
4.3.2.1	Schwach raue Oberflächen	56

4.3.2	Reflexion an geschichteten Medien	56
4.3.3	Beugung	57
4.3.3.1	Beugungskoeffizienten zweiter Ordnung	63
4.3.4	Streuung an Vegetation	64
4.3.4.1	Geometrische Annahmen für die Streuung an Bäumen	65
4.3.4.2	Ermittlung des gestreuten Feldes	67
4.4	Bestimmung relevanter Ausbreitungspfade	73
4.4.1	Geometrie der Objektoberflächen	74
4.4.2	Bestimmung von reinen Reflexionspfaden	75
4.4.2.1	Grundprinzip der Spiegelungsmethode	75
4.4.2.2	Optimierung der Spiegelungsmethode	77
4.4.3	Bestimmung von reinen Beugungspfaden	83
4.4.4	Gemischte Pfade	86
4.5	Beispielergebnisse der Pfadsuche	87
4.6	Zusammenfassung	89
5	Systemtheoretische Beschreibung des Funkkanals	91
5.1	Formale Beschreibung der Mehrwegeausbreitung	92
5.2	Charakteristische Kenngrößen und Kennfunktionen des Funkkanals	96
5.2.1	Charakterisierung des zeitvarianten Kanalverhaltens	97
5.2.1.1	Langsamer und schneller Schwund	97
5.2.1.2	Zeitliche Korrelationsfunktion und Doppler- Spektrum	99
5.2.2	Charakterisierung des frequenzselektiven Kanalverhaltens .	101
5.3	Behandlung von zeitdiskreten Kanälen	103
5.3.1	Abschätzung der notwendigen Abtastfrequenz	103
5.3.2	Verkürzung der Simulationszeit durch Interpolation der Pfadparameter	108
5.4	Zusammenfassung	113
6	Verifikation des Funkkanalmodells	115
6.1	Aufbau des Messsystems	115
6.2	Vergleich von Messung und Simulation	118
6.2.1	Urbanes Szenario	118
6.2.1.1	Schmalbandige Analyse	120
6.2.1.2	Breitbandige Analyse	127
6.2.2	Autobahnszenario	131
6.2.2.1	Einfluss der nassen Fahrbahn auf die Bodenreflexion	133
6.2.2.2	Schmalbandige Analyse	135
6.2.2.3	Breitbandige Analyse	139
6.3	Zusammenfassung	145

7	Systemsimulationen auf Link-Ebene basierend auf dem IEEE802.11a WLAN-Standard	147
7.1	Der IEEE802.11a WLAN-Standard	147
7.2	Das Systemmodell	149
7.2.1	Sender	151
7.2.2	Übertragungskanal	151
7.2.3	Empfänger	153
7.3	Simulationsergebnisse für verschiedene Verkehrsszenarien	153
7.3.1	Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation	155
7.3.2	Kommunikation zwischen Fahrzeug und Zugangsknoten	159
7.3.3	Abschätzung der Systemreichweite bei Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger	162
7.4	Zusammenfassung	164
8	Zusammenfassung	167
	Anhang	171
A.1	Charakteristische Kenngrößen des Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkanals	171
A.2	Doppler-Spektren für verschiedene Antennenpositionen und Sichtverhältnisse	174
A.3	Materialparameter	180
A.4	Verkehrs- und Umgebungsparameter	180
A.4.1	Abmessung der implementierten Fahrzeugmodelle	180
A.4.2	Verkehrsparameter	181
A.4.3	Wahrscheinlichkeitsverteilung und Abmessung der Umgebungsobjekte	182
A.5	Parameter der Messantenne	184
	Literaturverzeichnis	185

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Symbole

In dieser Arbeit wird für reelle und komplexe Größen dieselbe Schreibweise verwendet. Auf rein reelle Größen wird im Text hingewiesen.

Abkürzungen

Kursive Abkürzungen werden auch als Variablennamen verwendet.

ACC	<i>Adaptive Cruise Control</i>
A/D	analog-digital
AFD	mittlere Schwunddauer (engl. <i>average fade duration</i>)
AGC	<i>Automatic Gain Control</i>
AKF	Autokorrelationsfunktion
ASTM	<i>American Society for Testing and Materials</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> (bezeichnet einen weißen Gauß'schen Rauschkanal)
<i>BER</i>	Bitfehlerrate bzw. Bitfehlerwahrscheinlichkeit (engl. <i>bit error rate</i>)
BPSK	binäre Phasenumtastung (engl. <i>binary phase shift keying</i>)
BSC	<i>Binary Symmetric Channel</i>
D/A	digital-analog
DC	Gleichstrom (engl. <i>direct current</i>)
DSRC	<i>Dedicated Short-Range Communications</i>
CDF	kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung (engl. <i>cumulative distribution function</i>)
COST	<i>European Co-operation in the Field of Scientific and Technical Research</i>
DCM	<i>Directional Channel Model</i>

DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DOA	Empfangsrichtung eines Pfades (engl. <i>direction of arrival</i>)
DOD	Senderichtung eines Pfades (engl. <i>direction of departure</i>)
DynAPS	<i>Dynamic Auto Pilot System</i>
DRIVE	<i>Dedicated Road Infrastructure for Vehicle Safety in Europe</i>
ESPRIT	<i>Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FCD	<i>Floating Car Data</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIR-Filter	<i>Finite Impulse Response Filter</i>
Fzg	Fahrzeuge
GO	geometrische Optik (engl. <i>geometrical optics</i>)
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HF	Hochfrequenz
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
ISB	Einfallsschattengrenze (engl. <i>incident shadow boundary</i>)
ISM-Band	<i>Industrial, Scientific and Medical Band</i>
ITS	<i>Intelligent Transportation Systems</i>
Kfz	Kraftfahrzeug
LCR	Pegelunterschreitungsrate (engl. <i>level crossing rate</i>)
Lkw	Lastkraftwagen
LOS	Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger (engl. <i>line of sight</i>)
MAI	<i>Multiple Access Interference</i>
MANet	mobiles ad-hoc Netzwerk (engl. <i>mobile ad-hoc network</i>)
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>
NIBS	<i>Normal Incidence Back Scatter</i>
NLOS	keine Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger (engl. <i>non line of sight</i>)

OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PCHIP	<i>Piecewise Cubic Hermite Interpolating Polynomial</i>
PEC	idealer elektrischer Leiter (engl. <i>perfect electric conductor</i>)
<i>PER</i>	Paketfehlerrate bzw. Paketfehlerwahrscheinlichkeit (engl. <i>packet error rate</i>)
PHY	<i>Physical Layer</i>
Plkw	Personenkraftwagen
PROMETHEUS	<i>Programme for a European Traffic with Highest Efficiency and Unprecedented Safety</i>
QPSK	Quadraturphasenumtastung (engl. <i>quadrature phase shift keying</i>)
QAM	Quadraturamplitudenmodulation (engl. <i>quadrature amplitude modulation</i>)
RCS	Radarstreuquerschnitt (engl. <i>radar cross section</i>)
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RQ	Regelquerschnitt
RSB	Reflexionsschattengrenze (engl. <i>reflection shadow boundary</i>)
SAGE	<i>Space-Alternating Generalized Expectation Maximization</i>
<i>SNR</i>	Signal-zu-Rausch-Verhältnis (engl. <i>signal-to-noise ratio</i>)
TEM	transversal elektromagnetisch
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
UTD	<i>Uniform Geometrical Theory of Diffraction</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
ZF	Zwischenfrequenz

Konstanten

c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum: 299792458 m/s
e	Eulersche Zahl: 2,71828...
k	Boltzmann-Konstante: $1,38065 \dots \cdot 10^{-23}$ J/K
Z_{F0}	Wellenwiderstand im Vakuum: $Z_{F0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377 \Omega$
ϵ_0	Permittivitätskonstante des Vakuums: 8,85418... $\cdot 10^{-12}$ As/(Vm)
μ_0	Permeabilitätskonstante des Vakuums: $4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/(Am)
π	Kreiszahl Pi: 3,14159...

Lateinische Symbole und Variablen

Kleinbuchstaben

$c(\tau_{j,\text{rel}}, t)$	Filterkoeffizienten (<i>Tap</i> -Gewichte) des <i>Tapped-Delay-Line</i> Modells
$d_{\text{h,s}}$	UTD-Beugungskoeffizienten zweiter Ordnung für <i>hard</i> - und <i>soft</i> -Polarisation
d_{O}	Abstand eines Umgebungsobjektes zur Straße
d_n	Dicke der n -ten Schicht bei geschichteten Medien
\vec{e}_{AB}	Beugungskantenvektor ($\vec{x}_{\text{B}} - \vec{x}_{\text{A}}$)
\vec{e}_k	Einheitsvektor des Wellenzahlvektors \vec{k}
\vec{e}_n^i	Einheitsvektor der Flächennormalen der kantenbezogenen Einfallsebene
$\vec{e}_s, \vec{e}_\theta, \vec{e}_\psi$	Einheits-Basisvektoren in Kugelkoordinaten
\vec{e}_t	Einheitsvektor der Kantentangente
Δf	Frequenzabstand
Δf_{U}	Unterträgerabstand bei einem OFDM-System
f	Frequenz
f_0	Träger- bzw. Mittenfrequenz
f_c	beliebige feste Frequenz
f_{D}	Doppler-Verschiebung bzw. -Frequenz
$\overline{f_{\text{D}}}$	mittlere Doppler-Verschiebung (engl. <i>mean Doppler</i>)
$f_{\text{D,max}}$	Maximaler Betrag der Doppler-Verschiebung im Funkkanal
$f_{\text{D},n}$	Doppler-Verschiebung eines Mehrwegepfades
f_{HF}	Trägerfrequenz
f_{N}	Nyquist-Frequenz
f_s	Abtastfrequenz
h_{O}	Höhe eines Umgebungsobjektes
h_{O}^{B}	Bodenfreiheit eines Umgebungsobjektes
$h(\tau, t)$	zeitvariante Kanalimpulsantwort
$h^{\text{TP}}(\tau, t)$	zeitvariante äquivalente Tiefpass-Kanalimpulsantwort
$h_{\text{F}}^{\text{TP}}(\tau)$	äquivalente Tiefpass-Impulsantwort eines Filters

k	Wellenzahl
\vec{k}	Wellenzahlvektor
l_{dA}	Kantenlänge eines Flächenelements dA
l_O	Ausdehnung (Länge) eines Umgebungsobjektes
$l(t)$	zeitvarianter langsamer Schwund
n	Brechungsindex
\vec{n}	Flächennormalenvektor
\vec{r}	Ortsvektor
$r_{HH}^f(\Delta f, t)$	zeitvariante Frequenz-Autokorrelationsfunktion des Funkkanals
$r_{HH}^t(\Delta t)$	zeitliche Autokorrelationsfunktion des Funkkanals
s	Entfernung Referenzpunkt–Beobachtungspunkt bzw. Q_r- , Q_d- oder Q_s- –Beobachtungspunkt, Koordinate im lokalen strahlbasierten System, Radius im Kugelkoordinatensystem
\vec{s}	Richtungvektor eines Strahls
s'	Entfernung Quellpunkt– Q_r , $-Q_d$ oder $-Q_s$
$s_c(t)$	komplexer zeitvarianter schneller Schwund
$s(t)$	zeitvarianter schneller Schwund
$s^{\text{TP}}(\tau, f_D)$	Doppler-aufgelöste Tiefpass-Kanalimpulsantwort
Δt	zeitlicher Abstand zweier Fahrzeuge, Zeitverschiebung bei zeitlicher Autokorrelationsfunktion
t	Zeit, unabhängige Variable bei der Beugungspunktbestimmung
t'	Ersatzvariable für $t - t_0$
t_0	beliebiger fester Zeitpunkt
t_O	Tiefe eines Umgebungsobjektes
Δv	Relativgeschwindigkeit von zwei Fahrzeugen
v	Geschwindigkeit
v_m	momentane Geschwindigkeit
\vec{v}^{O_j}	Geschwindigkeitsvektor eines Objekts j
$\vec{v}^{\text{T,R}}$	Geschwindigkeitsvektor des Senders bzw. Empfängers
v_W	Wunschgeschwindigkeit
Δx	Abstand zwischen zwei Fahrzeugen Abstand von Stoßstange zu Stoßstange

$\vec{x}_{A,B}$	Ortsvektoren der Endpunkte A und B einer Beugungskante
\vec{x}_{Q_d}	Ortsvektor des Beugungspunkts Q_d
$\vec{x}_{T,R}$	Ortsvektor des Senderpunktes T bzw. Empfängerpunktes R

Großbuchstaben

dA	Flächenelement
dA_{0,s,ρ_1,ρ_2}	Querschnitt einer Strahlröhre bei $s = 0, s, \rho_1, \rho_2$
A	Endpunkt einer Beugungskante
$A_n(t)$	skalärer Übertragungskoeffizient eines Mehrwegepfades
A_x	vom Fahrer gewünschter Minimalabstand zum vorausfahrenden Fahrzeug
B	Endpunkt einer Beugungskante
B	Bandbreite
B_D	Doppler-Bandbreite
$B_{\text{coh}}(t)$	zeitvariante Kohärenzbandbreite des Funkkanals (engl. <i>coherence bandwidth</i>)
B_M	Messbandbreite
B_{MS}	Breite des Mittelstreifens einer Straße
B_{RS}	Breite des Seitenstreifens einer Straße
B_S	Systembandbreite
B_{Sp}	Breite einer Fahrspur
B_x	vom Fahrer gewünschter minimaler Folgeabstand zum vorausfahrenden Fahrzeug
\vec{C}	komplexe vektorielle Fernfeldrichtcharakteristik einer Antenne
$CL_{\Delta v}$	Wahrnehmungsschwelle für kleine Relativgeschwindigkeiten bei kleinen, abnehmenden Abständen
$\vec{C}_{T,R}$	komplexe vektorielle Fernfeldrichtcharakteristik einer Sende- bzw. Empfangsantenne
D	maximale geometrische Ausdehnung einer Antenne, Richtfaktor (<i>Directivity</i>) einer Antenne, Dämpfung
$D_{0,n}^{\text{ISB,RSB}}$	UTD-Beugungskoeffizienten der 0- und n-Flanke für die beiden Schattengrenzen ISB und RSB
D_F	mittlere Funkfelddämpfung
D_{F0}	Freiraumdämpfung

D_{Fzg}	Verkehrsbelastung auf einer Fahrspur
$D_{h,s}$	UTD-Beugungskoeffizient erster Ordnung für <i>hard</i> - und <i>soft</i> -Polatisation
E	komplexe Amplitude der elektrischen Feldstärke
\vec{E}	komplexe vektorielle Amplitude der elektrischen Feldstärke
E_{int}	Interpolationsfehler
$\vec{E}_n(\vec{r})$	n -ter ortsabhängiger vektorieller Koeffizient der elektrischen Feldstärke in der Luneberg-Kline Reihenentwicklung
$\vec{E}(\vec{r}, t, f_c)$	orts- und zeitabhängiger reeller Vektor der elektrischen Feldstärke für eine feste Frequenz f_c
\vec{E}_R	komplexe vektorielle Amplitude der elektrischen Feldstärke beim Empfänger
E_{sim}	Abweichung zwischen gemessener und simulierter mittlerer Funkfelddämpfung
\vec{E}_T	komplexe vektorielle Amplitude der elektrischen Feldstärke im Fernfeld einer Sendeantenne
$F(a)$	kumulative Wahrscheinlichkeit des Pegels a
F_{int}	Interpolationsfaktor
G	Gewinn einer Antenne
H	komplexe Amplitude der magnetischen Feldstärke
\vec{H}	komplexe vektorielle Amplitude der magnetischen Feldstärke
$\vec{H}_n(\vec{r})$	n -ter ortsabhängiger vektorieller Koeffizient der magnetischen Feldstärke in der Luneberg-Kline Reihenentwicklung
$\vec{H}(\vec{r}, t, f_c)$	reeller orts- und zeitabhängiger Vektor der magnetischen Feldstärke für eine feste Frequenz f_c
$H(f, t)$	zeitvariante Bandpass-Übertragungsfunktion des Funkkanals
$H^{\text{TP}}(t)$	schmalbandiger Übertragungsfaktor des Funkkanals
$H_{\text{D}}^{\text{TP}}(f_{\text{D}})$	Fouriertransformierte des Übertragungsfaktors $H^{\text{TP}}(t)$
$H^{\text{TP}}(\nu, t)$	zeitvariante äquivalente Tiefpass-Übertragungsfunktion des Funkkanals
K	Proportionalitätsfaktor im Lambert'schen Cosinusgesetz bzw. K-Faktor der Rice-Verteilung
ΔL_{max}	theoretisch maximal auftretender Weglängenunterschied zweier benachbarter Streupfade

L	Korrekturfaktor bei der Berechnung der Beugungskoeffizienten
L_{geom}	geometrische Weglänge eines Strahls
L_{opt}	optische Weglänge eines Strahls
L_{res}	auflösbarer Weglängenunterschied zweier Mehrwegepfade
N_{B}	Anzahl der Bits pro übertragenem Datensymbol
$N_{\text{E},i}$	Anzahl der Diskretisierungselemente einer Begrenzungsfläche i eines Baums
N_{FFT}	FFT-Länge
N_{G}	Anzahl der Abtastwerte im Guardintervall
N_{nutz}	Anzahl der Nutzbits pro <i>Frame</i>
N_{PL}	Anzahl der OFDM-Nutzsymbole pro <i>Frame</i> (Paketlänge)
N_{Sp}	Anzahl der Fahrspuren einer Straße
$N(t)$	zeitvariante Anzahl der Mehrwegepfade
N_{Tr}	Anzahl der Nutzträger
$N_{\text{u}}(a)$	Anzahl der Unterschreitungen des Pegels a eines Signals
$OP_{\Delta v}$	Wahrnehmungsschwelle für kleine Relativgeschwindigkeiten bei kleinen, zunehmenden Abständen
P	Beobachtungspunkt
P_{c}	Gesamtleistung der Filterkoeffizienten des <i>Tapped-Delay-Line</i> Modells
P_{i}	die auf ein Flächenelement dA einfallende Leistung
P_{R}	verfügbare Empfangsleistung
P_{s}	gestreute Leistung
P_{t}	von einem Strahl transportierte Leistung, in ein Objekt transmittierte Leistung
P_{therm}	Leistung des thermischen Grundrauschens
P_{T}	Sendeleistung
$P(\tau, t)$	zeitvariantes Leistungsverzögerungsspektrum des Kanals
$Q_{\text{r,d,s}}$	Reflexions-, Beugungs- und Streupunkt
R	Empfängerpunkt
$R(a)$	Unterschreitungsrate des Pegels a eines Signals
R_{C}	Coderate
$R_{0,n}^{\text{h,s}}$	Fresnel-Reflexionsfaktoren der 0- und n-Flanke für <i>hard</i> - und <i>soft</i> -Polarisation

$R_{s,p}$	Fresnel-Reflexionsfaktoren für senkrechte und parallele Polarisation
$R_{s,p}^{\text{mod}}$	modifizierte Fresnel-Reflexionsfaktoren für senkrechte Polarisation
S	Quellpunkt
S	Streufaktor
\bar{S}	polarimetrische Streufaktormatrix
S_{11}	Reflexionsfaktor am Eingang der Messantenne
$S(f_D, t_0)$	momentanes Doppler-Spektrum zum Zeitpunkt t_0
$S_{HH}(f_D)$	Doppler-Spektrum
\vec{S}	komplexer Pointing-Vektor
$\vec{S}(\vec{r}, f)$	orts- und frequenzabhängiger komplexer Pointing-Vektor
$\vec{S}(\vec{r}, t, f_c)$	orts- und zeitabhängiger reeller Pointing-Vektor für eine feste Frequenz f_c
S_s	Intensität des gestreuten Feldes
$S_{\Delta v}$	Wahrnehmungsschwelle für Relativgeschwindigkeit bei großen Abständen
$S_{\Delta x}$	obere Grenze für das Abdriften beim Folgevorgang
$T_I(a)$	mittlere Unterschreitungsdauer des Pegels a eines Signals
$\Delta T_u(a)$	Unterschreitungsdauer des Pegels a eines Signals während der gesamten Beobachtungszeit
T	Senderpunkt
T', T'', T'''	Spiegelsender erster, zweiter und dritter Ordnung
T	Transmissionsfaktor
T_B	Beobachtungszeit
T_{coh}	Kohärenzzeit des Funkkanals (engl. <i>coherence time</i>)
T_G	Dauer des <i>Guard</i> -Intervalls
T_{Ges}	OFDM-Gesamtsymboldauer
$\bar{T}_n(t)$	zeitvariante polarimetrische Transmissionsmatrix eines Mehrwegepfades
T_P	Sendesignalperiode bzw. Dauer der Präambel bei IEEE802.11a
T_s	Abtastintervall
T'_s	Abtastintervall vor der Interpolation

T_S	OFDM-Kernsymboldauer
$T_{s,p}$	Transmissionsfaktoren für senkrechte und parallele Polarisation
T_w	zeitliche Breite des verwendeten Fensters bei Berechnung des Spektrogramms bzw. des schnellen und langsamen Schwundes
$U_{T,R}$	komplexe Leerlaufspannung am Eingang einer Sendeantenne bzw. Ausgang einer Empfangsantenne
Z_{AR}	Impedanz der Empfangsantenne
Z_{AT}	Impedanz der Sendeantenne
Z_F	Feldwellenwiderstand

Griechische Symbole und Variablen

α	Dämpfungskoeffizient
β_0	Winkel eines gebeugten Strahls zur Kantentangente \vec{e}_t
β'_0	Winkel eines einfallenden Strahls zur Kantentangente \vec{e}_t
ε	Permittivität
ε_r	relative Permittivität, $\varepsilon_r = \varepsilon'_r - j\varepsilon''_r$
$\varepsilon_{r,ges}$	relative Gesamtpermittivität
ζ	zwischen 0 und 2π gleichverteilte Zufallszahl für die Phase der Streufaktoren
θ_i	Einfallswinkel eines Strahls
$\theta_{r,s}$	Ausfallswinkel eines reflektierten bzw. gestreuten Strahls
θ_t	Transmissionswinkel eines Strahls
ϑ	Poldistanz im Kugelkoordinatensystem
Θ	Winkel zwischen der ersten Hauptkrümmungsrichtung eines einfallenden Strahls und der kantenbezogenen Einfallsebene
κ	elektrische Leitfähigkeit
λ	Wellenlänge
μ	Permeabilität
μ_E	mittlerer Fehler zwischen gemessener und simulierter mittlerer Funkfelddämpfung ($\mu_E = \overline{E_{sim}}$)
μ_r	relative Permeabilität, $\mu_r = \mu'_r - j\mu''_r$
μ_v	Mittelwert der Wunschgeschwindigkeit
ν	Ablage von der Mittenfrequenz f_0
ρ_1, ρ_2	Hauptkrümmungsradien der Äquiphasenflächen eines Strahls beim Referenzpunkt $s = 0$

ρ'_1, ρ'_2	Hauptkrümmungsradien der Äquiphasenflächen eines Strahls am Beobachtungspunkt
$\rho_e^{i'}$	zur kantenbezogenen Einfallsebene paralleler Krümmungsradius eines einfallenden Strahls bei Q_d
$\rho_{HH}^f(\Delta f, t)$	Frequenz-Autokorrelationskoeffizient des Funkkanals
$\rho_{HH}^t(\Delta t)$	zeitlicher Autokorrelationskoeffizient des Funkkanals
σ^0	auf Fläche bezogener Streuquerschnitt (engl. <i>radar cross section</i> , RCS)
$\bar{\sigma}^0$	auf Fläche bezogene polarimetrische RCS-Matrix
σ_E	Standardabweichung des Fehlers zwischen gemessener und simulierter mittlerer Funkfelddämpfung
σ_{fD}	Doppler-Verbreiterung (engl. <i>Doppler spread</i>)
σ_h	Oberflächenrauigkeit (Standardabweichung der Höhe einer rauen Oberfläche)
$\sigma_\tau(t)$	zeitvariante Impulsverbreiterung
σ_v	Standardabweichung der Wunschgeschwindigkeit
τ	Verzögerungs- bzw. Laufzeit
τ_{\min}	Grundverzögerung in einer Kanalimpulsantwort
τ_{rel}	relative Verzögerung eines Mehrwegepfades zum Pfad mit der kürzesten Laufzeit
τ_{res}	auflösbarer Laufzeitunterschied zweier Mehrwegepfade
ϕ	Winkel eines gebeugten Strahls mit der 0-Flanke
ϕ'	Winkel eines einfallenden Strahls mit der 0-Flanke
φ_T	Phase der komplexen Leerlaufspannung am Eingang einer Sendeanenne
ψ	Azimutwinkel im Kugelkoordinatensystem
$\Psi(\vec{r})$	ortsabhängige Phasenfunktion

Operatoren und mathematische Symbole

a	skalare Größe
a^*	konjugiert komplexe Größe
\vec{a}	Vektor
\bar{a}	Matrix
$ a , \vec{a} $	Betrag der skalaren Größe a bzw. des Vektors \vec{a}
\bar{a}	Zeit- bzw. Scharmittelwert einer Größe a

$\vec{a} \cdot \vec{b}$	Skalarprodukt zweier Vektoren
$\vec{a} \times \vec{b}$	Kreuzprodukt zweier Vektoren
$a \propto b$	Größe a ist proportional zur Größe b
$a \approx b$	Größe a ist ungefähr gleich der Größe b
Δ	Laplace-Operator
$\delta(\cdot)$	Dirac-Funktion
δa	Variation einer Größe a
$\frac{\partial}{\partial a}$	partielle Ableitung nach a
$\frac{\partial}{\partial \vec{a}}$	partielle Richtungsableitung nach \vec{a}
$\text{grad } a(\vec{r})$	Gradienten einer skalaren Ortsfunktion $a(\vec{r})$
$\max\{a\}$	Maximum einer reellen skalaren Größe a
$\text{NINT}(a)$	Rundung einer reellen skalaren Größe auf die nächstgelegene ganze Zahl (engl. <i>nearest integer</i>)
$\text{Re}\{a\}$	Realteil der komplexen skalaren Größe a
$\text{Std}\{a\}$	Standardabweichung einer skalaren Größe a
$x(t) * y(t)$	Faltungsprodukt zweier Zeitfunktionen
∞	unendlich
$\circ \rightarrow \bullet$	Fouriertransformation
$\bullet \rightarrow \circ$	inverse Fouriertransformation

Allgemeine Hoch- und Tiefindizes

0	0-Flanke eines Keils bei der UTD-Keilbeugung, Vakuum (Wellenlänge, Wellenzahl, Lichtgeschwindigkeit oder Impedanz) und normierte Größen
1,2	Unterscheidung der beiden Hauptkrümmungsradien der Äqui-phasenflächen eines Strahls bei der UTD-Keilbeugung
90 %	Wert einer Größe, der in 90 % der Fälle unterschritten wird
A,B	Endpunkte einer Beugungskante
d	gebeugter Strahl (engl. <i>diffracted</i>)
h	<i>hard</i> -Polarisation bei der UTD-Keilbeugung
Hertz	Kenngrößen des Hertz'schen Dipols
i	einfallender Strahl (engl. <i>incident</i>) und isotrope Größen
i	ZählindeX für Begrenzungsflächen, Beugungskanten und diskrete Abtastzeitpunkte

int	interpolierte Größen
ISB	Einfallsschattengrenze
j	Zählindex für Objekte und diskrete Abtastzeitpunkte
max	Maximum einer Größe
min	Minimum einer Größe
M	gemessene Größen
n	n-Flanke eines Keils bei der UTD-Keilbeugung
n	Zählindex für Fahrzeuge, Mehrwegepfade, und Kaustikübergänge
NIBS	Streuquerschnitt für $\theta_i = \theta_s = 0$
O	Umgebungsobjekt
p	parallele Polarisation bei Reflexions- und Streuberechnung
r	reflektierter Strahl (engl. <i>reflected</i>)
ref	Referenzgrößen
res	Auflösung einer Größe (engl. <i>resolution</i>)
R	Empfänger (engl. <i>receiver</i>)
RSB	Reflexionsschattengrenze
s	gestreuter Strahl (engl. <i>scattered</i>)
s	senkrechte Polarisation bei Reflexions- und Streuberechnung
s	<i>soft</i> -Polarisation bei der UTD-Keilbeugung
s	Kenngößen des schnellen Schwundes
S	simulierte Größen
t	transmittierter Strahl (engl. <i>transmitted</i>)
T	Sender (engl. <i>transmitter</i>)
T_1, T_2	Senderpositionen bei urbaner Messung
TP	äquivalente Tiefpass-Beschreibungsgröße
β_0, β'_0	<i>soft</i> -Polarisation bei der UTD-Keilbeugung
ϑ	entsprechende Komponente in Kugelkoordinaten
ϕ, ϕ'	kennzeichnen <i>hard</i> -Polarisation bei der UTD-Keilbeugung
ψ	entsprechende Komponente in Kugelkoordinaten

Kapitel 1

Einleitung

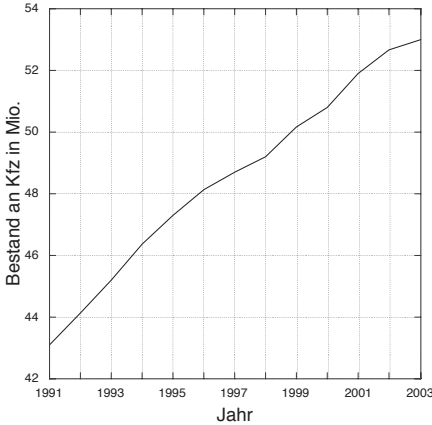
Die vorliegende Arbeit liefert erstmals eine umfassende Modellierung des Funkübertragungskanals zwischen sich bewegenden Fahrzeugen in realistischen Straßenverkehrsumgebungen. Grundlage hierfür bilden bekannte Verfahren der Wellenausbreitungs-, Umgebungs- und Straßenverkehrsmodellierung, die neuartig miteinander kombiniert werden. Das resultierende Modell beschreibt den Kanal vollständig, d.h. es werden sowohl Zeitvarianz und Frequenzselektivität als auch die räumlichen Korrelationseigenschaften richtig wiedergegeben.

1.1 Motivation und Umfeld der Arbeit

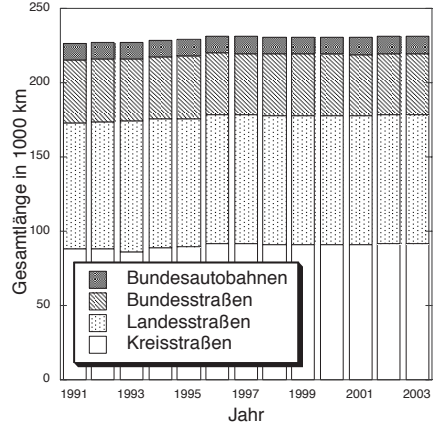
Für unsere heutige Gesellschaft ist eine intakte Infrastruktur von entscheidender Bedeutung. Ohne funktionierendes Verkehrssystem würde vor allem die Wirtschaft zwangsläufig zum Erliegen kommen. Aber auch im privaten Bereich ist die durch Mobilität erreichte Unabhängigkeit und gesteigerte Lebensqualität nicht mehr wegzudenken. Heutzutage stehen dem Nutzer eine Vielzahl von Verkehrsträgern, wie z.B. Straßen-, Schienen- und Luftverkehr zur Verfügung. Vor allem beim privaten Personenverkehr und beim gewerblichen Gütertransport nimmt der Straßenverkehr den höchsten Stellenwert ein. Andere Verkehrsträger spielen durch ihre eingeschränkte Flexibilität eine geringere, aber nicht zu vernachlässigende Rolle.

Die Relevanz des Straßenverkehrs als primärer Verkehrsträger hat sich in den letzten Jahren kontinuierlich vergrößert. Eine Folge ist, dass der Bestand an Kraftfahrzeugen (Kfz) in Deutschland zwischen 1991 und 2003 um ca. 23 % zugenommen hat. Bild 1.1(a) zeigt den ansteigenden Verlauf des Kfz-Bestandes im entsprechenden Zeitraum. Im Jahr 2003 kamen auf jeden Bundesbürger (einschließlich Kinder) etwa 0,64 Kfz. Damit steht für fast jeden Erwachsenen ein Fahrzeug bereit. Dem gegenüber steht die fast stagnierende Erweiterung des Straßennetzes. Bild 1.1(b) zeigt zum Vergleich die Gesamtstraßenlängen der verschiedenen Straßentypen des überörtlichen Verkehrs von 1991 bis 2003. Man erkennt sofort, dass sich im Gegensatz zum starken Anstieg des Kfz-Bestandes das Straßennetz nur minimal vergrößert hat. Es ist leicht einzusehen, dass eine Fortsetzung dieses Trends zwangsläufig zum Infarkt des Straßenverkehrsystems führt. Einen kleinen Vorgeschmack darauf liefern heute schon die täglichen Stau- und Unfallmeldungen der Verkehrsdienste. Der durch Verkehrsbehinderungen und Unfälle entstehende volkswirtschaftliche Schaden wird auf mehrere Milliarden Euro pro Jahr geschätzt

[ADA98], wobei die Tendenz steigend ist. Die Lösung der Verkehrsprobleme wird dadurch in den kommenden Jahren zu einem Schlüssel der Entwicklung von Wirtschaft und Gesellschaft.



(a) Bestand an Kfz in Mio. Stück



(b) Gesamtlängen der Straßen des überörtlichen Verkehrs in 1000 km

Bild 1.1: Straßenverkehrsstatistik von Deutschland für die Jahre 1991 bis 2003 [Bund05]

Es stellt sich die Frage, wie dieser Trend aufgehoben oder sogar umgekehrt werden kann. Ein Ausbau des Straßennetzes kommt in der Regel nicht in Betracht. Fehlende finanzielle Mittel sowie die dichte Bebauung in Ballungsgebieten verhindern in den meisten Fällen eine Erweiterung. Dazu kommen ökologische Vorbehalte, Umweltschutzbestimmungen und der Widerstand der betroffenen Regionen. Nur eine Optimierung des Gesamtsystems Verkehr verspricht eine Entlastung des Straßenverkehrs. Die Ströme von Menschen und Waren müssen entzert und dynamisch, adaptiv gelenkt werden. Erreichen kann man dies nur durch eine enge Vernetzung und effektive Nutzung aller Verkehrsträger (intermodale Mobilität) [Bund01], wobei der Straßenverkehr seine dominierende Rolle beibehalten wird. So genannte *Intelligent Transportation Systems* (ITS) sollen helfen, solche Ansätze in die Realität umzusetzen [Bre00], [GH00].

Die Leistungsfähigkeit, Wirtschaftlichkeit und Sicherheit des Straßenverkehrs wird bei gegebenem Verkehrsraum und gegebener Qualität der Infrastruktur primär durch die für den Teilnehmer verfügbare Information bestimmt. Das Ziel ist dabei die Optimierung des Verkehrsflusses bei gleichzeitiger Erhöhung der Verkehrssicherheit. Die Art, Qualität und Verfügbarkeit der Information werden ent-

scheiden, ob der flächendeckende Kollaps des Verkehrs zur Regel wird oder ob eine effiziente Mobilität erhalten bleibt. Man unterscheidet hierbei prinzipiell drei Arten von Informationsinhalten:

- *mobilitätsrelevante Information*
- *sicherheitsrelevante Information*
- *komfortrelevante Information*

Die so genannte Verkehrstelematik befasst sich mit der Erfassung, Übermittlung und Auswertung der genannten Informationsinhalte [Bär99], [Düc98]. Basis dafür ist ein verkehrsübergreifendes Kommunikations- und Kooperationsnetzwerk, das alle benötigten Informationen bereitstellt.

Informationen über den Verkehrszustand auf den Straßen werden im Allgemeinen unter dem Begriff *mobilitätsrelevante Informationen* zusammengefasst. Diese müssen aktuell, vollständig und flächendeckend sein. Die heute von den Rundfunksendern ausgestrahlten Verkehrsinformationen erfüllen diese Kriterien nicht. Sie erfassen meist nur die besonders neuralgischen Punkte und in vielen Fällen kommt eine Stau- oder Unfallmeldung zu spät. Hinweise auf Ausweichrouten gibt es kaum.

Ein erster Schritt hin zur intelligenten Problemlösung sind dynamische Navigationssysteme, die drei Informationsquellen miteinander verknüpfen: Digitale Straßenkarten helfen zusammen mit dem satellitengestützten *Global Positioning System* (GPS) bei der Navigation zum Zielort. Aktuelle Verkehrsinformationen werden über Rund- oder Mobilfunk von einer Leitzentrale zur Verfügung gestellt und fließen direkt in die dynamische Routenführung mit ein. Durch gezielte Vorschläge von Ausweichrouten lassen sich zusätzlich Verkehrsflüsse lenken und dadurch adaptiv beeinflussen. Mit dem *Dynamic Auto Pilot System* (DynAPS) von Mercedes-Benz [MeB05] und dem *Audi Telematics* [Audi05] werden bereits solche Systeme angeboten, allerdings nur in Oberklassewagen. Die benötigten Verkehrsinformationen werden bei beiden Systemen durch das von T-Mobile entwickelte T-Traffic Informationssystem direkt über Mobilfunk an das Navigationssystem im Fahrzeug weitergegeben [TMo05].

Probleme für Verkehrsleitzentren ergeben sich bei der flächendeckenden verzögerungslosen Erfassung und Bereitstellung von Verkehrsflussdaten. Bestehende Systeme verwenden hierbei Sensoren, die am Straßenrand oder an Brücken angebracht und über Mobilfunk mit der Leitzentrale verbunden sind. Eine flächendeckende Abdeckung aller Straßen gibt es aus Kosten- und Aufwandsgründen aber nicht. Abhilfe schafft hier das neue Konzept der *Floating Car Data* (FCD) [STW02]. Dabei werden die Fahrzeuge mit Funksystemen ausgestattet, die ständig Informationen über Fahrtrichtung, -geschwindigkeit und Position an das Leitzentrum übertragen. Jedes Fahrzeug wird so zum Sender aktueller Verkehrsdaten. Entsprechende Computermodelle können aus den gewonnenen Daten den Verkehrsfluss umfassend rekonstruieren und sogar teilweise vorhersagen. Verkehrsstauungen

können so rechtzeitig erkannt und durch gezielte Verlagerung des Verkehrs auf Ausweichrouten von vorneherein vermieden werden. Das von BMW angebotene Telematiksystem *Assist* ist bereits FCD-fähig [BMW05].

Sicherheitsrelevante Fahrinformationen werden primär durch spezielle Sensoren am und im Fahrzeug bereitgestellt. So werden zukünftige Fahrzeuge mit Systemen ausgestattet sein, die Gefahrensituationen erkennen, für bessere Sicht bei Nacht und Nebel sorgen und vor Aquaplaning, vereister Fahrbahn und möglichen Verkehrshindernissen warnen. Fahrerassistenzsysteme sorgen mit Abstandsradar, Fahrspurverfolgung, Einschlafwächter und Verkehrszeichenerkennung zusätzlich für die Vermeidung von Unfällen. Eine spezielle Auswerteelektronik erkennt vorausschauend Gefahrensituationen, löst vor einem Unfall Sicherungssysteme wie Airbag und Gurtstraffer aus und alarmiert automatisch über Mobilfunk den Notarzt. Letzteres wird heute schon z.B. von den Firmen Mercedes-Benz und T-Mobile mit dem System TELEAID angeboten. Laut Hersteller lassen sich damit die Rettungszeiten um bis zu 50 % verkürzen [TM05], [MeB05]. Auch im Bereich Abstandsradar bzw. so genannter *Adaptive Cruise Control* (ACC) Systeme sind bereits Geräte auf dem Markt [Jon01]. Allerdings findet man sie nur in Oberklassewagen. Eine weitere Verbesserung der Sicherheit ergibt sich, wenn die Fahrzeuge wichtige Sensordaten über Funk untereinander austauschen. Einzelne Fahrzeuge können so frühzeitig nachfolgende Verkehrsteilnehmer auf Gefahren wie z.B. Glatteis, Stauenden oder bereits geschehene Unfälle hinweisen. Auch die gegenseitige Kenntnis von Position, Geschwindigkeit und Größe der Fahrzeuge in einem begrenzten Bereich würde Probleme wie den toten Winkel beseitigen. Denkbar ist, dass die einzelnen Fahrzeuge ihre Position dabei selbst bestimmen und zusammen mit Daten über ihre Geschwindigkeit und Beschleunigung zu den anderen Verkehrsteilnehmern übertragen. Der Austausch von relevanten Daten zwischen den einzelnen Verkehrsteilnehmern zur Verbesserung der Sicherheit und des Verkehrsflusses wird im Allgemeinen kooperatives Fahren (engl. *cooperative driving*) genannt [AF96], [Tsu02].

Die Verknüpfung der bordeigenen Geräte mit dem Telekommunikationsnetz erschließt eine neue Qualitätsstufe der Telematik im Fahrzeug. Das internetfähige Auto der Zukunft ermöglicht so genanntes *Mobile Computing* und hat somit Zugriff auf eine nahezu unerschöpfliche Quelle von Informationen und Dienstleistungen. Persönliche elektronische Agenten suchen dabei abhängig von den speziellen Wünschen des Fahrers die passenden Informationsinhalte aus. Egal, ob es um die Suche nach einem Hotel, einem Parkplatz, dem passenden Restaurant oder um die regionalen Wetterdaten geht, der Fahrer kann alle Information bequem und schnell abrufen. Zusätzlich werden E-Mail und die verschiedensten Multimediaangebote wie Video, TV, Spiele, usw. im Fahrzeug verfügbar sein. Informationsinhalte in diesem Bereich werden als komfortrelevant bezeichnet.

Die ständige Versorgung aller Fahrzeuge mit den angesprochenen Informationen führt zur Verbesserung des Verkehrsflusses, zur Vermeidung von Unfällen und zur Steigerung der Fahrqualität an sich. Im Wesentlichen werden dabei Informationen zwischen den Fahrzeugen selbst und zwischen Fahrzeugen und bestimmten Infor-

mationsquellen wie Verkehrsleitzentralen, Internet usw. übertragen. Bei Letzterem können als Schnittstelle eines der vorhandenen Mobilfunknetze, wie beispielsweise GSM bzw. UMTS, oder spezielle neu eingerichtete Zugangsknoten (engl. *access points*) auf Basis von *Wireless Local Area Networks* (WLAN) genutzt werden [ZR03], [AVN00]. Die Nutzung vorhandener Kommunikationsnetzwerke ist allerdings begrenzt, da deren limitierte Kapazität es nicht erlaubt, dass bei sehr hoher Verkehrsdichte jedes Fahrzeug eine eigene Verbindung aufbaut.

Eine effiziente Lösung des Problems besteht in der Einführung adaptiver mobiler Ad-hoc-Netze (MANet) [HGLV01], [Sun01], [CS02]. Als mobile Ad-hoc-Netze werden in dieser Arbeit fahrzeuggetragene, zufällig konfigurierte Kommunikationsnetze, vorwiegend mit gleicher Fahrtrichtung auf Verkehrstrassen verstanden (vgl. Bild 1.2). Teilnehmer können alle Kfz wie Personenkraftwagen (Pkw), Lastkraftwagen (Lkw), Busse usw. sein. Eine Kommunikationszelle wird dabei *Cluster* genannt. Die Anzahl der Kfz in einem *Cluster* wird je nach Verkehrsdichte einige zehn bis einige hundert betragen. Entsprechende MANets können dabei Radien von mehreren hundert Metern haben [RMM⁺02]. Es wird angenommen, dass einer der Teilnehmer in einem solchen Fahrzeug-*Cluster* als mobile Basisstation dient und die Verbindung zu übergeordneten Informationssystemen über existierende Mobilfunknetze hält. Dieser so genannte *Router* oder *Master* sammelt Informationsanfragen aller *Cluster*-Mitglieder und leitet sie an das entsprechende Informationssystem weiter. Im Gegenzug verteilt er die erhaltenen Daten an die einzelnen Fahrzeuge. Wie in Bild 1.2 dargestellt, basiert die Bildung eines lokalen Ad-hoc-Netzes auf der Funkkommunikation zwischen den einzelnen Fahrzeugen. Jedes Fahrzeug ist zugleich Empfänger, Sender und Übermittler von Informationen. Diese Art der Informationsübertragung über ein oder mehrere Zwischenstationen wird *Multi-Hop-Kommunikation* genannt [ZR03].

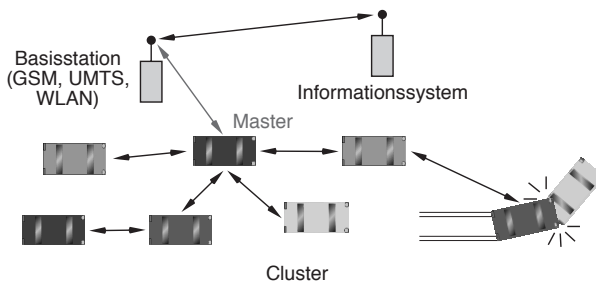


Bild 1.2: Kommunikationsstruktur eines *Clusters*

Der selbstorganisierende Charakter von Ad-hoc-Netzwerken bietet die ideale Kommunikationsstruktur für die sich schnell ändernde Netztopologie im *Cluster*. Da bei diesem Konzept nur eine Verbindung pro *Cluster* zu einer Basisstation aufgebaut werden muss, reduziert sich die durch mehrere Nutzer verursachte Interfe-

renz drastisch. Weiterhin wird die mehrfache Übertragung gleicher Informationsinhalte vermieden. Der daraus resultierende Kapazitätsgewinn macht eine Nutzung vorhandener Kommunikationsstrukturen wie GSM oder UMTS für die genannten Zwecke erst möglich.

Die Kommunikationsstruktur mobiler Ad-hoc-Netze kann zusätzlich zur Übertragung sicherheitsrelevanter Informationen im Rahmen des kooperativen Fahrens genutzt werden. Bild 1.2 zeigt als Beispiel ein Szenario, in dem verunfallte Fahrzeuge die anderen Verkehrsteilnehmer über das MANet rechtzeitig vor der Gefahr warnen.

Die dargestellten Sachverhalte zeigen deutlich, dass die Funkkommunikation zwischen Fahrzeugen in Zukunft eine entscheidende Rolle bei der Optimierung des Straßenverkehrs spielen wird.

1.2 Aufgabenstellung

Für die Entwicklung, den Test und die Optimierung eines Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikationssystems ist eine genaue Kenntnis über das Verhalten des Übertragungskanals zwischen sich bewegenden Fahrzeugen notwendig. Ausgangspunkt hierfür sind zeitlich hochaufgelöste, physikalisch korrekte und für die Anwendung typische Zeitserien (Realisierungen) von Kanalimpulsantworten, die sowohl durch Kanalsimulationen als auch Kanalmessungen generiert werden können. Letztere sind jedoch bei hohen Anforderungen an die Messgenauigkeit sehr zeit- und kostenintensiv. Deshalb wird heutzutage vermehrt auf entsprechende Kanalmodelle, welche auf einem Rechner implementiert werden, zurückgegriffen. Die immer leistungsfähigeren Computer ermöglichen die Implementierung sehr genauer und umfassender Modelle. Ziel dieser Arbeit ist daher die Entwicklung und Implementierung eines Funkkanalmodells, welches die spezielle Topologie mobiler Ad-hoc-Netze berücksichtigt.

Da neben mobilitäts- und komfortrelevanten Informationen auch Daten mit Sicherheitsrelevanz zwischen Fahrzeugen übertragen werden sollen, müssen entsprechende Funksysteme in allen Situationen zuverlässig funktionieren. Das zu entwickelnde Kanalmodell muss deshalb charakteristische, aber auch so genannte *Worst Case* Szenarien mit einbeziehen. Der relevante Bereich allgemeiner Straßenverkehrsszenarien setzt sich hauptsächlich aus zwei Komponenten zusammen. Dies ist zum einen der fließende Verkehr mit den darin enthaltenen bewegten Fahrzeugen und zum anderen das nähere Umfeld der Straße mit verschiedenen Objekten, wie Gebäude oder Straßenschilder. Bezüglich des fließenden Verkehrs sind für das Modell beispielsweise Fahrten mit Abschattungen der Sichtverbindung durch andere Fahrzeuge (z.B. durch Lkw), Überholvorgänge mit hohen Relativgeschwindigkeiten und Kolonnenfahrten in einem Geschwindigkeitsbereich von Schrittgeschwindigkeit bis über 200 km/h zu berücksichtigen. Neben der Bewegung von Sender- und Empfängerfahrzeug, muss daher auch das dynamische Verhalten der anderen Fahrzeuge korrekt mit einbezogen werden. Da sich MANets in zahlreichen

Umgebungs- bzw. Landnutzungsklassen wie Stadtgebiet, Landstraße, Autobahn usw. bewegen können, die ihrerseits in unterschiedlicher Weise das nähere Umfeld der Straße prägen, sind entsprechende charakteristische Eigenschaften geeignet zu modellieren.

Im Hinblick auf den Anwendungsbereich des Modells, nämlich die Untersuchung unterschiedlicher Systemaspekte, wie beispielsweise Modulation, Fehlerchutz, *Interleaving*, Leistungsregelung, *Automatic Gain Control* (AGC) und Diversität ist eine exakte Wiedergabe des zeitvarianten und frequenzselektiven Verhaltens des Funkkanals sicherzustellen. Basis hierfür ist die Erzeugung von quasi-stetigen Zeitserien von Impulsantworten des Kanals, deren Auflösung im Bereich von Bruchteilen einer Wellenlänge liegt. Abgeleitete statistische Kanalkenngrößen und -kennfunktionen, wie Doppler-Verbreiterung, Kohärenzzeit, Korrelationslänge, Impulsverbreiterung, Pegelunterschreitungsrate, Pegelverteilung des schnellen und langsamen Schwundes [Lee82], [Pät02] müssen mit der Realität möglichst genau übereinstimmen. Die Berücksichtigung des Einflusses der Antennen setzt zusätzlich eine korrekte Wiedergabe des Polarisationsverhaltens des Übertragungskanals voraus [WKS03].

Ferner ist die Gültigkeit des Modells in einem weiten Frequenzbereich sicherzustellen, um verschiedene für das Übertragungssystem in Frage kommende Frequenzbänder abzudecken. Mögliche Arbeitsfrequenzen reichen von wenigen GHz (z.B. bei 2,4 GHz oder 5,8 GHz im lizenzfreien ISM-Band bis hin zu 76,5 GHz oder sogar 96 GHz, welche vornehmlich für Radaranwendungen am Fahrzeug benutzt werden. Dem Frequenzband bei 60 GHz kommt wegen der zusätzlichen Dämpfung der elektromagnetischen Wellen durch Sauerstoff-Resonanzabsorption [GW98] eine besondere Bedeutung zu. Die resultierende geringere Reichweite verbessert die Frequenzwiederholrate in den relativ kleinen MANets [ACTV92].

1.3 Allgemeine Ansätze zur Funkkanalmodellierung

Die charakteristischen Eigenschaften eines Funkkanals werden ausschließlich durch sein physikalisches Verhalten geprägt. Signale, die über einen Mobilfunkkanal übertragen werden, interagieren auf sehr komplexe Weise mit der Umgebung. Die gesendete elektromagnetische Welle erfährt dabei eine Reihe von Ausbreitungsphänomenen, wie Reflexion, Beugung oder Streuung. Das Ergebnis sind viele unterschiedliche geometrische Pfade bzw. Wege, auf denen sich das Signal ausbreitet. Je nach Umgebung können dabei einzelne Teilwellen zwischen Sender und Empfänger mehrere Interaktionen mit unterschiedlichen Objekten der Umgebung hintereinander durchlaufen. Die Ausbreitung des Signals über unterschiedliche Pfade wird Mehrwegeausbreitung genannt. Sie führt dazu, dass eine Vielzahl von Signalkomponenten den Empfänger mit verschiedenen Zeitverzögerungen und Übertragungsfaktoren erreichen. Die Mehrwegeausbreitung ist maßgeblich für die Frequenzselektivität des Kanals, die auf der Interferenz der einzelnen Signalkomponenten beruht, verantwortlich [GW98]. Eine weitere wichtige Eigen-

schaft des Übertragungskanal ist das Vorhandensein von Doppler-Verschiebung und Doppler-Verbreiterung [GW98], wodurch dessen Zeitvarianz charakterisiert wird. Beide werden durch die Bewegung von Sender, Empfänger und bzw. oder den in der Umgebung befindlichen Objekten verursacht. In gewöhnlichen Mobilfunkszenarien (GSM, UMTS) ergibt sich das Doppler-Verhalten des Kanals weitestgehend durch die Bewegung des Mobilteilnehmers. Die Basisstation bleibt immer fest. Bei den zu untersuchenden fahrzeuggetragenen MANets hingegen sind beide Seiten des Kommunikationssystems gleichzeitig bewegt. Weiterhin beeinflussen die in unmittelbarer Nähe befindlichen anderen Verkehrsteilnehmer durch ihre Bewegung das Doppler-Verhalten des Kanals. Die aus den verschiedenen Bewegungen resultierende zeitliche Änderung der Umgebung und der Position von Sender bzw. Empfänger, zusammen mit der Mehrwegeausbreitung, sind die maßgeblichen physikalischen Mechanismen in einem Funkkanal. Entsprechende Modelle müssen daher diese Mechanismen bzw. deren Auswirkungen möglichst genau nachbilden.

Gängige Kanalmodelle lassen sich grob in messungsbasiert-parametrische, stochastische, geometrisch-stochastische und geometrisch-optische Modelle einteilen, wobei auch Kombinationen möglich sind. Im Folgenden werden die zugehörigen Ansätze und die Eignung der verschiedenen Modellklassen für das zu entwickelnde Kanalmodell kurz erläutert.

Messungsbasiert-parametrische Kanalmodelle: Bei messungsbasiert-parametrischen Kanalmodellen wird versucht, einzelne Mehrwegepfade und ihr Verhalten auf Grundlage von breitbandigen Echzeitmessungen des Kanals zu charakterisieren. Die physikalischen Eigenschaften eines Ausbreitungspfades, wie beispielsweise Einfallswinkel am Empfänger oder Doppler-Verschiebung, werden dabei durch ein so genanntes Parametermodell beschrieben [ZHM⁺00]. Hochauflösenden Schätzalgorithmen, wie ESPRIT [THR⁺00] oder SAGE [FTH⁺99], bestimmen aus den Messungen die zugehörigen Parametersätze der einzelnen Pfade. Eine anschließende Berechnung der Kanalkenngrößen basiert rein auf der Auswertung der geschätzten Pfadparameter.

Die Motivation für solche Verfahren ist neben der enormen Reduktion der Datenmenge gegenüber den rohen Messdaten, die Möglichkeit unerwünschte Einflüsse des Messsystems auf den Kanal, z.B. durch die verwendeten Antennen, teilweise zu eliminieren. Ein weiterer Vorteil ist, dass der reale Funkkanal direkt die Grundlage für jede Schätzung der Pfadparameter bildet. Vereinfachte Annahmen bei der Modellierung bezüglich Mehrwegeausbreitung und Umgebung, wie sie bei rein simulierten Kanälen üblich bzw. notwendig sind, werden nicht gemacht. Dem gegenüber stehen die sehr hohen Anforderungen an das Messsystem, vor allem, wenn Pfadparameter, wie Aus- bzw. Einfallswinkel bei Sender und Empfänger, bestimmt werden sollen. Weiterhin reduziert das begrenzte Auflösungsvermögen von Messsystem und Schätzverfahren die Anzahl der identifizierbaren Ausbreitungspfade merklich, da Pfade mit sehr ähnlichen Parametersätzen nur schwer aufzulösen sind.

Da in der vorliegenden Arbeit simulationsbasierte Ansätze im Vordergrund stehen, werden rein messungsbasierte Verfahren nicht berücksichtigt.

Stochastische Kanalmodelle: Diese Art der Kanalmodelle beschreibt das Verhalten des Kanals als rein stochastischen Prozess. Grundlage für solche Ansätze bildet meist eine Kombination aus geeignet gefärbten Gauß'schen Rauschprozessen, die für einzelne physikalische Kanaleigenschaften angesetzt werden [Pät02]. Das Verhalten von stochastischen Modellen wird je nach Komplexität durch eine Reihe von Modellparametern gesteuert. Deren Einstellung erfolgt meist durch Anpassung an umfassende Kanalmessungen mittels eines geeigneten Optimierungsverfahrens. Unter Umständen werden hierfür anstatt Messungen auch Simulationen mit sehr genauen geometrisch-optischen Kanalmodellen benutzt.

Ein sehr einfaches, aber dennoch gebräuchliches stochastisches Modell ist das Rayleigh Kanalmodell [Pro01]. Ausgehend von einem mittelwertfreien komplexen Gauß'schen Rauschprozess beschreibt dieses Modell lediglich das statistische Verhalten der Empfangsspannung, die unter speziellen Voraussetzungen durch ein schmalbandiges Sendesignal im Empfänger hervorgerufen wird. Anwendung findet dieses Modell z.B. bei Funkkanälen in urbanen Gebieten, bei denen keine Sichtverbindung (engl. *non line of sight*, NLOS) zwischen Sender und Empfänger besteht. Für eine umfassende breitbandige Beschreibung des Kanals sind meist jedoch sehr komplexe Modellansätze mit einer großen Anzahl von Modellparametern notwendig. Die sich daraus ergebende hohe Anzahl an Freiheitsgraden erschwert die Anpassung an Messungen erheblich. Eine Folge davon ist, dass die Anpassung oft nur zu suboptimalen Ergebnissen führt [MFW03].

Stochastische Modelle hängen, anders als messungsbasiert-parametrische Ansätze, nur indirekt über die Bestimmung der Modellparameter von speziell gemessenen Übertragungskanälen ab. Sie liefern Zeitserien von Impulsantworten (breitbandig) bzw. Empfangsspannungen (schmalbandig), deren statistische Eigenschaften im Allgemeinen das mittlere Verhalten der zur Anpassung verwendeten Kanalmessungen widerspiegeln. Untersuchungen sehr spezieller und konkreter Szenarien (z.B. Überholvorgang), wie sie in der Aufgabenstellung gefordert werden, sind daher nicht in ausreichendem Maße möglich.

Geometrisch-stochastische Kanalmodelle: Bei der Mehrwegeausbreitung haben die Pfadsegmente zwischen Sender und erstem Interaktionspunkt der Ausbreitungspfade bzw. zwischen letztem Interaktionspunkt und Empfänger und die Gesamtlänge der Pfade einen dominanten Einfluss auf den Funkkanal [KVT⁺03]. Letztere bestimmt die Laufzeit der Mehrwegekomponenten und beeinflusst somit die Frequenzelektivität des Kanals. Die geometrischen Eigenschaften der ersten bzw. letzten Pfadsegmente werden vollständig durch die zugehörigen Aus- bzw. Einfallrichtungen an Sender (engl. *direction of departure*, DOD) und Empfänger (engl. *direction of arrival*, DOA) beschrieben [LKT⁺02]. Diese bestimmen vor

allem durch die Bewegung von Sender und bzw. oder Empfänger die Zeitvarianz im Kanal.

Geometrisch-stochastische Kanalmodelle versuchen DOD, DOA und Laufzeit der Ausbreitungspfade mit Hilfe stochastischer Ansätze zu modellieren. Üblicherweise werden hierzu fiktive Streuer auf stochastischem Wege geeignet in einem definierten Gebiet verteilt. Diese Streuer stellen die Zentren der ersten bzw. letzten Interaktionspunkte der einzelnen Ausbreitungspfade dar. Die zugehörigen Pfadsegmente und deren Richtungen (DOD, DOA) können so durch einfache geometrische Rechnungen direkt bestimmt werden. Unterschiedliche Laufzeiten der einzelnen Mehrwegekomponenten werden dabei separat berechnet. Einzelnen Streuern werden weiterhin gewisse Streueigenschaften zugewiesen, die die Dämpfung der zugehörigen fiktiven Ausbreitungspfade beeinflusst [FMB98]. Stattdessen ist es auch möglich, die Pfadverluste über geeignete Ausbreitungsmodelle, wie beispielsweise das COST-Walfisch-Ikegami-Modell, zu bestimmen [FKMW04]. Durch die Berücksichtigung einzelner Ausbreitungspfade ist eine vollständig breitbandige Charakterisierung des Kanals möglich. Da DOD und DOA Kernpunkte bei geometrisch-stochastischen Ansätzen sind, nennt man diese Art der Modelle auch richtungsaufgelöste Kanalmodelle (engl. *directional channel model*, DCM) [Cor01]. Anzahl, Verteilung und Eigenschaften der Streuer bestimmen dabei das Verhalten des Übertragungskanals. Entsprechende Modellparameter müssen daher, wie bei den rein stochastischen Kanalmodellen, an Messungen angeglichen werden. Allerdings weisen schon Modelle geringer Komplexität im Allgemeinen eine hohe Anzahl von freien Parametern auf. Ihre Anpassung an reale Kanäle gestaltet sich daher meist schwierig, zumal das resultierende Optimierungsproblem viele lokale Optima aufweist, die eine effiziente globale Optimierung oft nachhaltig erschweren.

Bezüglich der Eignung für das zu entwickelnde Kanalmodell gilt dasselbe wie bei rein stochastischen Ansätzen.

Geometrisch-optische Kanalmodelle: Geometrisch-optische Kanalmodelle zeichnen sich dadurch aus, dass sie die Mehrwegeausbreitung in einer realistischen Umgebung direkt nachbilden. Ausgehend von einem genauen Modell einer vorgegebenen Umgebung werden die Eigenschaften einzelner Wellenausbreitungspfade durch so genannte strahlenoptische Modellierungsverfahren bestimmt [vD94]. Gewonnen wird das zugehörige Umgebungsmodell meist aus geeigneten Raster- bzw. Vektordaten des zu untersuchenden Szenarios. Diese Daten beschreiben die genauen geometrischen Eigenschaften der Umgebung inklusive der darin enthaltenen Objekte. Weiterhin müssen detaillierte Informationen über die Oberflächeneigenschaften bzw. Materialien der einzelnen Objekte vorliegen, da diese einen entscheidenden Einfluss auf die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen haben [GW98].

Strahlenoptische Ausbreitungsmodelle basieren auf der Annahme, dass bei genügend hoher Frequenz jeder Mehrwegepfad durch ein oder mehrere lichtähnliche Strahlen beschrieben werden kann. Entsprechende Ansätze zur Modellierung einzelner Ausbreitungsphänomene, wie die geometrische Optik (engl. *geometrical op-*

tics, GO) oder die darauf aufbauende verallgemeinerte geometrische Beugungstheorie (engl. *uniform geometrical theory of diffraction*, UTD), werden deshalb auch als Hochfrequenzapproximationen bezeichnet [MPM90]. Allgemein kann gesagt werden, dass die Gültigkeit der Modelle gegeben ist, wenn die kleinsten Objektabmessungen im Umgebungsmodell ein Vielfaches der Wellenlänge betragen. Bei üblichen Mobilfunkszenarien und Frequenzen im GHz-Bereich ist dies normalerweise immer der Fall. Die Bestimmung des Verlaufs der einzelnen Mehrwegepfade wird mit speziellen Strahlsuchalgorithmen (engl. *ray-tracing*) durchgeführt [CPSG98]. Geometrisch-optische Kanalmodelle werden deshalb auch als *Ray-Tracing*-Modelle bezeichnet.

Die genaue Modellierung der Wellenausbreitung liefert im Allgemeinen eine sehr gute Übereinstimmung mit gemessenen Kanälen. Vor allem lässt der verwendete strahlenoptische Ansatz eine vollständige breitbandige Beschreibung des Kanals zu. Es ist hierbei jedoch immer erforderlich, ein detailliertes Modell der zumeist sehr komplexen Umgebung zu erstellen. Die Anpassung strahlenoptischer Modelle an reale Kanäle erfolgt durch die genaue und physikalische Beschreibung der Wellenausbreitung und der Umgebung. Es werden keine Messungen zum Abgleich von Modellparametern benötigt. Lediglich bei der Verifikation des Modells kommen Messungen zum Einsatz. Einflüsse des Messsystems, wie sie sehr oft bei den bereits beschriebenen Ansätzen eine Rolle spielen, bleiben außen vor. Die Trennung des reinen Kanalverhaltens von systembedingten Größen, wie Bandbreite oder Antennencharakteristik, stellt einen großen Vorteil bei entsprechenden Systemuntersuchungen dar.

Prinzipiell können bei angepasster Umgebungsmodellierung beliebige Simulationsszenarien generiert werden, was zusammen mit der genauen Modellierung der Wellenausbreitung die Eignung geometrisch-optischer Ansätze für die Anwendung auf den Fahrzeug-Fahrzeug-Kanal unterstreicht.

1.4 Stand der Forschung im Bereich Modellierung des Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkanals

Die Idee mit Hilfe von Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation den Straßenverkehr zu optimieren und sicherer zu machen, existiert schon seit vielen Jahren. So haben bereits Ende der 80er Jahre einige europäische Forschungseinrichtungen und Automobilhersteller die Forschungsprojekte PROMETHEUS [Wil88], [IEE90], [PRO95] und DRIVE [DRI95], [IEE90] ins Leben gerufen. Im Rahmen dieser Vorhaben wurden erste Konzepte für kommunikationsintegrierte Verkehrssysteme basierend auf Fahrzeug-Festnetz- und Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation untersucht. Der Austausch von sicherheitsrelevanter und mobilitätsrelevanter Information zwischen Fahrzeugen stand dabei im Vordergrund. Im Rahmen der Projekte wurde ein sehr einfaches Modell des Fahrzeug-Fahrzeug-Übertragungskanal entwickelt [Sch91], [Sch93]. Der hierzu untersuchte Frequenzbereich liegt bei 60 GHz. Trotz einer Vielzahl weiterer weltweiter Forschungsvorhaben mit ähnlichen Inhalten sind in den

folgenden Jahren kaum neue und bessere Modelle entwickelt worden. Vielmehr hat man meist auf die Ergebnisse aus PROMETHEUS und DRIVE zurückgegriffen.

Grundgedanke bei dem genannten Modell ist, dass die hauptsächlichen Ausbreitungswege der elektromagnetischen Wellen zwischen Sender- und Empfängerfahrzeug nur der direkte und der an der Fahrbahn reflektierte Pfad sind. Die kohärente Addition beider Anteile beschreibt dabei die momentane mittlere Leistung (langsamer Schwund, engl. *long-term fading*) am Empfängerfahrzeug. Dieser sehr vereinfachte Ansatz wird in der Literatur auch als Zweistrahltheorie bezeichnet [GW98]. Im vorliegenden Fall werden zusätzliche Ausbreitungswege der Welle, die maßgeblich für das Verhalten des schnellen Schwundes (engl. *short-term fading*) verantwortlich sind, durch eine Kombination der Zweistrahltheorie mit dem einfachen rein stochastischen Rayleigh Kanalmodell berücksichtigt (vgl. Abschnitt 1.3). Das resultierende Modell kann als ein auf zwei Hauptausbreitungspfaden erweitertes Rice Modell angesehen werden [Lee82]. Dieser Ansatz beschreibt die komplexe Ausgangssituation jedoch nur unter sehr idealisierten Bedingungen. Beispielsweise werden andere Verkehrsteilnehmer und ihre Bewegung vollständig vernachlässigt. Auch das stark unterschiedliche Verhalten des Kanals in verschiedenen Umgebungen, wie beispielsweise urbanes Gebiet oder Autobahn, wird nicht berücksichtigt. Die Frequenzabhängigkeit des Kanals ergibt sich lediglich aus der Interferenz des direkten und bodenreflektierten Wellenanteils, was das zugehörige frequenzselektive Verhalten nur unzureichend wiedergibt. Weiterhin sind dadurch realistische Aussagen zum räumlichen Kanalverhalten kaum möglich. In einer Erweiterung des Modells fließt für eine verbesserte Modellierung des *Fading*-Verhaltens zusätzlich die vertikale Fahrzeugbewegung, hervorgerufen durch unebene Straßen, als stochastischer Prozess mit ein [Sch93]. Weitere Modelle, die ebenfalls auf den Ansätzen in [Sch91] und [Sch93] aufbauen, findet man in [ACF⁺92], [HFII02], [MK02]. Die genannten Schwachstellen werden jedoch nur unwesentlich verbessert.

Eine Weiterentwicklung des Zweistrahlansatzes unter Berücksichtigung der Krümmung der Fahrbahn ist in [DKW98] und [SDW00] beschrieben. [Ver94] erweitert das Zweistrahlmodell in [Sch91] um einen zusätzlichen determinierten Ausbreitungspfad. Dadurch wird das frequenzselektive Verhalten des Kanals besser, aber immer noch nicht ausreichend genau beschrieben. Weitere Verbesserungen bezüglich der breitbandigen Modellierung des Kanals findet man in [WMO⁺98]. Der Einfluss anderer Verkehrsteilnehmer wird aber auch hier nur sehr rudimentär berücksichtigt. Ein breitbandiger rein stochastischer Ansatz ist in [Akk86] und [Akk94] beschrieben. Es finden sich jedoch keine Angaben über etwaige Modellparameter für verschiedene Verkehrsumgebungen. Analytische Formeln für einige Kanalkennfunktionen wie Doppler-Spektrum, zeitliche und räumliche Korrelationsfunktion, Pegelunterschreitungsrate usw. werden nur für einen Spezialfall hergeleitet. Die Beeinflussung des Kanals durch die Bewegung anderer Verkehrsteilnehmer wird nicht berücksichtigt.

Resultierend kann gesagt werden, dass alle erwähnten Modelle nicht den in Abschnitt 1.2 genannten hohen Anforderungen entsprechen. Diese Arbeit hat sich daher zum Ziel gesetzt, ein realistisches Fahrzeug-Fahrzeug-Kanalmodell zu entwickeln.

1.5 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit

Die sich aus der Aufgabenstellung ergebenden sehr hohen Anforderungen an das zu entwickelnde Kanalmodell haben dazu geführt, dass eine Kombination aus geometrisch-stochastischen und geometrisch-optischen Ansätzen angewandt wird (siehe Abschnitt 1.3). Einerseits erfolgt hierbei die Modellierung der Umgebung und der darin enthaltenen Objekte mittels stochastischer Verfahren, und andererseits wird die Mehrwegeausbreitung durch ein strahlenoptisches Modell berechnet. Die Vorteile beider Ansätze können so optimal genutzt werden.

Das entwickelte Gesamtmodell für den Fahrzeug-Fahrzeug-Übertragungskanal besteht im Wesentlichen aus drei Teilen: einem Straßenverkehrsmodell, einem Verfahren zur Modellierung der Umgebung und einem Wellenausbreitungsmodell.

Die für das Doppler-Verhalten des Kanals ausschlaggebende Bewegung von Sender- und Empfängerfahrzeug bzw. das dynamische Verhalten der anderen am Straßenverkehr beteiligten Fahrzeuge, wird durch ein realistisches Verkehrsmodell beschrieben [MSW01], [SMW01]. Einzelne Fahrzeuge interagieren dabei verkehrstechnisch auf der Basis eines bekannten mikroskopischen *Follow-the-Leader* Ansatzes. Dieser beschreibt jedoch lediglich den Straßenverkehr auf einspurigen Strecken. Innerhalb der vorliegenden Arbeit wird der Ansatz auf mehrspurigen Verkehr erweitert. Als Ergebnis liefert das Modell momentane Werte für Positionen und Geschwindigkeiten der einzelnen am Verkehr beteiligten Fahrzeuge in sehr hochaufgelösten Zeitserien.

Einen entscheidenden Einfluss auf den Funkkanal hat die nähere Umgebung der Straße. Deren Beschreibung erfolgt durch ein angepasstes stochastisches Umgebungsmodell, wobei abhängig von einer vorgegebenen Umgebungs-kategorie (z.B. Autobahn, Straße durch urbanes Gebiet usw.) verschiedene relevante Objekte, wie Gebäude oder parkende Fahrzeuge, statistisch im näheren Umfeld der Straße verteilt werden [MSW02], [MSW01]. Dies reduziert den Aufwand der bei geometrisch-optischen Modellen üblichen, sehr komplexen Erzeugung der Simulationsszenarien erheblich. Gleichzeitig wird die Erzeugung einer Vielzahl von verschiedenen Szenarien mit gleichen statistischen Eigenschaften für eine bestimmte Umgebungs-kategorie ermöglicht. Die Fahrbahn bzw. deren Verlauf kann ebenfalls statistisch aus Geraden- und Kurvenstücken erzeugt oder aber auch fest vorgegeben werden. Durch gezielte deterministische Beeinflussung der Umgebung und des Straßenverkehrs können spezielle charakteristische Verkehrsszenarien nachgebildet werden.

Die Modellierung der Umgebung erfolgt voll dreidimensional, wodurch eine sehr genaue Berechnung der Wellenausbreitung ermöglicht wird. Alle Objekte und die Fahrbahn in einem Szenario sind inklusive ihrer Materialparameter durch ein an-

gepasstes Vektordatenformat beschrieben. Diese Daten dienen als Eingabe für die Berechnung der Wellenausbreitung.

Die Mehrwegeausbreitung in den zuvor generierten Verkehrsszenarien wird mittels stahlen-optischer Methoden kohärent und vollpolarimetrisch berechnet, wobei verschiedene Ausbreitungsphänomene berücksichtigt sind [MFSW04], [MFW04]. Grundlage hierfür bildet die Theorie der geometrischen Optik. Reflexionen an den Objekten der Simulationsszenarien werden durch die modifizierten Fresnel-Reflexionsfaktoren beschrieben. Die UTD liefert die Basis für die Bestimmung von Beugungseffekten. Zur Charakterisierung der Streuung elektromagnetischer Wellen an Bäumen und Büschen wird die Theorie der Radiosität angewandt. Der ursprünglich polarisationsunabhängige und inkohärente Ansatz wird im Rahmen der Arbeit durch geeignete Annahmen für den kohärenten und polarimetrischen Einsatz erweitert.

Die vollständig dreidimensionale Betrachtung der Wellenausbreitung erfordert schnelle und effiziente *Ray-Tracing*-Algorithmen zur Bestimmung der einzelnen Mehrwegepfade. Hierfür werden optimierte Ansätze entwickelt und implementiert. Die hohe Effizienz der Verfahren macht dabei die Anwendung strahlenoptischer Methoden für das vorliegende, sehr komplexe Problem erst möglich.

Das dynamisch-stochastische Umgebungsmodell in Kombination mit einer strahlenoptischen Beschreibung der Wellenausbreitung ermöglicht erstmals eine realistische Simulation des zeitvarianten und frequenzselektiven Zeitseriens von Kanal-Fahrzeug-Fahrzeug-Übertragungskanäle. Die resultierenden Zeiterien von Kanalimpulsantworten beschreiben den Kanal vollständig. Der rein physikalische Ansatz des Modells erlaubt zudem die vollständige Trennung des reinen Kanalverhaltens von messsystembedingten Einflüssen, wie Antennencharakteristik oder Übertragungsbandbreite. Störende Einflüsse diesbezüglich bei entsprechenden Parameterstudien innerhalb einer Systemuntersuchung existieren nicht.

Die Gliederung der einzelnen Kapitel in der vorliegenden Arbeit ergibt sich wie folgt: Kapitel 2 bis Kapitel 4 beschreiben jeweils ausführlich die erwähnten drei Komponenten des entwickelten Gesamtmodells. Theoretische Grundlagen zur Bestimmung der wichtigsten Kanalkenngrößen werden in Kapitel 5 gelegt. Umfassende Kanalmessungen bei 5,2 GHz und ein detaillierter Vergleich zwischen Messung und Simulation bezüglich der eingeführten Kenngrößen sind in Kapitel 6 dargestellt. Anhand der Vergleiche wird die Gültigkeit des Modells gezeigt. Kapitel 7 beschreibt die Anwendung des Kanalmodells für Systemsimulationen. Grundlage für die Systembetrachtungen ist der *Wireless Local Area Network* (WLAN) Standard IEEE802.11a, dessen Arbeitsfrequenz sich im 5 GHz Band befindet. Anhand von simulierten Bitfehlerraten (engl. *bit error rate*, *BER*) bzw. Paketfehlerraten (engl. *packet error rate*, *PER*) wird die Tauglichkeit des Standards für die Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation in bestimmten Szenarien überprüft [MFW05]. Die Zusammenfassung und die Bewertung der gesamten Arbeit erfolgt abschließend in Kapitel 8.

Kapitel 2

Modellierung der Fahrzeugdynamik

Das zeitvariante Verhalten des Funkübertragungskanals zwischen einzelnen Fahrzeugen wird maßgeblich durch die Dynamik des Straßenverkehrs bestimmt. Dabei ist nicht nur die Bewegung von Sender und Empfänger, sondern auch das Verhalten der anderen am Verkehr beteiligten Fahrzeuge von großer Bedeutung. Besonders die Fahrzeuge in der näheren Umgebung von Sender und Empfänger spielen hierbei eine entscheidende Rolle. Kenngrößen wie Doppler-Verschiebung, Doppler-Verbreiterung, Kohärenzzeit usw., die das zeitvariante Verhalten des Kanals beschreiben, werden beeinflusst [GW98]. Für die genaue Modellierung des Übertragungskanals ist deshalb eine realistische Beschreibung der Verkehrsdynamik notwendig, d.h. ein geeignetes Straßenverkehrsmodell muss in das Gesamtmodell integriert werden.

In diesem Kapitel werden verschiedene Ansätze zur Modellierung des Straßenverkehrs kurz vorgestellt. Das für die Kanalmodellierung ausgewählte Verkehrsmodell wird mit den entwickelten Erweiterungen genauer beschrieben.

2.1 Ansätze zur Straßenverkehrsmodellierung

Allen Ansätzen zur Straßenverkehrsmodellierung ist das Ziel gemein, eine realistische Beschreibung und Erklärung verschiedener im Straßenverkehr auftretender Phänomene zu liefern. Von Interesse ist hier z.B. das plötzliche Auftreten von Staus oder der *Stop-and-Go*-Verkehr. Abhängig von ihrem Aggregationsniveau bzw. Auflösungsgrad werden Verkehrsmodelle grob in makroskopische und mikroskopische Modelle unterteilt, deren Eigenschaften und Unterschiede im Folgenden kurz erläutert sind.

Die ersten makroskopischen Modelle wurden bereits in den 50er Jahren entwickelt [LW55]. Der Verkehrsfluss wird in diesen Modellen analog zu einer Flüssigkeit, die durch ein Rohrleitungssystem strömt, modelliert. Da der Verkehrsfluss als Quasi-Kontinuum betrachtet wird, können einzelne Fahrzeuge nicht unterschieden werden. Das kollektive Verhalten der Fahrzeuge auf einem Fahrbahnabschnitt ist durch die drei Größen räumliche Fahrzeugdichte $\rho(x, t)$, mittlere Geschwindigkeit $v(x, t)$ und mittlerer Fluss $q(x, t)$ am Ort x zur Zeit t beschrieben. Unter der Voraussetzung, dass auf einem Streckenabschnitt keine Quellen und Senken (Einfahrten und Ausfahrten) vorhanden sind, kann sich die Fahrzeugdichte ρ nur ändern, wenn der Verkehrsfluss q örtlich variiert. Diese Aussage entspricht der Massener-

haltung und wird durch die Kontinuitätsgleichung $\delta\rho/\delta t + \delta q/\delta x = 0$ beschrieben [KK94], [Hel01]. In einem weiteren Ansatz wird eine Bewegungsgleichung analog zur Navier-Stokes-Gleichung aus der Strömungsmechanik hergeleitet [Whi74].

Makroskopische Simulationsmodelle betrachten nur aggregierte Verkehrsströme. Einzelne Verkehrsteilnehmer sind daher nicht als Individuen identifizierbar und auch nicht unterscheidbar. Typische Beobachtungsgrößen bei der Anwendung makroskopischer Verkehrsmodelle sind Durchflussbelastungen von Streckenabschnitten, das Verkehrsaufkommen innerhalb eines Gebietes oder die Durchschnittsgeschwindigkeit des Verkehrs auf einer Teilstrecke. Die Tatsache, dass keine Informationen über die momentane Position und Geschwindigkeit einzelner Fahrzeuge vorliegt, macht diese Art der Modellierung für das in dieser Arbeit vorgeschlagene Funkkanalmodell unbrauchbar.

In mikroskopischen Verkehrsflussmodellen wird das Verhalten der Fahrzeuge und die Wechselwirkung der Fahrer-Fahrzeug Elemente untereinander betrachtet, wobei die einzelnen Fahrzeuge identifizierbar und unterscheidbar sind. Die Fahrzeuge können dabei unterschiedliche, individuelle Fahreigenschaften aufweisen. Sie berücksichtigen beispielsweise verschiedene Typen von Fahrzeugen oder wie unterschiedliche Fahrer auf äußere Einflussfaktoren reagieren. Somit kann ein realistisches individuenabhängiges Entscheidungsverhalten einzelner Fahrer-Fahrzeug Elemente nachgebildet werden. Grundlage für mikroskopische Modelle sind die einfachen aus der Physik bekannten Bewegungsgesetze, die die Position, die Geschwindigkeit und die Beschleunigung der einzelnen Fahrzeuge bestimmen [Leu88]. Die resultierenden Fahrzeugtrajektorien können quasi-kontinuierlich berechnet werden.

Bei mikroskopischen Verkehrsmodellen wird davon ausgegangen, dass das Beschleunigungsverhalten der Fahrzeuge im Wesentlichen durch die benachbarten Fahrzeuge bestimmt wird. Eine dominante Rolle kommt hier dem direkt voraus fahrenden Fahrzeug zu, das als führendes Fahrzeug (engl. *leading vehicle*) bezeichnet wird. In gewissen Grenzen wird dabei die Geschwindigkeit eines Fahrzeugs nur von der des voraus fahrenden Fahrzeugs bestimmt bzw. begrenzt. Der Fahrer folgt im Prinzip seinem Vordermann. Im Allgemeinen wird dieser Modellansatz deshalb auch Fahrzeugfolgemodell (engl. *car-following model* bzw. *follow-the-leader model*) genannt [Hel01].

Für die Generierung realistischer Zeitserien von Impulsantworten des Funkkanals ist die genaue Information über die momentanen Fahrzeugpositionen und Fahrzeuggeschwindigkeiten notwendig. Diese Daten müssen eine örtliche Auflösung im Bereich von Bruchteilen einer Wellenlänge haben, um eine korrekte Wiedergabe des zeitvarianten Kanalverhaltens zu gewährleisten (siehe Abschnitt 5.2). Aus diesen Gründen wurde in dieser Arbeit ein mikroskopisches Fahrzeugfolgemodell in das Funkkanalmodell integriert. Als Basis diente hierbei ein von Wiedemann 1974 entwickelter Ansatz [Wie74]. Das resultierende Verkehrsmodell ist im nächsten Abschnitt näher erläutert.

2.2 Das erweiterte *Wiedemann* Verkehrsmodell

In seiner grundlegenden Form beschreibt das *Wiedemann* Modell nur den Verkehr auf einspurigen Fahrbahnen. Mehrspuriger Verkehr und die darin enthaltenen Überholvorgänge werden nicht berücksichtigt. Um diese Eigenschaften wurde das Modell im Rahmen dieser Arbeit erweitert. Bevor die Erweiterungen diskutiert werden, wird zunächst das Modell des Fahrverhaltens für den einspurigen Straßenverkehr beschrieben.

2.2.1 Einspuriger Straßenverkehr

Der einspurige Straßenverkehr wird vollständig durch das Modell von *Wiedemann* beschrieben. Auf eine Herleitung und Diskussion des benötigten Formelapparates wird bei den folgenden Betrachtungen aus Übersichtsgründen verzichtet. Die genaue Beschreibung hierzu findet sich in [Wie74] und [Göb01].

Das Verhalten eines Fahrer-Fahrzeug Elementes im fließenden Straßenverkehr ist das Ergebnis eines komplexen Entscheidungsprozesses des Fahrers. Dieser Entscheidungsprozess ergibt sich aus einer Vielzahl von auf den Fahrer einwirkenden äußeren Einflüssen, wie z.B. Beschaffenheit der Straße, Verkehrsordnung oder Fahrzeugtyp. Einen entscheidenden Einfluss haben die anderen Verkehrsteilnehmer, wobei die Wahrnehmung von Abständen und Relativgeschwindigkeiten des Fahrers zu anderen Fahrzeugen eine besondere Rolle spielt. Sie ist entscheidend für die Wahl des Sicherheitsabstandes, der Beschleunigung oder der Fahrzeugverzögerung.

Die Wahrnehmung von relativen Geschwindigkeiten geschieht durch den Vergleich mehrerer aufeinanderfolgender Bilder des Verkehrsgeschehens. So wird beispielsweise die Geschwindigkeit eines nachfolgenden Fahrzeugs dadurch abgeschätzt, dass der Fahrer mehrmals innerhalb eines kurzen Zeitraums das Fahrzeug im Rückspiegel betrachtet und den durch die Größenänderung des Abbildes im Auge verursachten Reiz auswertet. Allgemein kann gesagt werden, dass die Änderung eines Reizes erst dann wahrgenommen werden kann, wenn das Verhältnis von Reizänderung zu ursprünglichem Reiz einen bestimmten Schwellwert übersteigt. In [Wie74] wird anhand einfacher geometrischer Überlegungen gezeigt, dass die für die Wahrnehmung notwendige Relativgeschwindigkeit zu anderen Fahrzeugen quadratisch mit dem Abstand zunimmt.

Beschränkt sich die Betrachtung des Verkehrs auf eine Fahrbahn, kann davon ausgegangen werden, dass ein Fahrer im Fahrzeug n im Wesentlichen nur durch das vorausfahrende Fahrzeug $n - 1$ beeinflusst wird. Schon das Fahrzeug $n - 2$ hat vergleichsweise sehr geringen Einfluss auf n . Geht man davon aus, dass $n - 2$ doppelt so weit von n entfernt ist wie $n - 1$, so ist etwa die vierfache Geschwindigkeitsdifferenz notwendig, um den gleichen Wahrnehmungsreiz beim Fahrer n auszuüben. Der Einfluss von $n - 2$ wird daher vernachlässigt. Weiterhin hat die Fahrweise eines dem Fahrzeug n folgenden Fahrers $n + 1$ keinen Einfluss, da Überholen nicht möglich und zu nahes Auffahren (Drängeln) in diesem Modell nicht erlaubt ist.

Neben der Relativgeschwindigkeit und dem Abstand zwischen den Fahrzeugen n und $n - 1$ hängt die Intensität der Wahrnehmung von Fahrzeug $n - 1$ beim Fahrer n und das daraus resultierende Verhalten von der absoluten Geschwindigkeit und den individuellen Eigenschaften von Fahrer und Fahrzeug ab. Aus diesen Parametern ergeben sich verschiedene räumliche Wahrnehmungszonen mit unterschiedlicher Größe und unterschiedlichem Einfluss auf den Fahrer n . Bild 2.1 zeigt die verschiedenen Zonen und beschreibt das zugehörige Verhalten von n . v_n und v_{n-1} bezeichnen die jeweilige absolute Geschwindigkeit von n und $n - 1$, und Δx ist der Abstand von Stoßstange zu Stoßstange.

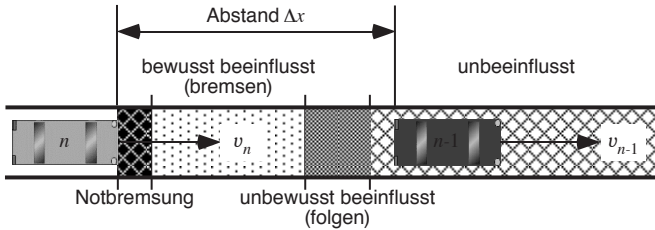


Bild 2.1: Darstellung der verschiedenen Wahrnehmungszonen

Ist Δx sehr groß, wird der Einfluss von $n - 1$ auf n vernachlässigbar. n befindet sich im unbeeinflussten Zustand und wird seine momentane Fahrweise (Geschwindigkeit und Beschleunigung) nicht ändern. Verringert sich der Abstand, kommt man in den Bereich der unbewussten Beeinflussung. Hier tritt ein gewisser Folgezustand ein, in dem n seine Geschwindigkeit an $n - 1$ unbewusst anpasst und ihm folgt. Der Abstand Δx in diesem Zustand liegt im Bereich des von n gewünschten Sicherheitsabstands. Bei weiterer Reduktion von Δx wird das Fahrzeug $n - 1$ direkt (bewusst) vom Fahrer n wahrgenommen. Da der gewünschte Sicherheitsabstand von n in diesem Bereich unterschritten ist, wird n die Geschwindigkeit reduzieren bis der unbewusst beeinflusste oder unbeeinflusste Zustand eintritt. In seltenen Fällen wird Δx so klein, z.B. durch starkes Abbremsen von $n - 1$, dass eine Notbremsung von n notwendig ist. Die obere Grenze dieses Bereiches ist der gewünschte Mindestabstand bei Stillstand.

Lage und Ausdehnung der einzelnen Wahrnehmungsbereiche ist in Bild 2.2 in Abhängigkeit von Δx und der Relativgeschwindigkeit $\Delta v = v_n - v_{n-1}$ dargestellt. Bild 2.2 wird als psycho-physikalisches Zustandsdiagramm bezeichnet, da Form und Lage der Bereichsgrenzen (Wahrnehmungsschwellen) neben physikalischen Gesetzen noch von den individuellen psychischen Eigenschaften des Fahrers abhängen. Die Bezeichnungen der einzelnen Schwellen ist analog zu [Wie74] gewählt.

A_x ist der vom Fahrer gewünschte Minimalabstand. Bei dessen Unterschreitung wird eine Notbremsung eingeleitet bis der Abstand wieder größer als A_x ist. Bei zu großer Relativgeschwindigkeit Δv ist die maximal mögliche Verzögerung des Fahrzeugs n zu gering, und es kommt zu einem Auffahrunfall (vgl. Bild 2.2). B_x be-

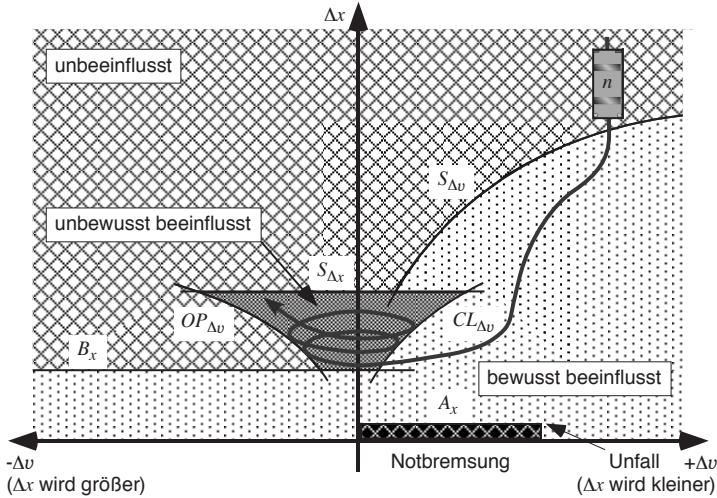


Bild 2.2: Psycho-physikalisches Zustandsdiagramm

zeichnet den minimalen gewünschten Folgeabstand. Der Fahrer n wird versuchen, diese Schwelle nicht zu unterschreiten. $S_{\Delta x}$ bestimmt die zugehörige obere Grenze. Wird diese Grenze überschritten, hat das vorausfahrende Fahrzeug $n - 1$ keinen Einfluss mehr. Fahrer n wird in diesem Fall versuchen, seine Wunschgeschwindigkeit zu erreichen. Die Wahrnehmungsschwelle für positive Relativgeschwindigkeiten bei großen Abständen wird mit $S_{\Delta v}$ bezeichnet. Für $\Delta x < S_{\Delta x}$ ist die Wahrnehmungsempfindlichkeit für positive Δv höher als bei $S_{\Delta v}$, was durch die zusätzliche Schwelle $CL_{\Delta v}$ berücksichtigt wird. Das zugehörige Pendant für negative Δv ist mit $OP_{\Delta v}$ bezeichnet. Wie bereits erwähnt, nimmt der Reiz für die Wahrnehmung von Relativgeschwindigkeiten in erster Näherung quadratisch mit dem Abstand ab. Die Wahrnehmungsschwellen für Relativgeschwindigkeiten werden daher als proportional zu Δx^2 angenommen.

Die Lage und Form der Bereichsgrenzen sind im fließenden Verkehr sowohl von Fahrer zu Fahrer als auch bei ein und demselben Fahrer zu verschiedenen Zeitpunkten unterschiedlich. Im vorliegenden Modell wird dieses Verhalten durch die Einführung von fahrer- und zeitabhängigen Zufallsgrößen berücksichtigt (siehe Abschnitt 2.2.2). Die Bestimmungsgleichungen der einzelnen Bereichsgrenzen können [Wie74] entnommen werden.

Zum besseren Verständnis wird im Folgenden das psycho-physikalische Zustandsdiagramm und dessen Auswirkung auf das Fahrverhalten anhand eines kurzen Beispiels erläutert. In Bild 2.2 ist hierzu die Zustands- bzw. Ortskurve für eine mögliche Bewegung des Fahrzeugs n unter Einfluss eines vorausfahrenden Fahrzeugs $n - 1$ eingezeichnet. Das Fahrzeug n fährt zunächst schneller als $n - 1$. Δx

ist so groß, dass n unbeeinflusst von $n - 1$ ist. Die absolute Geschwindigkeit v_n entspricht der Wunschgeschwindigkeit. Aufgrund des positiven Δv nähert sich n dem Fahrzeug $n - 1$ und Δx verringert sich. Beim Überschreiten der Schwelle $S_{\Delta v}$, nimmt der Fahrer n die Annäherung wahr. Die folgende Bewegung von n kann als Zielbremsung bezeichnet werden. Hierbei versucht der Fahrer n den gewünschten Sicherheitsabstand zu $n - 1$ durch gezieltes Verringern von v_n zu erreichen. Der resultierende Annäherungsvorgang ist erst beendet, wenn die Relativgeschwindigkeit Δv so gering geworden ist, dass sie von n nicht mehr wahrgenommen wird. n befindet sich jetzt in der Zone für unbewusst beeinflusstes Fahren. Im Allgemeinen führt der Fahrer hier Verzögerungen bzw. Beschleunigungen an der unteren Schwelle noch steuerbarer Gaspedalbetätigung durch, um den Sicherheitsabstand einzuhalten. Der Fahrer n folgt nun dem Fahrzeug $n - 1$. Das intervallmäßige Betätigen des Gaspedals führt zu einer Pendelbewegung, in der Δx um den gewünschten Sicherheitsabstand schwankt. Bei länger andauerndem Folgevorgang vergrößert sich Δx in der Regel allmählich bis n die Schwelle $S_{\Delta x}$ überschreitet und wieder im unbeeinflussten Zustand ist. Dieses Phänomen kann durch die Asymmetrie von $OP_{\Delta v}$ und $CL_{\Delta v}$ erklärt werden.

2.2.2 Erzeugung von Fahrer-Fahrzeug Einheiten

Die Verkehrsbelastung bzw. Verkehrsstärke auf einer realen Strecke unterliegt neben den langfristigen tageszeitlichen Schwankungen auch starken Kurzzeitschwankungen, die im Bereich von Minuten liegen. Bereiche mit hoher Verkehrsstärke, so genannte Fahrzeugpuls, werden gefolgt von Bereichen niedriger Belastung und umgekehrt. Die mittlere Verkehrsstärke (gemessen in Fzg/h) über mehrere Schwankungsperioden bleibt dabei nahezu konstant. Dieses Verhalten wird im vorliegenden Modell schon bei der Generierung der Fahrzeuge berücksichtigt. Während einer Verkehrssimulation werden bei vorgegebener mittlerer Verkehrsbelastung die einzelnen Fahrzeuge in bestimmten zeitlichen Abständen Δt am Anfang einer vorgegebenen Strecke erzeugt. Δt wird dabei stochastisch nach einer vorgegebenen Verteilungsfunktion gewählt [Wie74]. Die Verteilungsfunktion ist abhängig von der festgelegten mittleren Verkehrsbelastung und berücksichtigt die Bildung von Fahrzeugpuls.

Das individuelle Verhalten der einzelnen Fahrer-Fahrzeug Einheiten wird durch Zuweisung eines Satzes von stochastisch verteilten Eigenschaften berücksichtigt. Dabei wird davon ausgegangen, dass unterschiedliches menschliches Verhalten sich generell auf natürliche Weise verteilt und durch eine Normalverteilung (Gauß-Verteilung) beschrieben werden kann. Die Grundlage für die Bestimmung der Eigenschaften sind auf Werte zwischen 0 und 1 beschränkte (0,5; 0,15)-normalverteilte Zufallsvariablen, wobei 0,5 der Mittelwert und 0,15 die zugehörige Standardabweichung ist. Jede Eigenschaft wird so durch einen zufälligen Wert beschrieben, der genutzt wird, um verschiedene Kenngrößen der Fahrer-Fahrzeug Einheiten zu ermitteln. Durch unterschiedliche Abbildungsvorschriften werden individuelle Parameter wie Form der Wahrnehmungsschwellen oder Beschleunigungs-

vermögen berechnet. Einzig die Kenngröße Wunschgeschwindigkeit wird direkt aus einer angepassten Normalverteilung erzeugt. Im Folgenden wird kurz auf die einzelnen Eigenschaften eingegangen.

Wunschgeschwindigkeit: Die Wunschgeschwindigkeit v_W wird vom Fahrer während seiner Fahrt angestrebt. Bei hohen Verkehrsstärken ist sie jedoch von geringer Bedeutung, da die mögliche Geschwindigkeit häufig durch die übrigen Verkehrsteilnehmer beschränkt wird. Ein Erreichen der Wunschgeschwindigkeit ist erst dann möglich, wenn sich der Fahrer über einen längeren Zeitraum im unbeeinflussten Zustand befindet. Erreicht ein Fahrer seine gewünschte Geschwindigkeit, versucht er diese beizubehalten. Ähnlich wie beim unbewusst beeinflussten Fahren entsteht eine Pendelbewegung um diesen Zustand. Bei der Erzeugung einer Fahrer-Fahrzeug Einheit wird v_W durch eine beidseitig begrenzte $(\mu_v; \sigma_v)$ -normalverteilte Zufallsvariable direkt ermittelt. Der Mittelwert μ_v und die Standardabweichung σ_v sind dabei abhängig von der zu simulierenden Straßenverkehrssituation. Wird z.B. Stadtverkehr simuliert, ist eine relativ schmale Verteilung der Wunschgeschwindigkeit (kleines σ_v) um die zulässige Höchstgeschwindigkeit μ_v anzusetzen. Außerhalb geschlossener Ortschaften wird σ_v im Allgemeinen wesentlich größer sein. In dieser Arbeit wird σ_v innerorts zu 5 km/h und außerhalb geschlossener Ortschaften zu 15 km/h gesetzt. Der Mittelwert μ_v wird individuell festgelegt. Die untere und obere Grenze von v_W ergibt sich aus den als sinnvoll erachteten Werten $0,8\mu_v$ bzw. $1,4\mu_v$.

Sicherheitsbedürfnis: Das Sicherheitsbedürfnis eines Fahrers ist entscheidend für die Wahl des Sicherheitsabstandes zum vorausfahrenden Fahrzeug. Die zugehörige Zufallszahl wird bei der Bestimmung der gewünschten Mindestabstände A_x und B_x verwendet. Weiterhin nimmt sie Einfluss auf die Berechnung der verschiedenen Wahrnehmungsschwellen $S_{\Delta x}$, $S_{\Delta v}$, $CL_{\Delta v}$ und $OP_{\Delta x}$.

Wahrnehmungs- und Schätzvermögen: Eine sichere Fahrweise wird durch das Wahrnehmungs- und Schätzvermögen eines Fahrers bestimmt. Beide Eigenschaften können individuell sehr verschieden sein. Die Schwankungen im zugehörigen Verhalten der einzelnen Fahrer haben nur Auswirkungen auf die Bestimmung der Wahrnehmungsschwellen $(S_{\Delta x}, S_{\Delta v}, CL_{\Delta v}, OP_{\Delta x})$.

Beschleunigungs- und Bremsvermögen: Beschleunigungs- und Bremsvermögen einer Fahrer-Fahrzeug Einheit hängen von den Eigenschaften des Fahrzeugs, des Fahrers und der absoluten Geschwindigkeit v_n ab. Die beiden erst genannten Einflussfaktoren werden durch bestimmte Abbildungsfunktionen der entsprechenden Zufallszahl berücksichtigt. v_n geht direkt in die Bestimmungsgleichungen für Beschleunigung und Verzögerung ein. Das sich ändernde Beschleunigungs- bzw. Bremsvermögen bei unterschiedlichen Fahrbahneigenschaften (trocken, nass,

vereist usw.) wird durch eine entsprechende Begrenzung der zugehörigen Maximalwerte in der Simulation berücksichtigt.

Schwellwerte für das Gaspedal: In der Realität ist es für einen Fahrer nicht möglich, seine aktuelle Geschwindigkeit absolut konstant zu halten. Durch leichte Schwankungen bei der Betätigung des Gaspedals treten minimale Beschleunigungen bzw. Verzögerungen auf, die sowohl vom Fahrzeug als auch vom Fahrer abhängig sind. Das resultierende intervallmäßige Betätigen des Gaspedals führt zu einer Pendelbewegung des Fahrzeugs. Untersuchungen haben ergeben, dass die unteren Schwellwerte für Beschleunigung und Verzögerung vom Betrag die gleiche Größenordnung haben. Die zugehörigen Mittelwerte liegen grob bei $+ bzw. -0,2 \text{ m/s}^2$. Die Unterschiede zwischen den einzelnen Fahrer-Fahrzeug Einheiten sind durch die entsprechende Zufallszahl charakterisiert.

Ansprechverhalten der Bremslichter: Die Verzögerung eines vorausfahrenden Fahrzeugs $n - 1$ hat entscheidenden Einfluss auf das Bremsverhalten des Fahrers n . Hierbei kommt es nicht nur auf die absoluten Werte des Abstands Δx an, sondern auch darauf, wie schnell sich dieser verringert. Der Fahrer n schätzt dabei die Verzögerungswerte von $n - 1$. Diese Schätzung wird natürlicherweise stark durch das Aufleuchten der Bremslichter bei $n - 1$ beeinflusst. Das Aufleuchten der Bremslichter hängt davon ab, ob der Fahrer $n - 1$ nur die Motorbremse benutzt oder tatsächlich das Bremspedal betätigt. Die Schwelle der Verzögerung zwischen beiden Zuständen ist von Fahrzeug zu Fahrzeug unterschiedlich. Entsprechende Schwankungen werden durch die zugehörige Zufallszahl berücksichtigt.

Die jeder Fahrer-Fahrzeug Einheit zugewiesenen Eigenschaften bzw. die zugehörigen Zufallswerte bleiben während der gesamten Simulationszeit konstant. Es ist jedoch bekannt, dass sich auch bei ein und demselben Fahrer das Fahrverhalten über der Zeit bzw. dem Weg ändert. Diese Tatsache wird durch die Einführung einer zusätzlichen zeitabhängigen und zwischen 0 und 1 (0,5; 0,15)-normalverteilten Zufallsvariablen berücksichtigt. Die Lage der Wahrnehmungsschwellen bzw. die Größe der Sicherheitsabstände wird dadurch auch während der Simulationszeit in gewissen Grenzen zufällig variiert.

Durch die individuellen Eigenschaften jeder Fahrer-Fahrzeug Einheit wird das Verhalten unterschiedlicher Fahrzeugtypen bereits berücksichtigt. Das *Wiedemann* Modell beschreibt dabei primär das durchschnittliche Verkehrsverhalten von Pkws, wobei das Verhalten von Lkws nicht mit einbezogen ist. Lkws haben jedoch durch ihre Größe einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss auf die Wellenausbreitung im Übertragungskanal. Ihre Berücksichtigung ist deshalb für eine realistische Betrachtung des Kanals notwendig. Hierzu wird bei der Generierung der Fahrer-Fahrzeug Einheiten neben einer mittleren Verkehrsstärke für Pkw auch eine mittlere Verkehrsstärke für Lkw angegeben. Die Entscheidung, ob ein Pkw oder ein Lkw am Streckenbeginn generiert wird, verläuft, abhängig vom jeweiligen pro-

zentualen Anteil an der Gesamtverkehrsbelastung, stochastisch. Neben den äußeren Abmessungen wird das reduzierte Beschleunigungs- bzw. Bremsvermögen von Lkws berücksichtigt. Die zugehörigen Abbildungsfunktionen der entsprechenden Zufallszahl sind hierzu geeignet angepasst.

Eine weitere Unterscheidung der Pkws in verschiedene Typen findet lediglich bezüglich unterschiedlicher Karosserieabmessungen statt. Lkws werden vereinfachend nur in einer Größe modelliert (siehe Abschnitt 2.3). Die Auswirkungen von Krafträdern auf Verkehr und Übertragungskanal wird vernachlässigt.

2.2.3 Mehrspuriger Verkehr

Mehrspuriger Straßenverkehr stellt eine wesentlich höhere Anforderung an den Fahrer als einspuriger Verkehr. Die gleichzeitig zu verarbeitende Anzahl von notwendigen Beobachtungen des Verkehrs und die anschließend zu treffenden Entscheidungen steigen um ein Vielfaches. Eine der hauptsächlichen Aufgaben des Fahrers ist hierbei neben der Anpassung der Geschwindigkeit an die aktuelle Verkehrslage die Beurteilung der Möglichkeit bzw. Notwendigkeit eines Spurwechsels. In [Wie74] sind einige Hinweise zur Modellierung des Spurwechsels gegeben. Ein konkretes Modell wird jedoch nicht vorgestellt. Weitere Ansätze sind in [Fri99] beschrieben. Basierend auf diesen Ansätzen wurde das *Wiedemann* Modell in der vorliegenden Arbeit auf mehrspurigen Verkehr erweitert.

Die Komplexität eines Spurwechsel ändert sich mit der Anzahl der möglichen Fahrspuren und der Tatsache, ob Überholen auf der Gegenfahrbahn erlaubt ist oder nicht. Bei mehr als zwei Spuren in einer Richtung beeinflussen den Fahrer nicht nur die nahen Fahrzeuge auf der Zielspur und der momentanen Spur sondern auch die Fahrzeuge auf den anderen Spuren. Vor allem beim Wechsel über mehr als eine Spur hinweg macht sich dies bemerkbar. Die Hauptbeeinflussung findet aber primär durch das Verhalten der Fahrzeuge auf der momentanen und der Zielspur statt [Wie74]. Bei der Modellierung werden nur diese berücksichtigt. Weiterhin wird ein Überholen auf der Gegenfahrbahn ausgeschlossen.

Beim Spurwechsel eines Fahrzeugs spielen hauptsächlich drei der im nahen Umfeld möglichen Fahrzeuge eine Rolle. Dies sind das auf der eigenen Spur vorausfahrende Fahrzeug, das auf der Zielspur vorausfahrende Fahrzeug und das auf der Zielspur hinterherfahrende Fahrzeug. Das auf der eigenen Spur hinterherfahrende Fahrzeug hat nur in bestimmten Situationen, beispielsweise bei zu nahem Auffahren (Drängeln), einen Einfluss und wird deshalb vernachlässigt. In die Entscheidung für oder gegen einen Spurwechsel fließen nur die Abstände und Relativgeschwindigkeiten zu diesen Fahrzeugen mit ein.

Aus den gemachten Annahmen ergeben sich acht Grundsituationen beim Spurwechsel, welche in Bild 2.3 dargestellt sind. Es handelt sich um jeweils vier unterschiedliche Situationen für den Wechsel von rechts nach links (a_r bis d_r) bzw. links nach rechts (a_l bis d_l). Der Unterschied ist durch Verkehrsregeln wie Rechtsfahrgebot oder Überholverbot auf der rechten Seite begründet. Da es sich um Grundsituationen handelt, können alle andere Situationen durch Superposition abgeleitet

werden. Die Darstellung in Bild 2.3 beschränkt sich aus Übersichtsgründen auf zwei Fahrspuren.

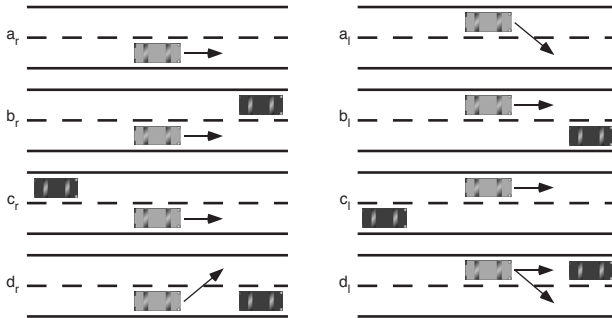


Bild 2.3: Grundsituationen beim Spurwechsel

Fährt ein Fahrer auf der rechten Spur und befindet sich kein weiteres Fahrzeug in seinem Wahrnehmungsbereich (a_r), so wird kein Wechsel veranlasst (Rechtsfahrgebot). Ein Wechsel ist auch dann ausgeschlossen, wenn der Abstand bzw. die Relativgeschwindigkeit zu dem auf der linken Spur voran- oder hinterherfahrenden Fahrzeug dies nicht zulässt (b_r , c_r). Kann der Fahrer durch Einfluss eines voranfahrenden Fahrzeugs nicht mit seiner Wunschgeschwindigkeit fahren und treffen Fall b_r und c_r nicht zu, wird ein Spurwechsel nach links eingeleitet (d_r). Für die Entscheidungen, ob Fahrzeuge auf der Zielspur einen Linkswechsel verhindern oder nicht, wird das in Bild 2.2 beschriebene Zustandsdiagramm benutzt. Erst wenn die beiden relevanten Fahrzeuge auf der linken Spur außerhalb des Wahrnehmungsbereiches sind, ist ein Wechsel möglich. Die entsprechenden Abstandsgrenzen resultieren bei bekannter (geschätzter) Relativgeschwindigkeit aus den Grenzen für unbeeinflusstes Fahren $S_{\Delta v}$ und B_x . Der Bereich für unbewusst beeinflusstes Fahren wird hierbei nicht berücksichtigt.

Befindet sich ein Fahrer auf der linken Spur und ist kein weiteres Fahrzeug in seinem Wahrnehmungsbereich (a_l), wird ein Wechsel nach rechts eingeleitet (Rechtsfahrgebot). Die Behandlung der Fälle b_l und c_l wird analog zu b_r bzw. c_r durchgeführt. Ein Wechsel ist auch hier nicht möglich solange sich die anderen Fahrzeuge im Wahrnehmungsbereich befinden. Führt ein Fahrer auf der linken Spur auf seinen Vordermann auf (d_l), ist in der Realität zu beobachten, dass trotz freier rechter Spur und Rechtsfahrgebot kein Wechsel erfolgt. Erst nach längerem Fahren in diesem Zustand wird nach rechts gewechselt. Im Modell wird im Fall d_l mit dem Wechsel so lange gewartet, bis sich der Fahrer im unbewusst beeinflussten Folgezustand befindet. Die Berechnung der Abstandsgrenzen für einen Rechtswechsel werden analog zu denen des Linkswechsels bestimmt.

In den Fällen b_r und d_l besteht die Gefahr, dass der Fahrer das auf der linken Fahrspur vorausfahrende Fahrzeug rechts überholt. Im Modell wird dieses Verhal-

ten jedoch durch geeignete Berücksichtigung des zugehörigen Abstandes unterbunden.

Die Dauer eines Links- bzw. Rechtswechsels ist von zahlreichen Faktoren, wie z.B. Absolutgeschwindigkeit, Fahrbahneigenschaften und Eigenschaften des Fahrers abhängig. [Fri99] gibt für außerörtlichen Verkehr eine Obergrenze von 4 s für einen Links- und 7 s für einen Rechtswechsel an. Die Untergrenze für beide liegt bei ca. 2 s. Im Modell können die konkreten Werte in Abhängigkeit des zu untersuchenden Szenarios, beliebig festgelegt werden. Für die in dieser Arbeit durchgeführten Simulationen werden bei innerörtlichem Verkehr beide Werte auf 2 s gesetzt. Bei außerörtlichem Verkehr wird die Dauer des Linkswechsels auf 3 s und die des Rechtswechsels auf 4,5 s festgelegt. Dies entspricht den Mittelwerten zwischen Ober- und Untergrenze. Die Form der Trajektorie, die die Fahrzeuge während eines Spurwechsels beschreiben, ist ebenfalls aus [Fri99] entnommen. Es handelt sich hierbei um eine angepasste cos-Funktion.

2.3 Modellierung der Fahrzeugkarosserie

Für die korrekte Simulation der Wellenausbreitung sind geeignete Fahrzeugmodelle zu implementieren. Wichtig dabei sind neben Form und Größe der Fahrzeuge vor allem die elektromagnetischen Eigenschaften der Materialien, aus denen sie aufgebaut sind. Letztere werden durch die Materialparameter $\varepsilon_{r, \text{ges}}$ und μ_r bestimmt (vgl. Abschnitt 4.1.1). Für die Modellierung von Ausbreitungsphänomenen, wie Reflexion oder Beugung, ist zusätzlich die Mikrostruktur der Oberfläche von Bedeutung. Sie ist durch die statistisch verteilte Oberflächenrauigkeit σ_h beschrieben (vgl. Abschnitt 4.3.2.1).

Die Modellierung der Fahrzeuge setzt eine geeignete Abstrahierung der zugehörigen dreidimensionalen Oberflächengeometrien voraus. Aufgrund der verwendeten Algorithmen zur Bestimmung der Wellenausbreitungspfade müssen die gekrümmten Oberflächen durch ebene Polygone angenähert werden (vgl. Abschnitt 4.4). Jedes Polygon wird dabei durch die Lage seiner Eckpunkte eindeutig bestimmt. Unterschiedliche Materialparameter innerhalb eines Objektes werden jeder Fläche separat zugewiesen.

Für das Kanalmodell in der vorliegenden Arbeit sind insgesamt sechs unterschiedliche repräsentative Fahrzeugmodelle implementiert, wobei eine Lkw-Form und fünf Pkw-Formen berücksichtigt werden. Die zugehörigen Modelle sind in Bild 2.4 dargestellt. Lkws werden vereinfacht als Quader mit integrierten Fensterscheiben beschrieben. Als Material für Karosserie und Fahrgestell wird ideal elektrisch leitendes (engl. *perfect electric conductor*, PEC) Metall angenommen. Die Fensterscheiben bestehen aus Glas. Der Laderaum der meisten Lkws ist entweder aus Metallwänden aufgebaut oder von einer starken Kunststoffplane umgeben. Beide Varianten sind im Modell integriert und durch entsprechende Materialparameter beschrieben. Der Typ des Laderaums wird jedem Lkw bei der Generierung zufällig und gleichverteilt zugewiesen.

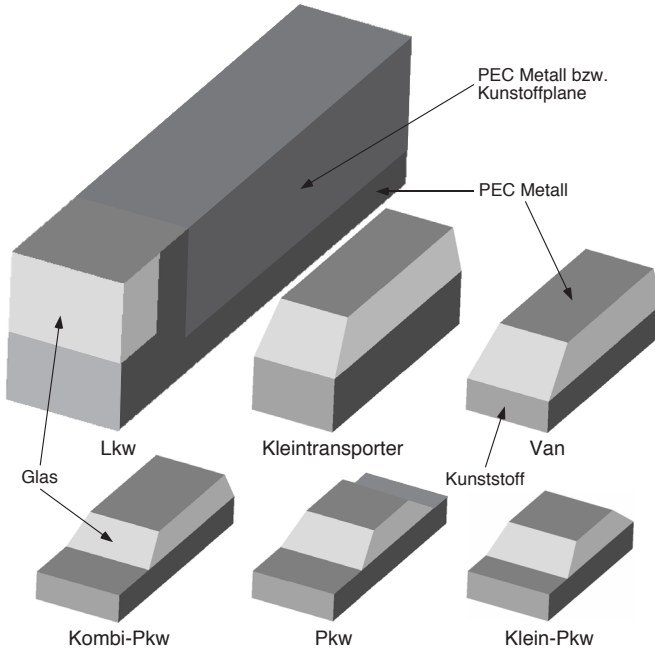


Bild 2.4: Modelle der einzelnen Fahrzeugtypen

Die fünf verbleibenden Pkw-Typen sind aus zwei übereinander liegenden Quadern zusammengesetzt, wobei die Autoscheiben schräg mit unterschiedlichen Winkeln angeordnet sind. Bei allen Pkws wird die Karosserie als PEC angenommen. Da Stoßstangen und Kühlergrill heutiger Pkws meist aus Kunststoff sind, werden entsprechende Materialparameter für die Vorderseite der Karosserie angesetzt. Auf der Rückseite dominieren Heckklappe bzw. Laderaumtüren, die in der Regel aus Metall bestehen. Die Rauigkeit der Oberfläche aller Fahrzeuge inklusive Lkws kann im Allgemeinen vernachlässigt werden. σ_h ist daher zu Null gesetzt. Die elektromagnetischen Parameter aller verwendeten Materialien und die Fahrzeugabmessungen sind in Anhang A.3 bzw. Anhang A.4 zu finden.

Für die in Abschnitt 2.2.2 beschriebene Generierung der Fahrer-Fahrzeug Einheiten wird angenommen, dass die fünf Pkw-Typen gleichverteilt auftreten.

2.4 Simulationsergebnisse

Das zuvor beschriebene Verkehrsmodell liefert zeitlich aufeinander folgende Momentaufnahmen (engl. *snapshots*) der Position und der Geschwindigkeit der ein-

zelen Fahrzeuge. Der zeitliche Abstand zwischen den Aufnahmen kann hierbei im Prinzip beliebig gewählt werden. Für eine korrekte Beschreibung der zugehörigen Funkkanaleigenschaften ist jedoch eine minimale Abtastrate notwendig, welche nicht unterschritten werden darf. Ihre Bestimmung hängt maßgeblich mit der maximal möglichen Doppler-Verschiebung im vorliegenden Szenario zusammen, worauf in Abschnitt 5.3.1 genauer eingegangen wird.

In Bild 2.5 sind drei aufeinander folgende Momentaufnahmen eines sechsspurigen Verkehrsszenarios dargestellt, wobei jeweils drei Spuren, getrennt durch einen Mittelstreifen, für eine Fahrtrichtung genutzt werden (durch Pfeile angezeigt). Vergleichbar ist das Szenario mit einer üblichen deutschen Autobahn. Die Gesamtstreckenlänge des gezeigten Simulationsabschnitts beträgt 200 m. Als zeitlicher Abstand der Momentaufnahmen ist 1 s gewählt. Für die Simulationsstrecke wird eine Verkehrsbelastung von insgesamt 6000 Fzg/h angenommen, was einer stark befahrenen Autobahn entspricht [Bund05]. Hierbei sind im Durchschnitt 40 % der Fahrzeuge Lkws. Der Rest setzt sich vereinfachend zu gleichen Teilen aus den verschiedenen Pkw-Typen (vgl. Abschnitt 2.3) zusammen. Die mittleren Wunschgeschwindigkeiten für Pkws bzw. Lkws sind einheitlich für alle Spuren zu 120 km/h bzw. 80 km/h gesetzt. Es ist gut zu erkennen, dass sich Lkws durch ihre geringere Wunschgeschwindigkeit vornehmlich auf der in Fahrtrichtung rechten Spur bewegen.

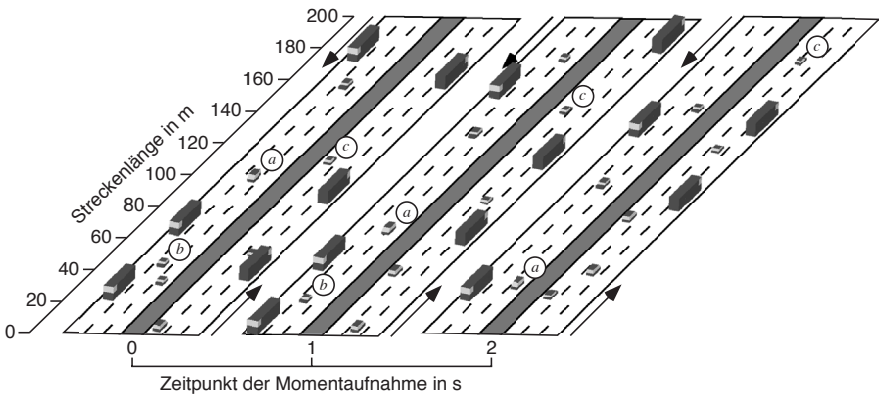


Bild 2.5: Momentaufnahmen eines sechsspurigen Verkehrsszenarios

Das realistische Verhalten der einzelnen Verkehrsteilnehmer ist anhand von zwei Beispielen in Bild 2.5 dargestellt. Betrachtet werden zunächst die Fahrzeuge *a* und *b* zum Zeitpunkt $t = 0$ s. *a* bewegt sich mit einer Geschwindigkeit von 121 km/h und *b* fährt mit 86 km/h. Beide Pkws fahren auf der mittleren Spur. Der Fahrer von *a* hat bereits gemerkt, dass er durch das langsamere Fahrzeug *b* seine Wunschgeschwindigkeit nicht einhalten kann. Da auf der linken Fahrspur ausreichend Platz

ist, wechselt a in den folgenden Sekunden nach links, um b zu überholen. Als weiteres Beispiel wird das Verhalten von Fahrzeug c näher untersucht. c fährt zum Zeitpunkt $t = 0$ s mit einer Geschwindigkeit von 129 km/h auf der linken Spur. Die in der näheren Umgebung von c befindlichen Fahrzeuge auf der mittleren Fahrspur sind soweit entfernt, dass der Fahrer von c , beeinflusst durch das Rechtsfahrgebot, die Spur wechselt. Bei genauer Betrachtung der einzelnen Momentaufnahmen ist zu erkennen, dass der Rechtswechsel von c , wie in Abschnitt 2.2.3 beschrieben, etwas länger dauert als der Linkswechsel von a .

Ein wichtiger Aspekt bei der Verkehrsmodellierung ist das Verhalten der Fahrzeuge bei äußeren Störungen, wie beispielsweise einem Unfall oder einer plötzlich auf rot schaltenden Ampel. Solche Einflüsse haben meist einen Stau bzw. stockenden Verkehr zur Folge. Unfälle sind im Modell möglich. Sie passieren jedoch rein zufällig und können nicht gesteuert werden. Zur Überprüfung dieses Verhaltens ist deshalb im Modell eine Ampelschaltung implementiert. Die Ampelanlage kann dabei beliebig positioniert und geschaltet werden.

In Bild 2.6 ist das Ergebnis einer Verkehrssimulation mit Ampelanlage dargestellt. Zu sehen sind die Weg-Zeit-Linien (Trajektorien) der Fahrzeuge einer einzelnen Fahrspur. Die Trajektorien geben den Abstand der zugehörigen Fahrzeuge zum Streckenanfang über der Zeit wieder. Aus der lokalen Steigung der Trajektorien kann die momentane Geschwindigkeit der Fahrzeuge mit $v_m \approx \Delta x / \Delta t$ abgeschätzt werden. Anhand der Trajektorien ist deutlich erkennbar, dass der Abstand zwischen den einzelnen Fahrzeugen über der Zeit den in Abschnitt 2.2 beschriebenen Schwankungen unterliegt.

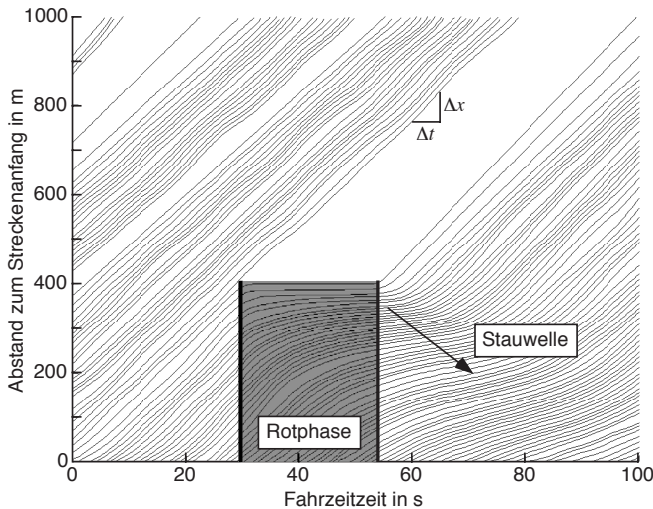


Bild 2.6: Fahrzeugtrajektorien bei einer Fahrbahn mit Ampelanlage

Als Szenario wird innerörtlicher Verkehr mit einer hohen mittleren Verkehrsbelastung von 2500 Fzg/h pro Spur angenommen. Bei der Simulation werden nur Pkws berücksichtigt. Ihre mittlere Wunschgeschwindigkeit ist auf 50 km/h gesetzt. Die Ampelanlage ist in einer Entfernung von 400 m vom Streckenanfang positioniert. Nach einer Zeit von 30 s wird die Ampel für eine Zeitspanne von 25 s von grün auf rot umgeschaltet.

Der Verlauf der Trajektorien zeigt deutlich, dass nach dem Umschalten der Ampel auf rot die betroffenen Fahrzeuge ihre Geschwindigkeit entsprechend der neuen Situation stark reduzieren. Einige der vorderen Fahrzeuge kommen hierbei vollständig zum Stillstand. Durch die Verringerung des Abstands der Fahrzeuge entsteht vor der Ampel eine starke lokale Erhöhung der räumlichen Fahrzeugdichte. Nach Beendigung der Rotphase setzen sich die Fahrzeuge nacheinander wieder in Bewegung und die Fahrer versuchen ihre Wunschgeschwindigkeit zu erreichen. Dabei verschiebt sich die lokal hohe Fahrzeugdichte entgegen der Fahrtrichtung zum Streckenanfang hin, was die Ursache für die anhaltende Welligkeit der Trajektorien auch nach Beendigung der Rotphase ist. Tatsächlich breitet sich diese Dichtekonzentration ähnlich wie eine Welle aus und wird deshalb als Stauwelle bezeichnet [HN03]. Solche Stauwellen werden sehr häufig bei ähnlichen Situationen im realen Verkehr beobachtet.

2.5 Bestimmung von Sender- und Empfängerfahrzeug

Da der Funkkanal in den betrachteten Szenarien als reziprok angesehen werden kann, ist es zunächst unerheblich welcher Teilnehmer sendet und welcher empfängt. Für die Wellenausbreitungssimulation ist es jedoch notwendig Sender und Empfänger eindeutig festzulegen. Im Folgenden wird deshalb ohne Beschränkung der Allgemeinheit immer zwischen Sender und Empfänger unterschieden.

Nach der Generierung der Zeitserien der Positionen und Geschwindigkeiten der einzelnen am Verkehr beteiligten Fahrzeuge werden Sender- und Empfängerfahrzeug bestimmt. Durch Untersuchung des vorliegenden Verkehrsszenarios und anschließender gezielter Auswahl der in Frage kommenden Fahrzeuge können sowohl typische als auch *Worst Case* Szenarien für den Kanal erzeugt werden. Spezielle Untersuchungen, z.B. von Überholvorgängen innerhalb realer Verkehrsumgebungen, sind dadurch möglich. Die relativen Positionen der Antennen an Sender- und Empfängerfahrzeug sind frei wählbar. Für die Simulation von gesamten Ad-hoc-Netzen sind mehrere Sender bzw. Empfänger möglich.

Eine weitere Möglichkeit, charakteristische Szenarien zu generieren, ist die Erzeugung von Fahrzeugkolonnen innerhalb des Verkehrsmodells. Hierzu wird für eine bestimmte Anzahl von Fahrer-Fahrzeug Einheiten einer vorher bestimmten Spur der Fahrzeugtyp nicht stochastisch ermittelt, sondern fest vorgegeben. Um die Kolonne aufrecht zu erhalten, sind Spurwechsel dieser Fahrzeuge nicht möglich. Bis auf diese Einschränkung verhalten sich die Fahrzeuge jedoch wie im realen

Straßenverkehr. Innerhalb der Kolonne können Sender und Empfänger beliebig platziert werden. Beispielsweise lassen sich auf diese Art sehr gut Abschattungseffekte durch andere Fahrzeuge, wie beispielsweise Lkws, die sich zwischen Sender- und Empfängerfahrzeug befinden, untersuchen (vgl. Abschnitt 6.2.2).

Für spezielle Untersuchungen zur Datenübertragung zwischen einem Fahrzeug und einem speziellen, am Straßenrand feststehenden *Access Point* (vgl. Abschnitt 7.3.2), ist eine entsprechende Positionierung des Senders möglich.

2.6 Zusammenfassung

Das vorgestellte erweiterte *Wiedemann* Verkehrsmodell bildet in dieser Arbeit die realistische Grundlage für die korrekte Beschreibung des zeitvarianten Verhaltens des Funkkanals zwischen Fahrzeugen. Bei den Simulationen kann eine beliebige Anzahl von Fahrspuren pro Fahrtrichtung gewählt werden. Die mittlere Fahrzeugbelastung wird pro Spur festgelegt. Spurwechsel der Fahrzeuge sind im Modell integriert und können je nach Vorgabe an- oder abgeschaltet werden. Weiterhin werden die für die Modellierung der Wellenausbreitung wichtigen Form- und Größenunterschiede gängiger Fahrzeugtypen berücksichtigt. Neben einheitlich modellierten Lkws sind fünf verschiedene Pkw-Modelle integriert. Mittlere Fahrgeschwindigkeiten werden für Pkws und Lkws getrennt angegeben. Die resultierende hohe Variabilität des Modells garantiert, dass alle wesentlichen Verkehrsszenarien berücksichtigt werden können. Durch gezielte Auswahl von Sender- und Empfängerfahrzeugen nach Abschluss der eigentlichen Verkehrssimulation lassen sich weiterhin spezielle Situationen für den Funkkanal erzeugen. Als Ergebnis liefert das Modell hochaufgelöste Zeitserien der momentanen Position und Geschwindigkeit von Sender, Empfänger und den weiteren Fahrzeugen im Verkehrsgeschehen. Diese dienen zusammen mit den Karosseriegeometrien und dem im folgenden Kapitel beschriebenen Umgebungsmodell als Eingabedaten für die Simulation der Wellenausbreitung (vgl. Kapitel 4). In Anhang A.4 sind alle Parameter des Verkehrsmodells aufgelistet.

Kapitel 3

Modellierung der straßennahen Umgebung

Die Umgebung, in der sich Sender- und Empfängerfahrzeug befinden, beeinflusst nachhaltig das Verhalten des zugehörigen Übertragungskanal. Besonders der Nahbereich um Sender und Empfänger ist hierbei von Bedeutung. Für eine genaue Bestimmung der Wellenausbreitung zwischen Fahrzeugen ist deshalb eine realistische Modellierung dieses Bereiches notwendig. In diesem Kapitel wird der relevante Nahbereich definiert und das hierzu entwickelte Umgebungsmodell vorgestellt.

3.1 Modellansatz

Der nähere Bereich um eine Straße setzt sich neben den bewegten Fahrzeugen aus einer Reihe charakteristischer ruhender Objekte, zu denen beispielsweise Gebäude, parkende Autos oder Verkehrsschilder zählen, zusammen. Die Häufigkeit dieser ruhenden Objekte bzw. deren Auftrittswahrscheinlichkeit in einem bestimmten Gebiet hängt stark von der betrachteten Umgebungsklasse ab. Parkende Fahrzeuge sind z.B. hauptsächlich in innerörtlichen Umgebungen zu finden. Im Bereich von Überlandstraßen treten sie jedoch nur selten auf. In Bild 3.1 sind zwei charakteristische Verkehrsszenarien dargestellt. Es handelt sich hierbei um eine Autobahnumgebung und ein städtisches Szenario. Zu erkennen sind die bewegten Fahrzeuge und eine Vielzahl verschiedener ruhender Objekte am Straßenrand. Diese kommen in den beiden Szenarien mit deutlich unterschiedlicher Häufigkeit und unterschiedlichen Positionen relativ zur Fahrbahn vor. Eine Auswirkung auf die Wellenausbreitung haben vor allem große Objekte wie Gebäude, parkende Fahrzeuge, Bäume, Brücken usw. In Abschnitt 6.2 wird jedoch gezeigt, dass auch kleinere Objekte, wie Straßenschilder berücksichtigt werden müssen. Weiterhin haben die verschiedenen Fahrbahnbreiten, die hauptsächlich von der Anzahl der Spuren abhängen (vgl. Bild 3.1), einen Einfluss auf die Wellenausbreitung.

Für die Modellierung der fahrbahnnahen Umgebung ist die Erhebung und Integration deterministischer Objektdaten, wie deren absolute Position, Form und Größe, auf Basis real existierender Szenarien zu aufwendig. Zudem ist das Auftreten einiger Objekte, wie beispielsweise parkender Fahrzeuge, starken zeitlichen Schwankungen unterworfen. Weiterhin ist für Systembetrachtungen zu gewährleisten, dass eine Vielzahl von unterschiedlichen Szenarien einer vorgegebenen Umgebungsklasse zur Verfügung stehen, um diesbezüglich mehrere unabhängige Untersuchungen durchführen zu können. Der in dieser Arbeit vorgestellte Ansatz



(a) Autobahn



(b) Urbane Umgebung

Bild 3.1: Verschiedene Straßenumgebungen

basiert deshalb auf einer teilweise stochastischen und automatisierten Generierung der Umgebung bzw. der darin enthaltenen ruhenden Objekte. Die bewegten Fahrzeuge werden durch das im vorangehenden Kapitel beschriebene Verkehrsmodell erzeugt und entsprechend positioniert. Im Umgebungsmodell kann der Straßentyp und der zugehörige Verlauf der Fahrbahn weitestgehend beliebig gewählt und konfiguriert werden. Daran anzupassen sind die entsprechenden Eingabeparameter des Verkehrsmodells (vgl. Abschnitt 2.2.2).

Ebenso wie bei den bewegten Fahrzeugen werden die Oberflächen der Objekte der Straßenumgebung durch ebene Flächen (Polygone) approximiert (vgl. Abschnitt 4.4). Jeder einzelnen Fläche werden ebenfalls unterschiedliche elektromagnetische Materialparameter $\varepsilon_{r,ges}$, μ_r und Oberflächenrauigkeiten σ_h zugewiesen (vgl. Abschnitt 2.3 und Abschnitt 4.3.2). Bezüglich der Oberflächenbeschaffenheit nehmen hierbei die Vegetationsobjekte (z.B. Bäume oder Sträucher) einen Sonderstatus ein. Bedingt durch deren Beschaffenheit ist eine sinnvolle Bestimmung von σ_h nicht möglich. Da Interaktionen der elektromagnetischen Welle mit Vegetation im Kanalmodell durch ein spezielles Streumodell beschrieben sind, werden angepasste Streuparameter eingeführt. Eine genaue Beschreibung des Ansatzes und der zugehörigen Parameter ist in Abschnitt 4.3.4 zu finden. Im Allgemeinen sind $\varepsilon_{r,ges}$, μ_r und die Streuparameter frequenzabhängig und müssen auf die jeweilige Simulation angepasst werden. σ_h ist naturgemäß frequenzunabhängig.

Die Generierung der Fahrbahn und die Platzierung der ruhenden Objekte werden, zusammen mit der Bestimmung der Materialien, im Folgenden genauer

beschrieben. Weiterhin werden die für diese Arbeit wichtigen Umgebungsklassen definiert.

3.1.1 Modellierung der Fahrbahn

In Deutschland sind öffentliche Straßen allgemein in fünf so genannte Kategoriegruppen eingeteilt, die alphabetisch mit A bis E bezeichnet werden. Die einzelnen Gruppen unterscheiden sich durch den Einsatzzweck der zugehörigen Straßen. Beispielsweise werden anbaufreie Straßen außerhalb geschlossener Ortschaften durch die Gruppe A gekennzeichnet. Gruppe B bis E beziehen sich weitestgehend auf Straßen innerhalb bebauter Gebiete. Durch Zuweisung einer zusätzlichen römischen Zahl werden verschiedene Straßentypen in den einzelnen Gruppen genauer definiert. BI bezeichnet beispielsweise eine Stadtautobahn [PW00].

Für die einzelnen Straßentypen der verschiedenen Kategoriegruppen sind Regelquerschnitte (RQ) definiert, die den prinzipiellen Aufbau der Straße bestimmen [Nat03]. Wesentliche Merkmale sind dabei die Breite der einzelnen Fahrspuren, die Anzahl der Fahrspuren, die Art der Trennung der beiden Fahrtrichtungen (z.B. befestigter Mittelstreifen) und die Art der Fahrbahnbegrenzung nach außen (z.B. Fußgängerweg). Bild 3.2 zeigt einen solchen Regelquerschnitt, der bei den Straßentypen AI bis AIV und BII Anwendung findet. Es handelt sich um den Regelquerschnitt RQ 29,5. Die Zahl gibt hierbei die Gesamtbreite der Straße in Meter an.

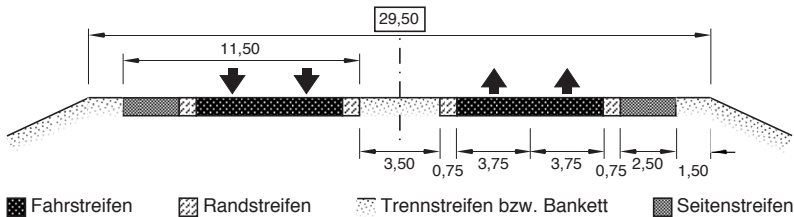


Bild 3.2: Regelquerschnitt für vierspurige Straße mit zwei Fahrtrichtungen (RQ 29,5)

Alle Zahlenangaben in Bild 3.2 sind in der Einheit Meter angegeben. Der Straßenquerschnitt wird in Fahrstreifen bzw. Fahrspuren, Randstreifen, Trennstreifen, Seitenstreifen und Bankett unterteilt. Die einzelnen Fahrstreifen übernehmen in der Regel den fließenden Verkehr. Randstreifen haben die Aufgabe, die seitlichen Begrenzungsmarkierungen aufzunehmen und die Fahrbahnkante vor Abbrüchen zu schützen. Der Trennstreifen stellt die räumliche Trennung der verschiedenen Fahrtrichtungen her. Seitenstreifen werden normalerweise nicht für den fließenden Verkehr genutzt. Sie sind meistens nur für Notfälle zum Abstellen liegen gebliebener Fahrzeuge vorgesehen. Das Bankett beschreibt die unbefestigte Randzone

der Straße. Auf ihm können seitliche Leiteinrichtungen, wie z.B. Leitplanken, installiert werden. Neben dem Seitenstreifen bzw. anstatt des Seitenstreifens können auch Rad- oder Gehwege die Straße beranden, was aber normalerweise nur innerorts bzw. bei Ortsverbindungsstraßen vorkommt.

Für das Umgebungsmodell wird die Straße vereinfachend in die einzelnen Fahrstreifen, die zwei Seitenstreifen und den Mittelstreifen unterteilt. Der Randstreifen, das Bankett, der Rad- oder Gehweg werden dem Mittel- bzw. Seitenstreifen zugerechnet. Die Breiten der einzelnen Bereiche können im Prinzip beliebig gewählt werden. Bei den in dieser Arbeit durchgeführten Simulationen bilden jedoch die gängigen Regelquerschnitte die Richtlinie. In Anhang A.4 sind die Maße der verwendeten Straßengeometrien aufgelistet.

Der Verlauf einer Straße kann im Modell aus beliebigen Kombinationen von geraden und gekrümmten Teilstücken erzeugt werden. Kurvenstücke werden dabei durch einen Kreisbogen angenähert. In Bild 3.3 ist ein Geraden- und ein Kurvensegment dargestellt. Die Länge l eines Geradenstücks bzw. der Radius r einer Kurve und deren Winkel α werden bei der Generierung der Strecke für jedes Segment vorgegeben. Bei der Dimensionierung von r ist darauf zu achten, dass zulässige Kurvenradien vom Typ der Straße bzw. von deren Entwurfsgeschwindigkeit abhängt. Entsprechende Werte für r sind in [PW00] zu finden. Neben der manuellen Erzeugung des Straßenverlaufs kann dieser auch zufällig generiert werden. Die entsprechenden Parameter der einzelnen Straßensegmente l bzw. r und α werden dabei als normalverteilte Zufallsvariablen angesehen. Mittelwert, Standardabweichung, obere und untere Grenze der Verteilungen werden vor der Erzeugung festgelegt. Auch die vorgegebene Häufigkeit von Kurven- und Geradensegmenten wird durch eine Zufallsvariable berücksichtigt.

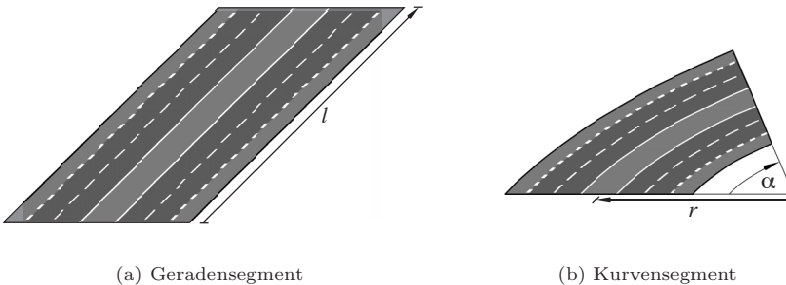


Bild 3.3: Verschiedene Straßensegmente

Die einzelnen Fahrbahnteilstücke inklusive Mittel-, Seitenstreifen und eventuelle Geh- oder Fahrradwege werden durch ein einziges ebenes Polygon entsprechenden Ausmaßes beschrieben. Separate Geradenstücke können dabei unterschiedliche Steigungen haben, d.h. ein hügeliger Straßenverlauf kann entsprechend angenähert werden. Kurvenstücke haben gegenüber dem globalen Koordinatensystem hingegen immer die Steigung 0° .

Der vertikale Aufbau von Straßen besteht für gewöhnlich aus mehreren Schichten unterschiedlicher Materialien. Die einzelnen Lagen können von oben her gesehen grob in Oberbau, Unterbau und Untergrund differenziert werden [VME98]. Haupteinfluss auf die Wellenausbreitung hat dabei der Oberbau, der meist aus Asphalt oder Beton besteht. In den betrachteten Szenarien ist es in der Regel ausreichend, nur diese oberste Schicht der Straße zu berücksichtigen [Sch98]. Eine Ausnahme bildet jedoch die Situation, die entsteht, wenn sich bei Regen eine dünne Wasserschicht auf der Fahrbahn bildet. Wie in Abschnitt 6.2.2.1 anhand von Messungen gezeigt wird, beeinflusst diese Schicht das Reflexionsverhalten der Fahrbahnoberfläche nachhaltig und wird daher durch eine geeignete Modellierung berücksichtigt (vgl. Abschnitt 4.3.2.2). Bei trockenen Verhältnissen wird für die Fahrbahn einheitlich das Material Beton verwendet. Die Materialparameter $\varepsilon_{r, \text{ges}}$, μ_r und σ_h für Beton und Wasser sind der Literatur entnommen und in Anhang A.3 aufgelistet.

3.1.2 Modellierung der fahrbahnnahe Objekte

Für die Generierung der Umgebung werden relevante ruhende Objekte im näheren Umfeld der Straße anhand vorgegebener Auftrittswahrscheinlichkeiten weitestgehend statistisch verteilt. Hierbei ist entscheidend, in welchem Szenario sich die zuvor generierte Straße befindet. Mögliche Simulationsszenarien sind deshalb in unterschiedliche Umgebungsklassen eingeteilt. Der Unterschied der einzelnen Klassen äußert sich primär in den verschiedenen Häufigkeitsverteilungen der Objekte. Durch Anpassen der zugehörigen Auftrittswahrscheinlichkeiten können so prinzipiell beliebige Umgebungsklassen definiert werden.

Allgemein können Verkehrsszenarien grob in inner- und überörtlichen Straßenverkehr eingeteilt werden. In [MFW03] und [MFW02] sind umfangreiche Messungen des Fahrzeug-Fahrzeug-Kanals für die zwei innerörtlichen Umgebungen *urban* und *suburban* und die zwei überörtlichen Szenarien *Autobahn* und *Landstraße* beschrieben. Die Ergebnisse aus den Messungen zeigen, dass sich der *urbane* und der *suburbane* Kanal sehr ähnlich verhalten. Gleiches gilt für die Szenarien *Autobahn* und *Landstraße*. Im Rahmen dieser Arbeit werden daher lediglich die als repräsentativ angesehenen Umgebungsklassen *urbanes Gebiet* und *Autobahn* näher betrachtet. Das Kanalmodell wird in Kapitel 6 explizit für diese beiden Klassen verifiziert.

Die stochastische Erzeugung und Verteilung der Objekte ermöglicht die effiziente Generierung einer Vielzahl von Umgebungen mit nahezu denselben statistischen Eigenschaften. Ihr Unterschied liegt primär in den verschiedenen Positionen der

einzelnen Objekte. Deren jeweiliger prozentualer Anteil hat dabei jedoch immer dieselbe Größenordnung. Typische, durch das Verkehrsmodell generierte Verkehrsszenarien werden in die so generierten Umgebungen eingebettet. Ein und dasselbe Verkehrsgeschehen kann auch für unterschiedliche Umgebungen mehrmals verwendet werden.

Für das Umgebungsmodell wird das nähere Umfeld der Straße in drei Zonen unterteilt. Die erste Zone beinhaltet die eigentliche Fahrbahn. Auf ihr befinden sich lediglich bewegte Fahrzeuge, die durch das Verkehrsmodell generiert werden. Die Grenze zwischen Fahrbahn und Peripherie bzw. das Gebiet unmittelbar seitlich neben der Fahrbahn wird Zone 2 zugeordnet. Je nach Straßentyp ist dieser Bereich häufig durch einen Seitenstreifen und bzw. oder einen Fußgängerweg bestimmt. Da diese Zone zum Straßenbereich zählt, ergibt sich ihre Größe aus dem verwendeten Regelquerschnitt. Objekte in diesem Bereich, werden durch das Umgebungsmodell erzeugt und statistisch verteilt. Folgende relevante Objekte werden berücksichtigt:

- *parkende Fahrzeuge (Pkw und Lkw)*
- *Verkehrsschilder verschiedener Größe*
- *Schilderbrücken*
- *Leitplanken*
- *Leerraum*

Der dritte Bereich beschreibt die Zone neben der Straße, d.h. neben dem Seitenstreifen bzw. Fußgängerweg. Deren Ausdehnung ist nach außen hin prinzipiell nicht eingeschränkt. Für die praktische Anwendung wird diese jedoch auf 100 m begrenzt. Die zugehörige Bodenfläche und die angrenzende Straße liegen in einer Ebene. Ihre Materialeigenschaften hängen von der gewählten Umgebungsklasse ab. Vereinfachend wird allgemein Betonboden innerorts und Ackerboden außerhalb geschlossener Ortschaften angesetzt. Die zugehörigen Materialparameter sind in Anhang A.3 zu finden. Verschiedene Objekte, die durch das Umgebungsmodell in Zone 3 verteilt werden, sind:

- *Gebäude*
- *Vegetation (Bäume bzw. Büsche)*
- *Brücken*
- *Leerraum*

Das Objekt Leerraum beschreibt in beiden Zonen eine Freifläche, auf der sich keine physikalischen Objekte befinden. Bei der Generierung der aufgezählten Objekte werden Zone 2 und 3 getrennt voneinander behandelt. Die Verteilung der darin enthaltenen Objekte erfolgt, wie bereits erwähnt, gemäß den zugehörigen Auftretenswahrscheinlichkeiten, wobei die Summe aller Objektwahrscheinlichkeiten

pro Zone eins ergeben muss. Anhand des Betrags der einzelnen Objektwahrscheinlichkeiten wird jedem Objekt ein nicht überlappender äquivalenter Wertebereich zwischen null und eins zugewiesen. Durch Ziehen einer $(0; 1)$ -gleichverteilten Zufallsvariablen und anschließendem Vergleich mit dem Wertebereich der einzelnen Objekte wird der Typ der Objekte, die nacheinander entlang der Straße platziert werden, stochastisch bestimmt. In Anhang A.4 sind die Auftrittswahrscheinlichkeiten der genannten Objekte für die beiden Umgebungsklassen *urbanes Gebiet* und *Autobahn* aufgelistet. Soweit möglich sind die zugehörigen Zahlenwerte der Literatur entnommen [Döt00], [Rit01]. In den übrigen Fällen werden realistische Annahmen gemacht.

Die Objekte Brücke und Schilderbrücke nehmen bei der Platzierung eine Sonderrolle ein, da sie nicht stochastisch sondern deterministisch (manuell) erzeugt werden, d.h. ihre Position wird bei der Generierung der Umgebung fest vorgegeben. Hierfür gibt es zwei Gründe. Zum einen sind die Auftrittswahrscheinlichkeiten der beiden Objekte im Allgemeinen so gering, dass deren zufälliges Auftreten die statistische Signifikanz des Szenarios bezüglich einer bestimmten Umgebungsklasse stören würde. Weiterhin sind Brücken und Schilderbrücken durch ihre fahrbahnübergreifende Geometrie sehr gut für die Installation von Zugangsknoten (*Access Points*) geeignet, die den fahrzeuggetragenen Ad-hoc-Netzwerken als Zugang zum Festnetz dienen [FWMW03]. Für entsprechende Untersuchungen (siehe Abschnitt 7.3.2) des zugehörigen Funkkanals ist eine angepasste Positionierung der beiden Objekte notwendig. Da Leitplanken meist durchgehend über eine längere Strecke der Straße vorhanden sind, werden sie ebenfalls außerhalb der stochastischen Erzeugung der Objekte positioniert.

Die Modelle für die einzelnen Objekte in Zone 2 und 3 sind jeweils in Bild 3.4 und 3.5 dargestellt. Für parkende Fahrzeuge werden dieselben Modelle verwendet, wie für bewegte. Da diese bereits in Abschnitt 2.3 beschrieben sind, wird an dieser Stelle auf eine nochmalige Darstellung verzichtet. Bei der Wahl des Typs des parkenden Fahrzeugs wird allgemein von einem 5%igen Anteil an Lkws ausgegangen [Bund05]. Der Rest verteilt sich gleichmäßig auf die verschiedenen Pkw-Typen (vgl. Abschnitt 2.3). Parkende Fahrzeuge werden direkt neben der Fahrbahn auf

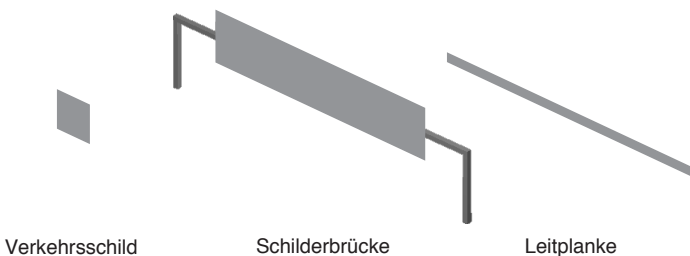


Bild 3.4: Objektmodelle für Zone 2

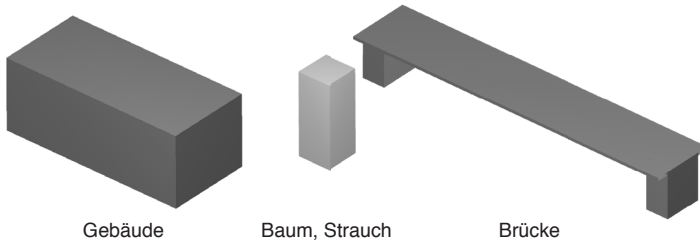


Bild 3.5: Objektmodelle für Zone 3

dem Seitenstreifen positioniert. Ihr relativer Abstand zum äußeren Fahrbahnrand variiert dabei geringfügig, vorgegeben durch eine normalverteilte Zufallszahl.

Verkehrsschilder sind vereinfachend in große und kleine Schilder eingeteilt. Die eigentliche Schildertafel wird bei beiden als rechteckige ideal leitende (PEC) Metallplatte modelliert (siehe Anhang A.3), wobei Halterungen bzw. Standrohre vernachlässigt sind. Positioniert werden Verkehrsschilder in Abhängigkeit des Verkehrsszenarios direkt neben der Fahrbahn bzw. dem Seitenstreifen. Schilderbrücken und Leitplanken bestehen ebenfalls vollständig aus PEC Material. Bei Schilderbrücken wird für Halterungen und Standrohre Vierkantprofil angesetzt. Die Leitplanken werden wie Verkehrsschilder auf der Grenze zwischen Zone 2 und 3 positioniert. Ihre Platzierung ist auch auf dem Mittelstreifen möglich. In Kurvensegmenten einer Straße wird der gekrümmte Verlauf der Leitplanken durch gerade Teilstücke angenähert. Die Maße der einzelnen Schildertypen und der Leitplanken sind in Anhang A.4 beschrieben, wobei die Breite von Schilderbrücken mit der Breite der Straße variiert.

Gebäude sind vereinfachend als Quader bestehend aus Beton modelliert. Höhe, Breite und Tiefe der Quader werden anhand vorgegebener Verteilungsfunktionen statistisch für jedes erzeugte Gebäude neu ermittelt, um die in der Realität vorkommenden zugehörigen Variationen zu berücksichtigen. Der Abstand der Gebäude zur Straße ist ebenfalls eine statistische Größe. Die Parameter der zugehörigen Verteilungsfunktionen sind in Anhang A.4 zu finden.

Am Straßenrand befindliche Bäume und Sträucher sind allgemein unter dem Begriff Vegetation zusammengefasst. Sie werden ebenfalls stark abstrahiert als Quader beschrieben und unterliegen bezüglich ihrer Abmaße und ihrem Abstand zur Straße ähnlichen statistischen Variationen wie die Gebäude (vgl. Anhang A.4). Die für die Wellenausbreitung wichtigen Streuparameter der Vegetation (vgl. Abschnitt 4.3.4.2) sind in Anhang A.3 zu finden. Brücken bestehen aus einer Reihe von Betonquadern, deren Größe nur von dem verwendeten Straßentyp bzw. der Straßenbreite abhängt. Die Position einer Brücke wird, wie bereits beschrieben, fest vorgegeben.

Beispiele für Szenarien der in dieser Arbeit relevanten Umgebungsklassen *urbanes Gebiet* und *Autobahn* sind im nächsten Abschnitt dargestellt.

3.2 Typische Realisierungen der relevanten Umgebungsklassen

Die Bilder 3.6 und 3.7 zeigen jeweils eine repräsentative Realisierung für ein urbanes Straßenverkehrsszenario und eine Autobahnumgebung. In beiden Fällen besteht die Straße aus einem 1000 m langen geraden Abschnitt, wobei in den Bildern nur etwa 300 m zu sehen sind. Die zugehörigen Auftrittswahrscheinlichkeiten der einzelnen Umgebungsobjekte sind für beide Szenarien in Anhang A.4 aufgelistet. Im urbanen Gebiet (Bild 3.6) ist für die Verkehrssimulation eine vierspurige Hauptverkehrsstraße mit einer hohen Verkehrsbelastung von 4000 Fzg/h angenommen. Die zugehörigen mittleren Werte für Pkws und Lkws sind unterschiedlich für die einzelnen Fahrspuren gewählt, wobei die Gesamtlast pro Spur gleich bleibt. Auf der rechten Spur sind 40 % und auf der linken 5 % der Fahrzeuge Lkws. In Bild 3.6 sind deutlich die Gebäude mit unterschiedlicher Größe und unterschiedlichem Abstand zur Fahrbahn zu erkennen. Direkt neben der Fahrbahn befindet sich eine Anzahl von parkenden Fahrzeugen und kleinen Straßenschildern. Vereinzelt treten Bäume am Straßenrand auf.

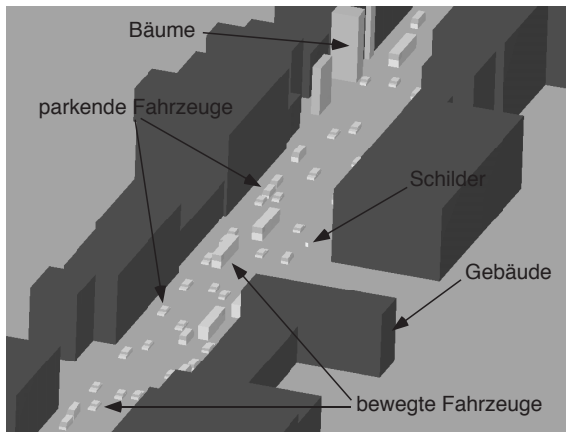


Bild 3.6: Realisierung eines Verkehrsszenarios für die Umgebungsklasse *urbanes Gebiet*

Für die Autobahnumgebung in Bild 3.7 wird ein sechsspuriges Szenario mit einer gesamten Verkehrsbelastung von 6000 Fzg/h angenommen. Die Belastung ist zu gleichen Teilen auf die einzelnen Fahrspuren verteilt. Auf der rechten Spur sind für die Verkehrssimulation 40 %, auf der mittleren 5 % und auf der linken keine Lkws angesetzt. Im Gegensatz zum urbanen Szenario sind nicht Gebäude, sondern Bäume und Sträucher die häufigsten Objekte neben der Fahrbahn.

Teilweise treten große Verkehrsschilder am Straßenrand auf. Deutlich zu erkennen sind die Leitplanken, die in der Mitte die beiden Fahrtrichtungen trennen.

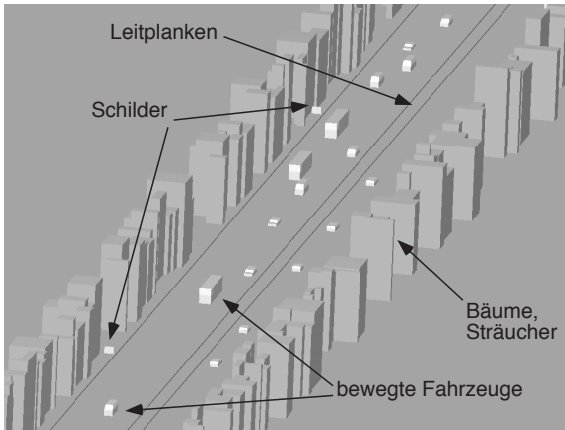


Bild 3.7: Realisierung eines Verkehrsszenarios für die Umgebungsklasse *Autobahn*

Die Ergebnisse zeigen, dass das Umgebungsmodell zusammen mit dem Straßenverkehrsmodell sehr realistische Verkehrsszenarien generiert.

3.3 Zusammenfassung

Der in diesem Kapitel vorgestellte Ansatz liefert mittels stochastischer Verfahren ein vollständig dreidimensionales Modell der näheren Umgebung der Straße. Relevante Objekte, wie Gebäude oder parkende Fahrzeuge, werden dabei anhand vorgegebener Häufigkeitsverteilungen statistisch verteilt. Durch Anpassung der zugehörigen Auftrittswahrscheinlichkeiten der einzelnen Objekte können verschiedene Umgebungen erzeugt werden. Entsprechende Werte für die in dieser Arbeit relevanten Umgebungsklassen *urbanes Gebiet* und *Autobahn* sind in Anhang A.4 zu finden. Durch den stochastischen Ansatz können für eine vorgegebene Klasse eine Vielzahl von unterschiedlichen Umgebungen mit gleichen statistischen Eigenschaften erzeugt werden. Zusammen mit den im Verkehrsmodell generierten bewegten Fahrzeugen (vgl. Kapitel 2) liefert das Umgebungsmodell realistische Zeitserien von hochdynamischen Straßenverkehrsumgebungen. Durch die hohe Variabilität der einzelnen Modelle können alle wichtigen Verkehrsszenarien erzeugt werden. Die resultierenden Zeitserien der sich ändernden Umgebung dienen als Eingabedaten für die Berechnung der Wellenausbreitung, die die zeitvariante Kanalimpulsantwort liefert.

Kapitel 4

Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung

Die Berechnung der Mehrwegeausbreitung (vgl. Abschnitt 1.3) in den erzeugten Verkehrsszenarien liefert hochaufgelöste Zeitserien von Impulsantworten, die den Funkkanal vollständig beschreiben. Strahlenoptische Verfahren bieten hierzu ein ideales Werkzeug, da sie im relevanten Frequenzbereich (über 1 GHz) genaue Vorhersagen der Mehrwegeausbreitung bei vertretbarem Rechenaufwand zulassen.

Die strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung lässt sich grob in zwei Schritte unterteilen. Geeignete Strahlsuch- bzw. Strahlverfolgungsverfahren (engl. *ray-tracing*) berechnen zunächst die Interaktionspunkte der elektromagnetischen Welle mit den Objekten in der zu simulierenden Umgebung. Diese Punkte legen den geometrischen Verlauf der einzelnen Mehrwegepfade fest. Jeder Mehrwegepfad ist dabei eindeutig durch die Position der durchlaufenen Interaktionspunkte und die zugehörigen Ausbreitungsphänomene bestimmt. In einem zweiten Schritt werden anhand verschiedener strahlenoptischer Modelle für die einzelnen Ausbreitungsphänomene, wie Reflexion, Beugung und Streuung, die polarimetrischen Übertragungsmatrizen zu jedem Pfad berechnet. Beides zusammen bestimmt die individuellen Pfadparameter, wie z.B. Dämpfung, Doppler-Verschiebung und Verzögerung. Durch Superposition aller Pfade am Empfangsort kann die zugehörige Impulsantwort des Kanals bestimmt werden (vgl. Abschnitt 5.1).

Die Theorie der modernen geometrischen Optik (engl. *geometrical optics*, GO), die eine kohärente vollpolarimetrische Beschreibung elektromagnetischer Wellen zulässt, ist in der vorliegenden Arbeit die Basis für die Modellierung der Wellenausbreitung. Auf die grundlegenden Ansätze der GO wird im Folgenden kurz eingegangen. Danach erfolgt die Beschreibung der für das Kanalmodell relevanten Ausbreitungsphänomene und der zugehörigen Modelle. Abschließend werden die verwendeten *Ray-Tracing*-Algorithmen erläutert.

4.1 Grundlagen der Geometrischen Optik

Die theoretischen Grundlagen in diesem Abschnitt sind in diversen Lehrbüchern sehr genau beschrieben [Bal89], [MPM90], [BW64]. Um dem Leser jedoch einen schnellen Überblick zu verschaffen, werden die wichtigsten Gleichungen und Ansätze im Folgenden in einer einheitlichen Nomenklatur zusammengefasst.

Die Basis für alle Untersuchungen elektromagnetischer Felder bilden die bekannten Maxwell-Gleichungen [Bal89]. Eine exakte Beschreibung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in einem bestimmten Szenario ist nur durch deren Lösung erreichbar, was bei praktischen Anwendungen im Allgemeinen nicht analytisch möglich ist. Auch numerische Verfahren scheitern aus Effizienzgründen bei Problemstellungen, die wesentlich größer als einige Wellenlängen¹ im untersuchten Frequenzbereich sind. Abhilfe schaffen so genannte asymptotische Ansätze, bei denen das Grenzverhalten des Feldes für hohe Frequenzen ausgenutzt wird [MPM90]. Die Anwendung dieser Verfahren ermöglicht wesentliche Vereinfachungen bei der formalen Beschreibung der Wellenausbreitung. Dies erlaubt es erst, elektrisch sehr große Probleme, wie sie in dieser Arbeit vorliegen, effizient und genau zu berechnen.

Die moderne geometrische Optik ist ein wichtiger Vertreter dieser asymptotischen Verfahren. Sie bildet die Grundlage für diverse weitere Ansätze, wie z.B. die verallgemeinerte geometrische Beugungstheorie (engl. *uniform geometrical theory of diffraction*, UTD, vgl. Abschnitt 4.3.3). Die Theorie der modernen GO kann als Erweiterung der klassischen GO gesehen werden, deren vollständige mathematische Beschreibung Mitte des 19. Jahrhunderts durch W. Hamilton geschaffen wurde [BW64]. Im klassischen Ansatz wird die Ausbreitung von Licht (d.h. hochfrequenter elektromagnetischer Wellen) durch so genannte optische Strahlen (engl. *rays*) beschrieben. Dabei werden jedoch lediglich die geometrischen Aspekte der Ausbreitung der Welle durch optische Systeme, wie beispielsweise Linsen, berücksichtigt. Da es hierbei keinerlei Verbindung zu den erst einige Jahrzehnte später postulierten Maxwell-Gleichungen gibt, sind charakteristische Eigenschaften elektromagnetischer Wellen, wie Phase, Interferenz und Polarisation, in dieser Theorie nicht enthalten. Hier setzt die moderne GO an. Durch ihre enge Verknüpfung mit den Maxwell-Gleichungen sind die charakteristischen Welleneigenschaften inhärent mit berücksichtigt. Trotz der unterschiedlichen Ansätze bei klassischer und moderner GO können aus Letzterer die klassischen geometrischen Eigenschaften hochfrequenter Wellen hergeleitet werden. Im Folgenden wird die moderne GO deshalb allgemein als geometrische Optik bezeichnet, da sie beide Theorien in sich vereint.

Der Gültigkeitsbereich der GO ist nicht allein von der Frequenz abhängig. Vielmehr ist Voraussetzung, dass die im Ausbreitungsmedium enthaltenen Streuobjekte groß gegenüber der Wellenlänge sind, wobei sich zusätzlich deren Oberflächenstruktur über eine Wellenlänge hinweg kaum ändern darf. Weiterhin müssen die Materialeigenschaften des Ausbreitungsmediums im Bereich einer Wellenlänge näherungsweise konstant sein [MPM90]. Für die Problemstellung in der vorliegenden Arbeit sind diese Voraussetzungen in guter Näherung für Frequenzen oberhalb 1 GHz erfüllt.

Im Folgenden werden die Grundlagen zur theoretischen Beschreibung elektromagnetischer Wellen kurz angesprochen. Anschließend werden die formalen Eigenschaften des GO-Feldes hergeleitet. Die Resultate sind die Grundlage für die in Abschnitt 4.3 beschriebenen Ausbreitungsphänomene.

¹Diese Probleme werden in der Regel als elektrisch groß bezeichnet.

4.1.1 Theoretische Grundlagen der Wellenausbreitung

Bei den folgenden Betrachtungen wird davon ausgegangen, dass das Ausbreitungsmedium homogen, isotrop², linear und quellenfrei ist. Diese Annahmen sind für das Kanalmodell in der vorliegenden Arbeit erfüllt.

Die elektromagnetischen Feldgrößen sind innerhalb der Maxwell-Gleichungen durch ein System gekoppelter partieller Differentialgleichungen bezüglich der Zeit t und dem Ort \vec{r} beschrieben [Bal89]. Da es sich um ein lineares System handelt, zeigen die Feldgrößen bei Annahme einer komplexen, harmonischen Zeitabhängigkeit der Form³ $e^{j2\pi ft}$ für die Feldursachen (Quellen) ebenfalls diese Zeitabhängigkeit. Mit den oben gemachten Voraussetzungen ergibt sich aus den Maxwell-Gleichungen durch geeignete Umformung die Frequenzbereichsdarstellung der vektoriellen Wellengleichungen (Helmholtz-Gleichungen) für die komplexen Amplituden des elektrischen und des magnetischen Feldes zu:

$$\Delta \vec{E}(\vec{r}, f) + k^2 \vec{E}(\vec{r}, f) = 0 \quad (4.1a)$$

$$\Delta \vec{H}(\vec{r}, f) + k^2 \vec{H}(\vec{r}, f) = 0 \quad (4.1b)$$

Δ bezeichnet hierbei den Laplace-Operator und k ist die Wellenzahl. k hängt hierbei von den elektromagnetischen Eigenschaften des Ausbreitungsmediums ab. Im Falle isotroper Medien sind diese durch die skalaren Materialkenngrößen Permittivität $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$, Permeabilität $\mu = \mu_r \mu_0$ und elektrische Leitfähigkeit κ bestimmt. Die Permittivität beschreibt dabei die dielektrischen und die Permeabilität die magnetischen Eigenschaften des Materials. ε_0 und μ_0 sind die entsprechenden Referenzwerte für Vakuum. Die relativen Werte ε_r und μ_r geben das Verhältnis dieser Größen im Vergleich zu Vakuum an. Im Allgemeinen ist es sinnvoll, die beiden elektrischen Größen ε_r und κ in einer effektiven relativen Gesamtpermittivität $\varepsilon_{r,\text{ges}}$ zusammenzufassen. Diese und die relative Permeabilität ergeben sich zu:

$$\varepsilon_{r,\text{ges}} = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' - j \frac{\kappa}{2\pi f \varepsilon_0} = \varepsilon_{r,\text{ges}}' - j\varepsilon_{r,\text{ges}}'' \quad (4.2a)$$

$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r'' \quad (4.2b)$$

Der Imaginärteil von $\varepsilon_{r,\text{ges}}$ fasst hierbei dielektrische (ε_r'') und Ohm'sche Verluste (κ) zusammen. Da es keine magnetischen Ströme gibt, sind die magnetischen Verluste nur durch μ_r'' bestimmt. Die Wellenzahl k aus (4.1) ist mit (4.2) durch

$$k = 2\pi f \sqrt{\varepsilon_{r,\text{ges}} \varepsilon_0 \mu_r} = \frac{2\pi f}{c_0} \sqrt{\varepsilon_{r,\text{ges}} \mu_r} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon_{r,\text{ges}} \mu_r} = k_0 \sqrt{\varepsilon_{r,\text{ges}} \mu_r} \quad (4.3)$$

mit $c_0 = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} = \lambda_0 f$ und $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$

bestimmt. c_0 , λ_0 und k_0 sind hierbei die Lichtgeschwindigkeit, die Wellenlänge und die Wellenzahl im Vakuum. Der Faktor $n = \sqrt{\varepsilon_{r,\text{ges}} \mu_r}$ wird als komplexer Brechungsindex des Mediums bezeichnet.

²unabhängig von der Richtung der Feldvektoren

³ f ist die Frequenz der Erregung.

Bei bekannter komplexer Lösung der Wellengleichung (4.1), können durch Realteilbildung die reellen zeit- und ortsabhängigen Felder für eine feste Frequenz $f = f_c$ aus

$$\vec{E}(\vec{r}, t, f_c) = \text{Re} \left\{ \vec{E}(\vec{r}, f_c) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (4.4a)$$

$$\vec{H}(\vec{r}, t, f_c) = \text{Re} \left\{ \vec{H}(\vec{r}, f_c) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (4.4b)$$

berechnet werden.

Die einfachste Lösung von (4.1) ist die homogene ebene Welle. Da \vec{E} und \vec{H} stets über die Maxwell-Gleichungen verknüpft sind, ergeben sich folgende Gleichungen für die komplexen Feldamplituden:

$$\vec{E}(\vec{r}, f) = \vec{E}_0 e^{-j\vec{k}\vec{r}} = \vec{E}_0 e^{-jk\vec{e}_k\vec{r}} \quad (4.5a)$$

$$\vec{H}(\vec{r}, f) = \frac{\vec{k} \times \vec{E}(\vec{r}, f)}{kZ_F} = \frac{\vec{e}_k \times \vec{E}_0}{Z_F} e^{-j\vec{k}\vec{r}} = \vec{H}_0 e^{-jk\vec{e}_k\vec{r}} \quad (4.5b)$$

Die Ausbreitungsrichtung der Welle ist hierbei durch den Wellenzahlvektor \vec{k} bzw. den zugehörigen Einheitsvektor \vec{e}_k definiert. \vec{E}_0 und \vec{H}_0 sind konstante Feldvektoren und durch die gegebenen Randbedingungen bei der Lösung von (4.1) bestimmt. Da \vec{E} und \vec{H} jeweils senkrecht zueinander und senkrecht zur Ausbreitungsrichtung stehen, handelt es sich um eine so genannte TEM⁴-Welle. Z_F beschreibt den komplexen Feldwellenwiderstand und ist gegeben durch das Verhältnis der zu \vec{E}_0 und \vec{H}_0 gehörenden komplexen Feldamplituden E_0 bzw. H_0 . Es gilt folgender Zusammenhang:

$$Z_F = \frac{E_0}{H_0} = \frac{2\pi f \mu_r \mu_0}{k} = Z_{F0} \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_{r,\text{ges}}}} \quad (4.6)$$

mit $Z_{F0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 120\pi \Omega \approx 377 \Omega$

Z_{F0} ist der Feldwellenwiderstand im Vakuum.

Der Transport von Energie durch eine Welle wird mit Hilfe des Pointing-Vektors beschrieben. Für zeitharmonische Vorgänge ist dessen reelle bzw. komplexe Definition:

$$\vec{S}(\vec{r}, t, f_c) = \vec{E}(\vec{r}, t, f_c) \times \vec{H}(\vec{r}, t, f_c) \quad (4.7a)$$

$$\vec{S}(\vec{r}, f) = \frac{1}{2} \vec{E}(\vec{r}, f) \times \vec{H}^*(\vec{r}, f) \quad (4.7b)$$

Der zeitliche Mittelwert des reellen Pointing-Vektors $\overline{\vec{S}(\vec{r}, t, f_c)}$ ergibt sich hierbei für $f = f_c$ aus dem Realteil des komplexen Pointing-Vektors: $\overline{\vec{S}(\vec{r}, t, f_c)} = \text{Re}\{\vec{S}(\vec{r}, f_c)\}$. Der Betrag des mittleren reellen Pointing-Vektors $|\overline{\vec{S}(\vec{r}, t, f_c)}|$ beschreibt die Wirkleistung pro Flächenelement (Flächenleistungsdichte), die in Richtung des Pointing-Vektors transportiert wird.

⁴transversal elektromagnetisch

4.1.2 Formale Beschreibung der geometrischen Optik

In einem Ansatz von Luneberg und Kline wird das elektrische und magnetische Feld in (4.1) in eine Laurent-Reihe bezüglich der Frequenz f entwickelt, was die Grundlage für die spätere Hochfrequenzapproximation des Feldes bildet [MPM90]. Für \vec{E} und \vec{H} gilt

$$\vec{E}(\vec{r}, f) \propto e^{-jk\Psi(\vec{r})} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\vec{E}_n(\vec{r})}{(j2\pi f)^n} \quad (4.8a)$$

$$\vec{H}(\vec{r}, f) \propto e^{-jk\Psi(\vec{r})} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\vec{H}_n(\vec{r})}{(j2\pi f)^n}, \quad (4.8b)$$

wobei $\Psi(\vec{r})$ die so genannte Phasenfunktion des Feldes ist und k die in (4.3) beschriebene Wellenzahl darstellt. Es sei darauf hingewiesen, dass $\vec{E}_n(\vec{r})$, $\vec{H}_n(\vec{r})$ und $\Psi(\vec{r})$ nur vom Ort \vec{r} und nicht von der Frequenz f abhängen. Lässt man die Frequenz gegen unendlich gehen ($f \rightarrow \infty$), bleibt nur noch der erste Term der Summe ($n = 0$) übrig. Dieser verbleibende Ausdruck wird im Allgemeinen als geometrisch-optisches Feld bezeichnet. Die zugehörigen GO-Feldkomponenten ergeben sich zu:

$$\vec{E}(\vec{r}) \propto \vec{E}_0(\vec{r}) e^{-jk\Psi(\vec{r})} \quad (4.9a)$$

$$\vec{H}(\vec{r}) \propto \vec{H}_0(\vec{r}) e^{-jk\Psi(\vec{r})} \quad (4.9b)$$

Da $\vec{E}(\vec{r})$ und $\vec{H}(\vec{r})$ Lösungen der Wellengleichung sein müssen, können durch Einsetzen von (4.9) in (4.1) Gleichungen und Bedingungen für die Bestimmung von $\vec{E}_0(\vec{r})$, $\vec{H}_0(\vec{r})$ und $\Psi(\vec{r})$ hergeleitet werden.

Bei den folgenden Betrachtungen wird dafür das Ausbreitungsmedium, wie im letzten Abschnitt, als homogen, isotrop, linear und quellenfrei angenommen. Zusätzlich ist die Verlustfreiheit des Mediums vorausgesetzt. Für die praktische Anwendung können die resultierenden Verfahren jedoch durch Berücksichtigung zusätzlicher Dämpfungsfaktoren in guter Näherung auch auf verlustbehaftete Ausbreitungsmedien angewendet werden (vgl. Abschnitt 4.3.1).

Die Verlustfreiheit des Ausbreitungsmediums führt dazu, dass $\Psi(\vec{r})$ und k reelle Größen sind. Der Exponentialterm in (4.9) beschreibt demnach nur die Phasenänderung des Feldes bezüglich \vec{r} . Es ist ersichtlich, dass die durch $\Psi(\vec{r}) = \text{const}$ beschriebenen Flächen, Flächen konstanter Phase (Äquiphasenflächen) des Feldes sind. Die Vektoren $\vec{E}(\vec{r})$ und $\vec{H}(\vec{r})$ stehen jeweils senkrecht zueinander und sind parallel zu den Äquiphasenflächen. Durch die Bestimmung des zeitlichen Mittelwertes des zu (4.9) gehörenden Pointing-Vektors und einigen zusätzlichen Umformungen kann die Richtung des Leistungsflusses des GO-Feldes $\vec{s}(\vec{r})$ direkt aus $\Psi(\vec{r})$ folgendermaßen abgeleitet werden:

$$\vec{s}(\vec{r}) = \text{grad}\Psi(\vec{r}) \quad \text{mit} \quad |\text{grad}\Psi(\vec{r})|^2 = 1 \quad (4.10)$$

Der Gradient von $\Psi(\vec{r})$ definiert dabei die Richtung der so genannten geometrisch-optischen Strahlen, welche die Ausbreitungsrichtung bzw. den Verlauf des Ausbreitungspfades der zugehörigen Welle bestimmt. $|\text{grad}\Psi(\vec{r})|^2 = 1$ ist auch als Eikonal-Gleichung bekannt.

Alle GO-Strahlen verlaufen nach (4.10) entlang des Leistungsflusses und stehen senkrecht auf den Äquiphasenflächen bzw. senkrecht zu $\vec{E}(\vec{r})$ und $\vec{H}(\vec{r})$. Die Energie wird daher nur senkrecht zu den Äquiphasenflächen transportiert und nicht parallel⁵. In Bild 4.1 ist dieser Sachverhalt dargestellt. Gezeigt ist eine Strahlröhre (engl. *ray tube*), die aus einem axialen Strahl und einer Reihe von benachbarten Strahlen besteht, welche die Strahlröhre beranden. Da keine Energie senkrecht zu den Strahlen transportiert wird, bleibt der Leistungsfluss innerhalb einer Strahlröhre erhalten, d.h. die Leistung, die durch die Fläche dA_0 an einem Referenzpunkt $s = 0$ transportiert wird, ist gleich dem Leistungsfluss durch die Fläche dA_s beim Punkt s .

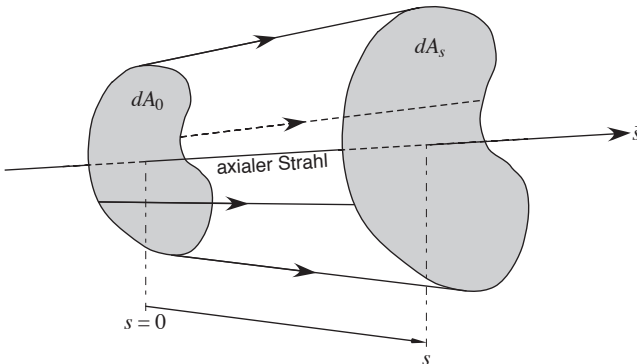


Bild 4.1: Strahlröhre um einen axialen Strahl

Für die praktische Anwendung werden im Allgemeinen einzelne axiale Strahlen, die von einer infinitesimalen Strahlröhre umgeben sind, betrachtet. Die Strahlen in der unmittelbaren Nähe des axialen Strahls werden paraxiale Strahlen genannt. Das Konzept der infinitesimalen Strahlröhren erlaubt eine eindeutige Berechnung der Phase, der Amplitude und der Polarisierung entlang der Ausbreitungsrichtung des Strahls. Bei der Berechnung der Wellenausbreitung in einem gegebenen Szenario werden alle Mehrwegpfade und die zugehörigen Teilwellen durch solche Strahlröhren bzw. durch die zugehörigen axialen Strahlen beschrieben.

$\vec{E}(\vec{r})$, $\vec{H}(\vec{r})$ und $\vec{s}(\vec{r})$ stehen an jedem Punkt s eines Strahles gegenseitig senkrecht aufeinander. Ein Vergleich mit der durch (4.5) beschriebenen ebenen Welle zeigt, dass sich GO-Felder unter den gemachten Voraussetzungen entlang eines Strahles wie eine ebene Welle verhalten. Diese Eigenschaft beschränkt sich jedoch lediglich

⁵Dies gilt nur für verlustfreie Medien.

auf eine kleine Umgebung um den axialen Strahl. Das letztendlich durch theoretisch unendlich viele Strahlen bestimmte gesamte GO-Feld verhält sich im Allgemeinen nicht wie eine ebene Welle. Man bezeichnet das GO-Feld daher nur als lokal eben.

GO-Strahlen verlaufen für beliebige Ausbreitungsmaterialien in der Regel auf gekrümmten Pfaden. Diese können allgemein nach dem Fermat'schen Prinzip berechnet werden [GW98], [BW64], das seinen Ursprung in der klassischen GO hat und durch folgendes Variationsproblem gegeben ist:

$$\delta L_{\text{opt}} = \delta \int_{s_1}^{s_2} n(s) ds = 0 \quad (4.11)$$

Das Integral ergibt dabei die optische Weglänge L_{opt} des Strahls zwischen den beliebigen Punkten s_1 und s_2 , wobei $n(s)$ den Brechungsindex des Ausbreitungsmediums am Ort s entlang des Strahls beschreibt. Der Verlauf der Strahlenbahn wird durch die Bedingung, dass die Variation der optischen Weglänge δL_{opt} identisch Null ist, eindeutig bestimmt. D.h. L_{opt} muss bei geringfügiger Änderung des Pfadverlaufs stationär bleiben. In den meisten Fällen beschreibt dieser stationäre Punkt ein Minimum von L_{opt} , wobei ein Maximum oder ein Sattelpunkt ebenfalls möglich sind. Für homogene Medien mit $n(s) = \text{const}$ vereinfachen sich die Strahlenpfade zu Geraden.⁶

Die Phase des zu einem Strahl gehörenden GO-Feldes an einem beliebigen Beobachtungspunkt s bezüglich des Referenzpunktes $s = 0$ wird im Fall homogener Medien durch die zugehörige geometrische Linienlänge $L_{\text{geom}} = s$ bestimmt (vgl. Bild 4.1). Am Beobachtungspunkt ist die entsprechende Phasenfunktion gegeben durch:

$$\Psi(s) = \Psi(0) + s \quad (4.12)$$

$\Psi(0)$ beschreibt dabei den Referenzwert der Phasenfunktion bei $s = 0$. Mit (4.9) berechnet sich der Phasenterm des Feldes am Beobachtungspunkt s zu:

$$e^{-jk\Psi(s)} = e^{-jk\Psi(0)} e^{-jks} \quad (4.13)$$

$k\Psi(0)$ gibt dabei die Referenzphase bei $s = 0$ wieder. Ein Vergleich mit (4.5) zeigt, dass sich die Phase des GO-Feldes entlang eines Strahls analog zur Phase einer ebenen Welle verhält.

Die Bestimmung der Änderung der Feldamplitude entlang eines Strahls hängt direkt mit dem Leistungsfluss durch die zugehörige infinitesimale Strahlröhre zusammen. Man betrachtet hierzu zwei Äquiphasenflächen $\Psi(s) = \text{const}$, die sich am Referenzpunkt $s = 0$ bzw. am Beobachtungspunkt in der Entfernung s befinden. Es resultiert eine so genannte astigmatische Strahlröhre (engl. *astigmatic ray tube*), die in Bild 4.2 dargestellt ist.

Da bei Annahme verlustfreier Medien die transportierte Leistung P_t durch dA_0 und dA_s konstant ist, ändert sich im Allgemeinen die zugehörige Flächenleistungsdichte bzw. die Amplitude des Pointing-Vektors zwischen $s = 0$ und s . Für das lokal

⁶In diesem Fall ergibt sich für L_{opt} ein Minimum.

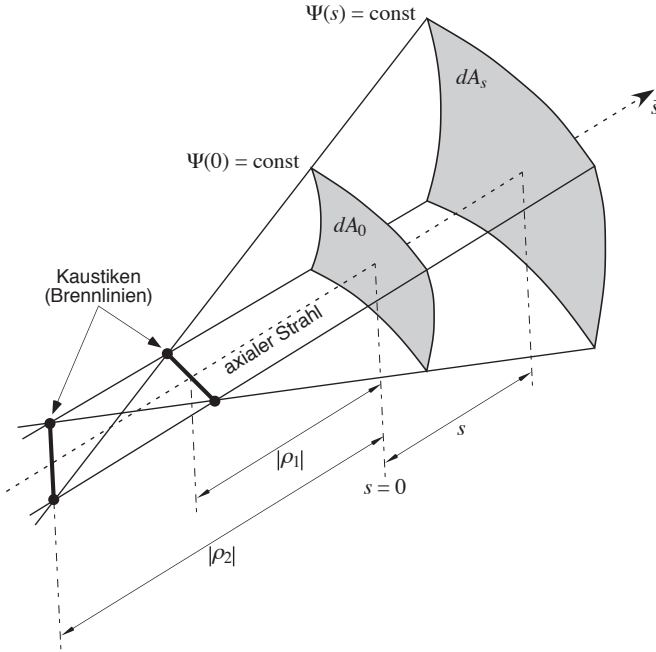


Bild 4.2: Astigmatische Strahlröhre

ebene GO-Feld hat der komplexe Pointing-Vektor nur eine reelle Komponente und steht senkrecht auf den Äquiphasenflächen. Weiterhin kann er in der betrachteten infinitesimalen Umgebung der Äquiphasenfläche als konstant angesehen werden. Zusammen mit der Leistungserhaltung gilt daher folgende Gleichung:

$$P_t = |\vec{S}(0)|dA_0 = |\vec{S}(s)|dA_s \quad (4.14)$$

Durch Umstellen der Gleichung und mit $|\vec{S}(0)| \propto |\vec{E}(0)|^2$ bzw. $|\vec{S}(s)| \propto |\vec{E}(s)|^2$ ergibt sich das Verhältnis der Feldamplituden zwischen Beobachtungs- und Referenzpunkt zu:

$$\frac{|\vec{E}(s)|}{|\vec{E}(0)|} = \sqrt{\frac{dA_0}{dA_s}} \quad (4.15)$$

Für die Berechnung des Absolutwertes $|\vec{E}(s)|$ muss die Feldstärkeamplitude am Referenzpunkt $|\vec{E}(0)|$ bekannt sein. Die magnetische Feldstärkeamplitude $|\vec{H}(s)|$ kann mit Hilfe von (4.5) berechnet werden. Das Verhältnis von dA_0 und dA_s hängt direkt mit der Krümmung der zugehörigen Äquiphasenflächen zusammen. Sie bestimmt, wie stark sich die astigmatische Strahlröhre entlang des axialen Strahls aufweitet bzw. zusammenzieht. An einem festen Punkt auf dem axialen Strahl und

in einer infinitesimalen Umgebung auf der zugehörigen Äquiphasenfläche ist die Krümmung durch zwei Hauptkrümmungsradien⁷ der Fläche bestimmt. Am Referenzpunkt $s = 0$ sind diese durch ρ_1 und ρ_2 gegeben (vgl. Bild 4.2). Die Beträge $|\rho_1|$ und $|\rho_2|$ geben den Abstand zwischen Referenzpunkt und den so genannten Kaustiken (Brennlinien) an. In diesen Kaustiken werden die entsprechenden Flächen dA_{ρ_1} bzw. dA_{ρ_2} zu Null und die zugehörigen Feldstärkeamplituden streben theoretisch gegen unendlich (vgl. (4.15)). Direkt in und in der nahen Umgebung einer Kaustik liefert die Anwendung der GO falsche Ergebnisse. Das Vorzeichen von ρ_1 und ρ_2 hängt von der relativen Lage der Kaustiken bezüglich des Referenzpunktes ab. Liegt eine Kaustik in Ausbreitungsrichtung vor $s = 0$, ist der zugehörige Hauptkrümmungsradius positiv. Im umgekehrten Fall ist er negativ. In Bild 4.2 sind ρ_1 und ρ_2 positiv. Die Krümmungsradien ρ'_1 und ρ'_2 der Äquiphasenfläche dA_s am Beobachtungspunkt ergeben sich direkt aus:

$$\rho'_1 = \rho_1 + s \quad (4.16a)$$

$$\rho'_2 = \rho_2 + s \quad (4.16b)$$

Durch geometrische Überlegungen kann das Verhältnis von dA_0 und dA_s in Abhängigkeit der Krümmungsradien bei $s = 0$ und s folgendermaßen bestimmt werden:

$$\frac{dA_0}{dA_s} = \left| \frac{\rho_1 \rho_2}{\rho'_1 \rho'_2} \right| = \left| \frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + s)(\rho_2 + s)} \right| \quad (4.17)$$

Hierdurch kann das Feld am Beobachtungspunkt in Abhängigkeit von der Entfernung zum Referenzpunkt beschrieben werden. Durch Einsetzen der Gleichung in (4.15) ergibt sich:

$$|\vec{E}(s)| = |\vec{E}(0)| \sqrt{\left| \frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + s)(\rho_2 + s)} \right|} \quad (4.18)$$

Bei bekanntem ρ_1 und ρ_2 kann demnach die Änderung der Feldamplitude entlang eines GO-Strahls berechnet werden.

Die Richtung des elektrischen Feldes, gegeben durch die Richtung des Vektors $\vec{E}(s)$, bestimmt die Polarisation des GO-Feldes. In homogenen Medien bleibt die Ausrichtung von $\vec{E}(s)$ entlang eines Strahls konstant, d.h. wenn die Polarisation an einem Referenzort bekannt ist, kann sie entlang des gesamten Strahls bestimmt werden.

Zusammen mit der Phase des Feldes aus (4.13) kann der komplexe Vektor der Feldstärkeamplitude bei s gemäß

$$\vec{E}(s) = \vec{E}(0) \sqrt{\left| \frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + s)(\rho_2 + s)} \right|} e^{-jks} e^{jn(\pm \frac{\pi}{2})} \quad \text{mit } n \in \mathbb{N}^0 \quad (4.19)$$

berechnet werden, wobei $\vec{E}(0)$ die Referenzphase $e^{jk\Psi(0)}$ bereits enthält. Der rechte Exponentialterm $e^{jn(\pm \frac{\pi}{2})}$ berücksichtigt dabei die Tatsache, dass die Phase des

⁷Krümmungsradien in zwei orthogonalen Schnittebenen

Feldes beim Kreuzen einer Kaustik in Ausbreitungsrichtung um $+\pi/2$ und entgegen der Ausbreitungsrichtung um $-\pi/2$ springt. n gibt dabei die Anzahl der Kaustiküberschreitungen entlang bzw. entgegen der Ausbreitung an. Der Wurzelterm in (4.19) wird Divergenzfaktor (engl. *divergence* oder *spreading factor*) genannt, da er die Aufweitung bzw. Verengung der Strahlröhre bestimmt. Da (4.19) eine TEM-Welle beschreibt, kann das magnetische Feld mittels (4.5) bestimmt werden. Die weiteren Betrachtungen beschränken sich daher auf das elektrische Feld.

(4.19) bildet die Grundlage für die Berechnung der Mehrwegeausbreitung im vorliegenden Kanalmodell. Ihre Anwendung auf die unterschiedlichen Ausbreitungsphänomene ist in Abschnitt 4.3 genauer beschrieben. Der nächste Abschnitt erläutert zunächst die Erzeugung und den Empfang eines GO-Feldes durch die Sende- bzw. Empfangsantenne.

4.2 Beschreibung der Sende- und Empfangsantenne

Im vorliegenden Kanalmodell wird generell Luft als Ausbreitungsmedium für die gesendeten elektromagnetischen Wellen angesetzt. Die Materialparameter von Luft werden hierbei in guter Näherung durch die Parameter von Vakuum beschrieben [GW98], d.h. die Wellenlänge und die Wellenzahl sind durch λ_0 bzw. k_0 gegeben (vgl. (4.3)).

Der Sender in einem Funkkanal ist die Quelle für alle Mehrwegepfade. Die Position der Quelle ist dabei durch die Position der Sendeantenne bestimmt. Eine Anwendung der GO zur Berechnung des ausgesendeten Wellenfeldes setzt voraus, dass die Antenne im Fernfeld betrachtet wird. Dies bedeutet, dass der Beobachtungspunkt einen gewissen Mindestabstand zur Antenne aufweisen muss. Ist die Entfernung zwischen Antenne und Beobachtungspunkt größer als dieser Mindestabstand, kann das Feld näherungsweise durch eine lokal ebene TEM-Welle beschrieben werden. Die Bedingung, ab welcher Entfernung diese Näherung zulässig ist, hängt dabei von der Art der betrachteten Antenne ab. So können die Feldkomponenten in Ausbreitungsrichtung beim Hertz'schen Dipol für Entfernungen $s \gg \lambda_0/(2\pi)$ gegenüber den transversalen Komponenten vernachlässigt werden, d.h. das Feld des Senders verhält sich in diesem Fall wie eine lokal ebene TEM-Welle. Für ausgehende Antennen (Antennengruppen oder Aperturantennen) ergibt sich als weitere Bedingung der bekannte Zusammenhang $s > 2D^2/\lambda_0$ [GW98]. D bezeichnet dabei die maximale geometrische Ausdehnung der Antenne. Bei der Betrachtung beliebiger Antennen müssen stets beide Bedingungen erfüllt sein, d.h. es muss gelten:

$$s \gg \frac{\lambda_0}{2\pi} \quad \text{und} \quad s > \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (4.20)$$

Die Welle im Fernfeld einer Antenne weist sphärische Äquiphasenflächen auf. Man spricht daher auch von einer sphärischen Welle bzw. von einer Kugelwelle. Die Antenne wird in diesem Fall als eine Punktquelle angesehen. Eine Folge der kugelförmigen Äquiphasenflächen sind identische Hauptkrümmungsradien ($\rho_1 = \rho_2 = \rho$).

Das aus der Theorie bekannte Fernfeld einer Antenne kann direkt als GO-Feld interpretiert werden. Da es sich hierbei um eine sphärische Welle handelt, ist eine Beschreibung der zugehörigen charakteristischen Größen in lokalen Kugelkoordinaten zweckmäßig. Der Koordinatenursprung ist dabei durch die Position des Phasenzentrums der betrachteten Antenne gegeben. Das gewählte Koordinatensystem ist in Bild 4.3 dargestellt.

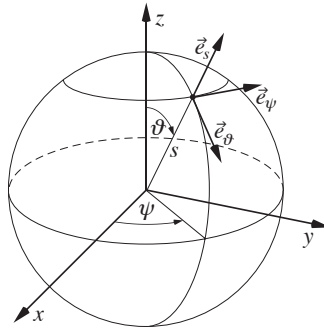


Bild 4.3: Definition der Kugelkoordinaten

Die komplexe vektorielle Feldstärkeamplitude \vec{E}_T an einem beliebigen Beobachtungspunkt (s, ϑ_T, ψ_T) im Fernfeld der Antenne wird mittels [GW98]

$$\vec{E}_T(s, \vartheta_T, \psi_T) = \sqrt{\frac{P_T G_T Z_{F0}}{2\pi}} \frac{1}{s} e^{-jk_0 s} \vec{C}_T(\vartheta_T, \psi_T) \quad (4.21)$$

mit $\vec{C}_T(\vartheta_T, \psi_T) = C_{T,\vartheta}(\vartheta_T, \psi_T) \vec{e}_{\vartheta_T} + C_{T,\psi}(\vartheta_T, \psi_T) \vec{e}_{\psi_T}$

berechnet, wobei P_T die Sendeleistung, G_T den Gewinn und \vec{C}_T die komplexe vektorielle Fernfeldrichtcharakteristik der Antenne darstellen. Die Fernfeldrichtcharakteristik bestimmt das richtungsabhängige Abstrahlverhalten der Antenne und die Polarisation des Fernfeldes. Da das Fernfeld den Charakter einer TEM-Welle hat, ist es vollständig durch die transversalen Feldkomponenten in ϑ - und in ψ -Richtung beschrieben. Die radiale Komponente des Ortsvektors des Beobachtungspunktes ist aus Gründen einer einheitlichen Nomenklatur anstatt wie üblich mit r mit s bezeichnet.

Der Ausdruck $1/s$ in (4.21) beschreibt den Divergenzfaktor. Sein Unterschied zu (4.19) ist durch die beiden identischen Hauptkrümmungsradien der Kugelwelle und durch die Position des Referenzpunktes bei $s = 0$, die mit der Antennenposition (Phasenzentrum der Antenne) übereinstimmt, begründet. Man erkennt, dass das GO-Feld bei $s = 0$ eine Kaustik (in diesem Fall einen Brennpunkt) aufweist. Die Feldstärke strebt dort gegen unendlich. Da sich der Beobachtungspunkt im Kanalmodell immer im Fernfeld der Antenne befindet, stellt dies keine Einschränkung

dar. Der Hauptkrümmungsradius der ausgesendeten Kugelwelle ist an einem beliebigen Beobachtungspunkt direkt durch s gegeben.

Alle Mehrwegepfade bzw. Strahlen, die auf die Empfangsantenne einfallen, erzeugen abhängig von ihrer Feldstärke einen komplexen Spannungsbeitrag im Empfänger. Für einen einzelnen Pfad n berechnet sich die zugehörige Leerlaufspannung $U_{R,n}$ aus [GW98]:

$$U_{R,n} = \sqrt{\frac{\lambda_0^2 G_R \Re\{Z_{AR}\}}{\pi Z_{F0}}} \vec{C}_R(\vartheta_{R,n}, \psi_{R,n}) \cdot \vec{E}_{R,n}(\vartheta_{R,n}, \psi_{R,n}) \quad (4.22)$$

G_R bezeichnet den Gewinn der Empfangsantenne und \vec{C}_R ist deren komplexe vektorielle Fernfeldrichtcharakteristik. $\vec{E}_{R,n}(\vartheta_{R,n}, \psi_{R,n})$ ist die komplexe vektorielle Feldamplitude des unter den Winkeln $\vartheta_{R,n}$ und $\psi_{R,n}$ einfallenden Strahls im Phasenzentrum der Antenne. Wie bei der Sendeantenne sind $\vec{E}_{R,n}$ und \vec{C}_R in lokalen Kugelkoordinaten gegeben (vgl. Bild 4.3). Der Koordinatenursprung ist hierbei das Phasenzentrum der Empfangsantenne. Die Kenntnis der Antennenimpedanz Z_{AR} ist in der Regel nicht notwendig, da sie bei der späteren Bestimmung der Kanalenngrößen aus etwaigen Gleichungen eliminiert werden kann (vgl. Abschnitt 5.1).

Die Gleichung (4.22) ist gültig, wenn das einfallende Feld bezüglich der geometrischen Abmessungen der Antenne als lokal eben angesehen werden kann. Dies ist erfüllt, wenn sich die Quelle von \vec{E}_R (Sendeantenne) und die Empfangsantenne im gegenseitigen Fernfeld befinden (vgl. (4.20)). Für die bei den Simulationen in Kapitel 6 und Kapitel 7 verwendeten Antennen ist dies stets der Fall.

Die komplexe Gesamtspannung U_R , die durch alle Mehrwegepfade im Empfänger erzeugt wird, berechnet sich aus der kohärenten Summation von (4.22) über alle Pfadbeiträge $U_{R,n}$. In Abschnitt 5.1 bildet die Bestimmung von U_R in einem gewissen Frequenzbereich die Grundlage für die Berechnung der Kanalimpulsantwort. Die charakteristischen Parameter G_T , G_R , \vec{C}_T und \vec{C}_R der verwendeten Antennen, sind in Anhang A.5 zu finden.

Zwischen Sende- und Empfangsantenne erfahren die einzelnen Mehrwegepfade eine Reihe von Wellenausbreitungsphänomenen, die im nächsten Abschnitt beschrieben sind. Anzahl und Art der Phänomene, die jeder Pfad durchläuft, bestimmen dabei die Amplitude und die Phase der zugehörigen Teilempfangsspannung $U_{R,n}$.

4.3 Wellenausbreitungsphänomene

Die für das Kanalmodell relevanten Wellenausbreitungsphänomene der einzelnen Mehrwegepfade sind Reflexion und Beugung an Umgebungsobjekten und Streuung an Vegetation. Durch ihren lokalen Charakter sind diese Interaktionen auf die zugehörigen Objekte begrenzt. Für die Wellenausbreitung zwischen den entsprechenden Interaktionspunkten wird Freiraumausbreitung in Luft angenommen. Wie bereits im vorhergehenden Abschnitt erwähnt, können hierfür in guter Näherung

die Materialparameter von Vakuum verwendet werden. Dämpfungseffekte, die in der Realität während der Freiraumausbreitung auftreten können (z.B. durch starken Regen), werden durch Einführung eines Dämpfungsterms berücksichtigt. Die Transmission der elektromagnetischen Welle in Objekte hinein bzw. durch sie hindurch wird vernachlässigt. Im Folgenden sind auf Grundlage der Betrachtungen in Abschnitt 4.1.2 die verwendeten Ausbreitungsmodelle näher erläutert.

4.3.1 Freiraumausbreitung und Dämpfung

Allgemein wird bei der Freiraumausbreitung Gleichung (4.19) angesetzt, wobei Kaustik-übergänge im vorliegenden Kanalmodell nicht relevant sind. Dadurch vereinfacht sich (4.19) zu:

$$\vec{E}(s) = \vec{E}(0) \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + s)(\rho_2 + s)}} e^{-jk_0 s} \quad (4.23)$$

ρ_1 und ρ_2 sind dabei immer positiv. Der Referenzpunkt $s = 0$ wird so gelegt, dass er identisch mit dem letzten Interaktionspunkt des Pfades ist. $\vec{E}(0)$ und die Krümmungsradien ρ_1 und ρ_2 lassen sich direkt aus den vorangegangenen Ausbreitungsphänomenen ermitteln (vgl. folgende Abschnitte). Der Beobachtungspunkt s ist durch die Position des nächsten Interaktionspunkts bzw. des Empfängers bestimmt. Die Berechnung von $\vec{E}(s)$ am ersten Interaktionspunkt nach dem Sender erfolgt mittels (4.21).

Neben der Änderung der Feldamplitude durch den Divergenzfaktor können Verluste im Ausbreitungsmedium eine zusätzliche Dämpfung des Feldes verursachen. Hervorgerufen durch atmosphärische Einflüsse, wie Resonanzabsorption oder Streuung des Feldes an Niederschlag [GW98], wird dieser Effekt durch einen exponentiellen Dämpfungsterm der Form $e^{-\alpha s}$ berücksichtigt. Dieser wird mit der rechten Seite von (4.23) bzw. (4.21) multipliziert. Der Dämpfungskoeffizient α hat die Einheit m^{-1} . Mit $D = 8,69 \alpha$ kann die Dämpfung D mit der Einheit dB/m berechnet werden. Werte von D für unterschiedliche Dämpfungsursachen sind in [GW98] zu finden.

Bei den Kanalsimulationen in Kapitel 6 ist α zu Null gesetzt, da im betrachteten Frequenzbereich (5 GHz Band) die genannten Dämpfungseffekte in der Regel gering sind.

4.3.2 Reflexion

Reflexionen der ausgesendeten elektromagnetischen Welle treten an den Oberflächen der Umgebungsobjekte auf, da hier ein Sprung bezüglich der Materialeigenschaften vorliegt. Allgemein lassen sich mit der Theorie der GO Reflexionen an gekrümmten Oberflächen beschreiben [Bal89]. Im vorliegenden Wellenausbreitungsmodell werden die Umgebungsobjekte jedoch mittels ebener Begrenzungsflächen (Polygone) modelliert (vgl. Abschnitt 2.3 und Abschnitt 3.1). Der Grund

hierfür liegt im Verfahren, das für die Bestimmung der Reflexionspfade angewandt wird (siehe Abschnitt 4.4.2).

Im Sinne der GO lässt sich die Reflexion eines Strahles an der Oberfläche eines Objekts durch die Fresnel-Reflexionsfaktoren beschreiben [GW98]. Die Reflexionsfaktoren hängen dabei von den Materialeigenschaften des Objekts, vom Einfallswinkel der Welle bezüglich der Oberfläche und von der Polarisation des einfallenden Feldes ab. Der relevante Fall für eine ebene Begrenzungsfläche ist in Bild 4.4 im Querschnitt dargestellt.

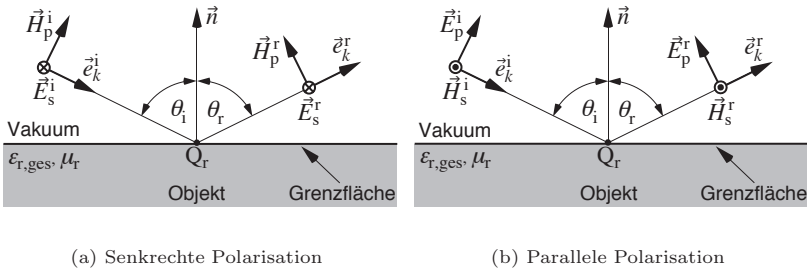


Bild 4.4: Reflexion einer einfallenden ebenen Welle an einer ebenen Grenzfläche

Durch $\epsilon_{r,ges}$ und μ_r sind die Materialparameter des Objekts festgelegt. Q_r ist der Reflexionspunkt. θ_i bezeichnet den Winkel des einfallenden und θ_r den des reflektierten Strahls. Beide werden bezüglich des Flächennormalenvektors \vec{n} bestimmt. Nach dem bekannten Reflexionsgesetz gilt $\theta_r = \theta_i$ [GW98].

Für die Bestimmung der Reflexionsfaktoren wird eine Bezugsebene, die durch \vec{n} und die Ausbreitungsrichtung der einfallenden Welle \vec{e}_k^i aufgespannt ist, definiert. Sie wird als Einfallsebene bezeichnet. Die entsprechende Ausfallsebene des reflektierten Strahls stimmt aufgrund des Reflexionsgesetzes mit der Einfallsebene überein. Da die Reflexion von der Polarisation des einfallenden Feldes abhängt, wird dieses in die zwei orthogonalen Komponenten \vec{E}_s^i (Bild 4.4(a)) und \vec{E}_p^i (Bild 4.4(b)) zerlegt. Die zugehörigen Einheitsvektoren \vec{e}_s^i und \vec{e}_p^i sind dabei senkrecht bzw. parallel zur Einfallsebene orientiert. Zusammen mit der Ausbreitungsrichtung der Welle \vec{e}_k^i spannen die Vektoren ein lokales strahlenbasiertes Koordinatensystem auf, in dem das Feld der einfallenden TEM-Welle vollständig durch die Komponenten \vec{E}_s^i und \vec{E}_p^i bestimmt ist. Für diese beiden Polarisationen existiert jeweils ein eigener Reflexionsfaktor. Das reflektierte Feld wird ebenfalls in seine senkrechte und parallele Komponente \vec{E}_s^r und \vec{E}_p^r zerlegt, jedoch bezüglich des lokalen Koordinatensystems des ausfallenden Strahls.

Die Fresnel-Reflexionsfaktoren R_s und R_p für die jeweilige Polarisation berechnen sich zu:

$$R_s = \frac{\mu_r \cos \theta_i - \xi}{\mu_r \cos \theta_i + \xi} \quad (4.24a)$$

$$R_p = \frac{\varepsilon_{r,\text{ges}} \cos \theta_i - \xi}{\varepsilon_{r,\text{ges}} \cos \theta_i + \xi} \quad (4.24b)$$

$$\text{mit } \xi = \sqrt{\varepsilon_{r,\text{ges}} \mu_r - \sin^2 \theta_i}$$

Direkt am Reflexionspunkt Q_r lassen sich die Amplituden E_s^r und E_p^r des reflektierten Feldes in Abhängigkeit des einfallenden Feldes mittels

$$\begin{pmatrix} E_s^r(Q_r) \\ E_p^r(Q_r) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_p \end{bmatrix} \begin{pmatrix} E_s^i(Q_r) \\ E_p^i(Q_r) \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

berechnen.

Für die Bestimmung des reflektierten GO-Feldes an einem beliebigen Beobachtungspunkt s auf dem reflektierten Strahl wird nach der Reflexion Freiraumausbreitung angenommen. Als Referenzpunkt $s = 0$ wird der Reflexionspunkt Q_r gewählt. Bei der Reflexion an einer ebenen Fläche sind die Krümmungsradien ρ_1^r und ρ_2^r des reflektierten GO-Feldes bei $s = 0$ gleich denen des einfallenden Strahls. Letztere können mittels (4.16) bestimmt werden, wobei der Beobachtungspunkt s' der einfallenden Welle identisch mit Q_r ist. Es ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\rho_1^r = \rho_1^i + s' \quad (4.26a)$$

$$\rho_2^r = \rho_2^i + s' \quad (4.26b)$$

Erfolgt die Reflexion direkt nach der Sendeantenne gilt $\rho_1^r = \rho_2^r = s'$, wobei s' der Abstand zwischen Sender und Q_r ist. Für den allgemeinen Fall berechnen sich die Amplituden der vektoriellen Komponenten des reflektierten E-Feldes bei s mit (4.23) und (4.25) zu:

$$\begin{pmatrix} E_s^r(s) \\ E_p^r(s) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{\rho_1^r \rho_2^r}{(\rho_1^r + s)(\rho_2^r + s)}} e^{-jk_0 s} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_p \end{bmatrix} \begin{pmatrix} E_s^i(Q_r) \\ E_p^i(Q_r) \end{pmatrix} \quad (4.27)$$

Der Beobachtungspunkt s ist im Kanalmodell der nächste Interaktionspunkt des GO-Strahls mit einem Umgebungsobjekt bzw. dem Empfänger.

Das einfallende Feld liegt in der Regel nicht im zugehörigen lokalen strahlenbasierten System vor. Es muss daher vor der Anwendung von (4.27) in dieses transformiert werden. Anschließend sind die Feld-Komponenten im lokalen System des reflektierten Strahles gegeben. Die sich ergebenden Koordinatentransformationen und die Reflexion selbst, können mathematisch in einem Schritt durch Einführung der Reflexionsdyade beschrieben werden [Bal89].

4.3.2.1 Schwach raue Oberflächen

Die Struktur einer Oberfläche hat maßgeblichen Einfluss auf die Reflexion einer Welle. Sind die Strukturen zufälliger Natur, können sie durch eine statistisch verteilte Oberflächenrauigkeit angenähert werden. Man geht davon aus, dass die Höhenvariationen der Oberfläche einer Gauss-Verteilung gehorchen, die durch ihren Mittelwert μ_h und ihre Standardabweichung σ_h gegeben ist. μ_h bestimmt dabei die Position einer fiktiv angenommenen planaren Grenzfläche, und σ_h ist ein Maß für die Rauigkeit der Oberfläche.

Die Rauigkeit der Oberfläche führt dazu, dass bei der Reflexion nicht mehr alle Energie in die Reflexionsrichtung reflektiert wird. Ein gewisser Anteil wird in andere Richtungen gestreut. Für geringe Rauigkeiten, d.h. wenn $\sigma_h \ll \lambda_0$, kann der gestreute Anteil vernachlässigt werden. Es ergibt sich lediglich eine Reduktion der Feldstärke in Reflexionsrichtung. Dies führt zu den modifizierten Fresnel-Reflexionsfaktoren [GW98], welche im vorliegenden Modell implementiert sind. Mit (4.24) sind sie gegeben durch:

$$R_{s,p}^{\text{mod}} = R_{s,p} e^{-8\pi^2 \left(\frac{\sigma_h}{\lambda_0}\right)^2 \cos^2 \theta_i} \quad (4.28)$$

Man erkennt, dass die Auswirkung der Oberflächenrauigkeit zu größeren Einfallswinkeln hin abnimmt und zu höheren Frequenzen hin zunimmt.

4.3.2.2 Reflexion an geschichteten Medien

Trifft eine Welle auf eine Oberfläche, wird neben dem reflektierten Anteil ein Teil der Energie durch die Oberfläche in das Objekt transmittiert. Ähnlich wie bei der Reflexion, wird dieser Effekt durch entsprechende Transmissionsfaktoren T_s , T_p und einen Transmissionswinkel θ_t beschrieben [GW98]. Besteht die Oberfläche aus einem geschichteten Aufbau unterschiedlicher homogener Materialien, wird die transmittierte Welle an der nächsten Mediengrenze wieder teilweise reflektiert bzw. transmittiert. In Bild 4.5 ist die Situation dargestellt.

Die einfallende Welle teilt sich an der ersten Mediengrenze in eine reflektierte und eine transmittierte Welle auf. Der transmittierte Anteil breitet sich im Medium 2 bis zur zweiten Mediengrenze aus, an der er sich ebenfalls aufteilt. Die resultierenden Teilwellen werden an den entsprechenden Mediengrenzen abermals reflektiert bzw. transmittiert. Es bilden sich so in den einzelnen Schichten unendlich viele Teilwellen aus. Teilwellen, die an der ersten Mediengrenze aus der Oberfläche wieder austreten, haben die gleiche Richtung wie der direkt reflektierte Strahl, und überlagern sich kohärent mit diesem. Jede dieser Teilwellen hat eine unterschiedliche Anzahl und Reihenfolge von Reflexionen und Transmissionen durchlaufen. Zusammen mit den verschiedenen Laufzeiten ergeben sich unterschiedliche Amplituden und Phasen für die austretenden Teilwellen.

Aus der kohärenten Überlagerung der einzelnen Beiträge ergeben sich die neuen Reflexionsfaktoren R_s und R_p , die von den Materialeigenschaften der einzelnen Schichten, den Schichtdicken d_n , dem Einfallswinkel θ_i und der Frequenz abhängen.

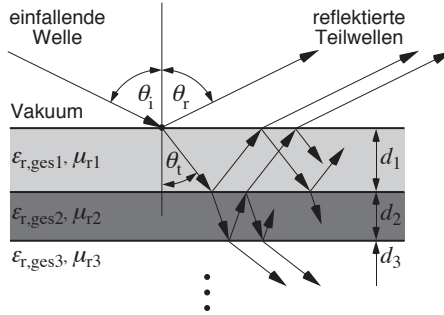


Bild 4.5: Reflexion an geschichteten Medien

Eine genaue Herleitung der zugehörigen Bestimmungsgleichungen ist in [Bal89] zu finden.

Für das Kanalmodell wird lediglich die Fahrbahn im Falle von Regenbedingungen als geschichtetes Medium betrachtet. Hierbei bildet sich eine dünne Wasserschicht auf der Fahrbahnoberfläche, die entscheidend die Reflexionseigenschaften der Straße beeinflusst (siehe Abschnitt 6.2.2.1). Die sich ergebenden Schichtdicken und Materialparameter der Fahrbahn sind in Anhang A.3 aufgelistet. Alle anderen Objekte sind homogen aus einem Material aufgebaut.

4.3.3 Beugung

Trifft eine Welle auf ein Umgebungsobjekt, wird ein Teil der Energie in dessen geometrisch optische Schattenzone gebeugt. Der Einfluss der Beugung nimmt hierbei zu höheren Frequenzen hin ab [GW98]. Da alle Umgebungsobjekte im Kanalmodell aus ebenen Flächen aufgebaut sind, entstehen Beugungseffekte an den Stoßstellen der Flächen, welche die Kanten des Objekts bilden. Jede Kante ist hierbei potenzielle Ursache für einen gebeugten Mehrwegepfad. Im Sinne der GO existieren keine Beugungseffekte, weshalb die Modellierung der Beugung mittels der verallgemeinerten geometrischen Beugungstheorie (engl. *uniform geometrical theory of diffraction*, UTD) erfolgt. Sie ist ebenfalls eine Hochfrequenzapproximation und kann als Ergänzung der GO angesehen werden. Das Konzept der astigmatischen Strahlröhre wird dabei weiterhin angewandt.

Die UTD beschreibt in ihrer Grundform die Beugung an einem unendlich ausgedehnten, ideal leitenden metallischen Keil [Kou74], [MPM90]. Es werden aber auch Lösungen für gekrümmte Keile und andere kanonische Objekte bereitgestellt. Für die Berechnung der Beugung am dielektrischen Keil mit rauer Oberfläche erweiterte Luebbers die UTD durch einen heuristischen Ansatz [Lue84], [Lue88], [Lue89]. Die Anwendung der Theorie auf endlich ausgedehnte Keile, wie sie die Objektkanten im Modell darstellen, ist in erster Näherung zulässig, da die Kanten viel

größer als die Wellenlänge sind. Im Folgenden werden lediglich die Prinzipien der UTD erläutert, wobei die wichtigen Gleichungen ohne Herleitung dargestellt sind. Eine genaue Beschreibung des Formelapparates ist in der genannten Literatur zu finden.

Analog zum Reflexionsgesetz existiert bei der Beugung am Keil ein Beugungsgesetz, das von Keller aufgrund des Fermat'schen Prinzips postuliert wurde [Kel62]. Der Sachverhalt ist in Bild 4.6 dargestellt. Trifft ein Strahl unter dem Winkel β'_0 auf die Kante eines Keils, formen alle möglichen gebeugten Strahlen einen Kegel um die Kantentangente \vec{e}_t mit dem halben Öffnungswinkel β_0 , den so genannten Keller'schen Beugungskegel. Für einen vorgegebenen Beugungspunkt Q_d und eine vorgegebene Ausbreitungsrichtung des einfallenden Strahls \vec{e}_k^i bedeutet dies, dass die Position des Beobachtungspunktes P auf den Mantel des Beugungskegels beschränkt ist. Mit der Ausbreitungsrichtung \vec{e}_k^d des zu P gehörenden gebeugten Strahls gilt:

$$\vec{e}_t \cdot \vec{e}_k^i = \vec{e}_t \cdot \vec{e}_k^d \Rightarrow \cos(\beta_0) = \cos(\beta'_0) \Rightarrow \beta_0 = \beta'_0 \quad (4.29)$$

Ist der Beobachtungspunkt P und der Quellpunkt des einfallenden Strahls S vorgegeben, was den üblichen Fall darstellt, kann somit der Beugungspunkt Q_d auf der Keilkante eindeutig bestimmt werden. Der zugehörige gebeugte Strahl liegt auf dem Keller'schen Beugungskegel. Bei endlich ausgedehnten Keilen, kann es passieren, dass Q_d außerhalb der Kante liegt. In diesem Fall findet im Rahmen dieses Modells keine Beugung statt.

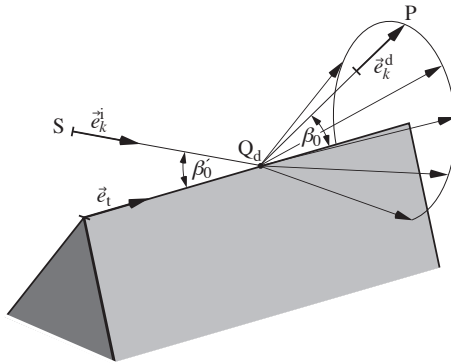


Bild 4.6: Kegel der gebeugten Strahlen

Für die Beschreibung der Beugung mittels der UTD unterscheidet man drei Raumbereiche bzw. Regionen der Keilumgebung, die in Bild 4.7 gezeigt sind. Aus Übersichtsgründen ist ein zweidimensionaler Schnitt senkrecht zur Kante dargestellt. Die beiden Seitenflächen des Keils werden dabei als 0-Flanke bzw. n-Flanke bezeichnet, wobei die 0-Flanke als Referenzebene betrachtet wird, von der aus die

Winkel gemessen werden. Der von der Quelle S am Beugungspunkt Q_d einfallende Strahl und die Kantentangente \vec{e}_t spannen die so genannte kantenbezogene Einfallsebene⁸ auf (siehe Bild 4.8). Sie bildet mit der 0-Flanke den Winkel ϕ' . Analog ergibt sich die kantenbezogene Ausfallsebene aus \vec{e}_t und der Richtung des gebeugten Strahls. ϕ bezeichnet den Winkel zwischen der 0-Flanke und der kantenbezogenen Ausfallsebene. Im Gegensatz zur Reflexion sind die Einfalls- und die Ausfallsebene bei der Beugung im Allgemeinen nicht identisch. Der Keilinnenwinkel ist definiert als $(2 - n)\pi$. Hieraus ergibt sich der Keilaußenwinkel zu $n\pi$, was für den Namen n -Flanke verantwortlich ist.

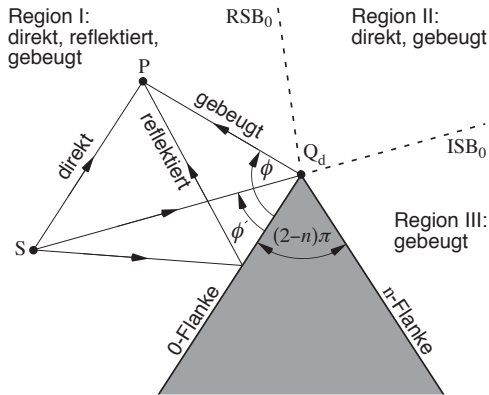


Bild 4.7: Raumbereiche und Feldanteile bei der Beugung am Keil

Abhängig von der Region, in der sich der Beobachtungspunkt P befindet, setzt sich das dort herrschende Feld aus verschiedenen Komponenten (Ausbreitungspfaden) zusammen. Die einzelnen Bereiche sind durch die so genannten Einfallsschattengrenzen (engl. *incident shadow boundary*, ISB) und Reflexionsschattengrenzen (engl. *reflection shadow boundary*, RSB) voneinander getrennt. Der Index 0 an der Bezeichnung der Schattengrenzen in Bild 4.7 ergibt sich aus der Tatsache, dass die Quelle S in diesem Beispiel lediglich die 0-Flanke des Keils beleuchtet. Für den anderen Fall, dass nur die n -Flanke von der Quelle beleuchtet wird, ergeben sich die entsprechenden Grenzen ISB_n und RSB_n . Es existieren demnach insgesamt vier Schattengrenzen. Je nach Position der Quelle S sind jeweils verschiedene der vier Schattengrenzen vorhanden. Liegen beispielsweise beide Flanken im Sichtbereich von S , sind dies die beiden Reflexionsschattengrenzen RSB_0 und RSB_n . Aus geometrischen Gründen existiert hier keine ISB. Es kann gezeigt werden, dass für beliebige Positionen von S immer genau zwei Schattengrenzen vorhanden sind.

Am Beobachtungspunkt P können bis zu drei Feldkomponenten, die durch unterschiedliche Ausbreitungspfade hervorgerufen werden, existieren. Befindet sich P

⁸analog zur Einfallsebene bei der Reflexion

in der Region I, sind dies der direkte, der an der Keilflanke (hier 0-Flanke) reflektierte und der an der Keilkante gebeugte Anteil. Überschreitet man die RSB_0 nach Region II, fällt aus geometrischen Gründen der reflektierte Pfad weg; daher auch der Name der Grenze. Es existieren nur noch der direkte und der gebeugte Anteil. Die ISB_0 beschreibt die Grenze zum GO-Schattenbereich, d.h. in Region III herrscht lediglich ein gebeugtes Feld. Der direkte Anteil des Feldes verschwindet bei ISB_0 sprunghaft.

Das reine GO-Feld, das durch die Summe aus direktem und reflektiertem Anteil gegeben ist, ist an den zugehörigen Schattengrenzen unstetig, da hier die einzelnen Komponenten schlagartig verschwinden bzw. auftreten. Der zusätzliche gebeugte Strahl, der in allen drei Regionen der Keilumgebung vorhanden ist, macht das Feld auch an den Schattengrenzen stetig. Es kann gezeigt werden, dass der gebeugte Anteil an den Schattengrenzen seine maximale Stärke hat.

Analog zur Reflexion wird bei der UTD das gebeugte Feld ebenfalls mittels zweier polarimetrischer Koeffizienten bestimmt. Bild 4.8 zeigt hierzu die geometrischen Verhältnisse. Das Feld der einfallenden Welle wird in die orthogonalen strahlbasierten Komponenten senkrecht und parallel zur kantenbezogenen Einfallsebene zerlegt. Bei der Beugung spricht man von *hard*- bzw. *soft*-Polarisation⁹. Die ϕ' -Komponente des Feldes $\vec{E}_{\phi'}^i$ entspricht der *hard*- und die β'_0 -Komponente $\vec{E}_{\beta'_0}^i$ der *soft*-Polarisation. Das gebeugte Feld ist in die entsprechenden strahlbasierten Komponenten für senkrechte (\vec{E}_{ϕ}^d) und parallele ($\vec{E}_{\beta_0}^d$) Polarisation bezüglich der Ausfallsebene zerlegt.

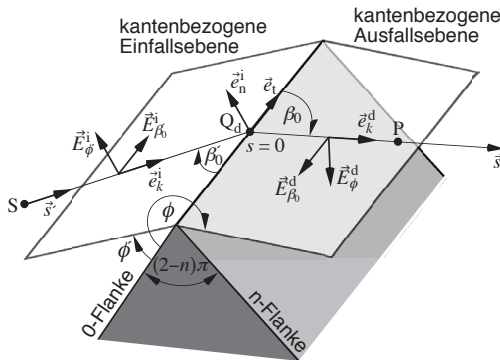


Bild 4.8: Geometrie und Feldkomponenten für UTD-Beugung

Die Berechnung des gebeugten Feldes am Beugungspunkt Q_d aus dem dort herrschenden einfallenden Feld wird analog zu (4.25) durchgeführt, wobei die Reflexionsfaktoren durch die negativen Beugungskoeffizienten $-D_h$ und $-D_s$ für *hard*-

⁹Die Bezeichnungen haben ihren Ursprung in der akustischen Beugungstheorie.

bzw. *soft*-Polarisation ersetzt werden. Das Minuszeichen rührt von einer in der Literatur üblichen Vorzeichenkonvention her. Für das vorliegende Kanalmodell werden die empirischen UTD-Beugungskoeffizienten eines dielektrischen rauhen Keils nach Luebbers verwendet [Lue84], [Lue88], [Lue89]. Sie sind gegeben durch:

$$D_h = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k_0} \sin \beta'_0} \left(D_0^{\text{ISB}} + D_n^{\text{ISB}} + R_0^h D_0^{\text{RSB}} + R_n^h D_n^{\text{RSB}} \right) \quad (4.30a)$$

$$D_s = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k_0} \sin \beta'_0} \left(D_0^{\text{ISB}} + D_n^{\text{ISB}} + R_0^s D_0^{\text{RSB}} + R_n^s D_n^{\text{RSB}} \right) \quad (4.30b)$$

Da in dieser Arbeit Vakuum als Ausbreitungsmedium angenommen wird, ist die Wellenzahl zu k_0 gesetzt. Die vier Anteile der Beugungskoeffizienten $D_{0,n}^{\text{ISB,RSB}}$ lassen sich jeweils einer Schattengrenze zuordnen und berechnen sich zu:

$$D_0^{\text{ISB}} = \cot \left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n} \right) F \left[2k_0 L \cos^2 \left(n\pi N^- (\phi - \phi') - \frac{\phi - \phi'}{2} \right) \right] \quad (4.31a)$$

$$D_n^{\text{ISB}} = \cot \left(\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n} \right) F \left[2k_0 L \cos^2 \left(n\pi N^+ (\phi - \phi') - \frac{\phi - \phi'}{2} \right) \right] \quad (4.31b)$$

$$D_0^{\text{RSB}} = \cot \left(\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n} \right) F \left[2k_0 L \cos^2 \left(n\pi N^- (\phi + \phi') - \frac{\phi + \phi'}{2} \right) \right] \quad (4.31c)$$

$$D_n^{\text{RSB}} = \cot \left(\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n} \right) F \left[2k_0 L \cos^2 \left(n\pi N^+ (\phi + \phi') - \frac{\phi + \phi'}{2} \right) \right] \quad (4.31d)$$

Die Beugungskoeffizienten D_h und D_s unterscheiden sich lediglich in den vier Faktoren $R_{0,n}^{\text{h,s}}$, welche die modifizierten Fresnel-Reflexionsfaktoren an den beiden Flanken des Keils für *hard*- und *soft*-Polarisation bezeichnen. In der fundamentalen UTD-Theorie für die Beugung am glatten, ideal leitenden Keil sind diese fest zu $R_{0,n}^h = +1$ und $R_{0,n}^s = -1$ angesetzt [Kou74]. Die Erweiterung der UTD durch $R_{0,n}^{\text{h,s}}$ beruht auf einem rein heuristischen Ansatz und erfüllt nicht die Maxwell-Gleichungen im formalen Sinn. Seit seiner Einführung durch Luebbers wird dieser Ansatz jedoch erfolgreich bei der praktischen Berechnung der Wellenausbreitung im Bereich der Funkkommunikation angewandt [LWK92], [KCW93], [vD94], [Döt00]. Für $R_{0,n}^h$ wird der modifizierte Fresnel-Reflexionsfaktor für parallele Polarisation aus (4.28) angesetzt. $R_{0,n}^s$ wird analog mit der Gleichung für senkrechte Polarisation berechnet. Der hierfür benötigte Winkel θ_i ergibt sich aus dem Winkel zwischen dem Normalenvektor der entsprechenden Keilflanke und dem einfallenden (bei $R_{0,n}^{\text{h,s}}$) bzw. gebeugten Strahl (bei $R_n^{\text{h,s}}$).

Die Funktion $F(x)$ in (4.31) stellt die *Fresnel Transition Function* dar und ist gegeben durch:

$$F(x) = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau \quad (4.32)$$

Da sie numerisch ermittelt werden muss, kommen bei der praktischen Anwendung im Allgemeinen abschnittsweise verschiedene Näherungsfunktionen zum Einsatz [Bal89], [GW98]. Die *Fresnel Transition Function* sorgt in (4.31) dafür, dass

die einzelnen Beiträge genau an der jeweiligen Schattengrenze nicht gegen unendlich gehen. Sie gleicht die Singularität der cot-Funktion an diesen Stellen durch Einführung einer Nullstelle aus. Der resultierende Grenzwert ist endlich.

Das Argument von $F(x)$ in (4.31) enthält die Funktionen $N^+(y)$ und $N^-(y)$. Sie sind definiert als:

$$N^+(y) = \text{NINT} \left(\frac{+\pi + y}{2n\pi} \right) \quad (4.33a)$$

$$N^-(y) = \text{NINT} \left(\frac{-\pi + y}{2n\pi} \right) \quad (4.33b)$$

Die Funktion NINT beschreibt die Rundung des Arguments auf die nächstgelegene ganze Zahl (engl. *nearest integer*).

Der Faktor L im Argument von $F(x)$ gleicht die unterschiedlichen Krümmungsradien von gebeugtem und direktem bzw. reflektiertem Strahl aus. Ohne L würde sich eine Unstetigkeitsstelle des Feldes aufgrund unterschiedlicher Divergenzfaktoren der einzelnen Feldkomponenten entlang der Schattengrenzen ergeben. L ist abhängig von den Krümmungsradien $\rho_1^{i'}$ und $\rho_2^{i'}$ der einfallenden Welle am Beugungspunkt Q_d . Diese können, wie bei der Reflexion, mittels (4.16) bestimmt werden. Es ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\rho_1^{i'} = \rho_1^i + s' \quad (4.34a)$$

$$\rho_2^{i'} = \rho_2^i + s' \quad (4.34b)$$

s' bezeichnet den Beobachtungspunkt des einfallenden Strahls, der mit Q_d identisch ist. Fällt der Strahl direkt von der Sendeantenne aus ein, gilt $\rho_1^{i'} = \rho_2^{i'} = s'$ (vgl. Abschnitt 4.2). Für den allgemeinen Fall berechnet sich L zu:

$$L = \frac{s(\rho_e^{i'} + s)\rho_1^{i'}\rho_2^{i'}}{\rho_e^{i'}(\rho_1^{i'} + s)(\rho_2^{i'} + s)} \sin^2 \beta'_0 \quad (4.35)$$

s ist die Entfernung von Q_d zum Beobachtungspunkt auf dem gebeugten Strahl (vgl. Bild 4.8). $\rho_e^{i'}$ bezeichnet den Krümmungsradius der einfallenden Welle parallel zur kantenbezogenen Einfallsebene bei Q_d . Er kann in Abhängigkeit von $\rho_1^{i'}$, $\rho_2^{i'}$ und dem Winkel Θ zwischen der ersten Hauptkrümmungsrichtung und der Einfallsebene mit

$$\rho_e^{i'} = \frac{\rho_1^{i'}\rho_2^{i'}}{\rho_1^{i'} \sin^2 \Theta + \rho_2^{i'} \cos^2 \Theta} \quad (4.36)$$

bestimmt werden. Für die Kugelwelle des Senders gilt $\rho_e^{i'} = \rho_1^{i'} = \rho_2^{i'}$.

Zur Berechnung der gebeugten Feldkomponenten $E_\phi^d(s)$ und $E_{\beta_0}^d(s)$ am Beobachtungspunkt s kann analog zu (4.27) eine Bestimmungsgleichung aufgestellt werden. Die beiden Krümmungsradien des gebeugten Strahls bei Q_d parallel bzw. senkrecht zur kantenbezogenen Ausfallsebene sind durch

$$\rho_1^d = \rho_e^{i'} \quad (4.37a)$$

$$\rho_2^d = 0 \quad (4.37b)$$

gegeben, wobei $\rho_e^{i'}$ mittels (4.36) bestimmt wird. D.h. parallel zur Ein- bzw. Ausfallsebene bleibt der zugehörige Krümmungsradius des einfallenden Strahls erhalten. Die Tatsache, dass der Krümmungsradius ρ_2^d verschwindet, weist auf eine Kaustik des gebeugten Strahls bei Q_d hin, in der das Feld gegen unendlich strebt (vgl. Bild 4.2). Deshalb kann der Divergenzfaktor aus (4.27) nicht auf die Beugung angewandt werden. Er weist bei $s = 0$ eine Singularität auf. Im Sinne einer asymptotischen Hochfrequenzapproximation kann jedoch der Grenzwert für $\rho_2^d \rightarrow 0$ der exakten Lösung bestimmt werden, der auf einen modifizierten Divergenzfaktor führt. Das gebeugte Feld am Beobachtungspunkt s ergibt sich hiermit zu:

$$\begin{pmatrix} E_{\phi}^d(s) \\ E_{\beta_0}^d(s) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{\rho_1^d}{s(\rho_1^d + s)}} e^{-jk_0 s} \begin{bmatrix} -D_h & 0 \\ 0 & -D_s \end{bmatrix} \begin{pmatrix} E_{\phi'}^i(Q_d) \\ E_{\beta_0'}^i(Q_d) \end{pmatrix} \quad (4.38)$$

s ist im Kanalmodell durch die Position des nächsten Beugungs- oder Reflexionspunkts bzw. die Empfängerposition bestimmt.

Analog zur Reflexionsdyade kann eine Beugungsdyade bestimmt werden, die die nötigen Vektortransformationen und die eigentliche Multiplikation der Feldkomponenten mit den Beugungskoeffizienten mathematisch in einem Schritt zusammenfasst.

4.3.3.1 Beugungskoeffizienten zweiter Ordnung

Das Feld eines gebeugten Strahls ist im Sinne der UTD nicht nur von den Amplituden $E_{\phi'}^i(Q_d)$ und $E_{\beta_0'}^i(Q_d)$ des einfallenden Feldes abhängig, sondern zusätzlich von dessen Ableitung in Richtung des Normaleneinheitsvektors \vec{e}_n^i der Einfallsebene (vgl. Bild 4.8). Ableitungen höherer Ordnung haben ebenfalls einen Einfluss [Hol96], der jedoch bei der praktischen Anwendung vielfach vernachlässigt werden kann. Die Abhängigkeit der Beugung von der Richtungsableitung des einfallenden Feldes wird durch die Beugungskoeffizienten zweiter Ordnung (engl. *slope diffraction coefficients*) d_h und d_s für *hard*- und *soft*-Polarisation berücksichtigt [vD94], [Mit75]. Sie können direkt aus den jeweiligen Koeffizienten erster Ordnung D_h und D_s mittels

$$d_h = \frac{1}{jk_0 \sin \beta_0'} \frac{\partial D_h}{\partial \phi'} \quad (4.39a)$$

$$d_s = \frac{1}{jk_0 \sin \beta_0'} \frac{\partial D_s}{\partial \phi'} \quad (4.39b)$$

bestimmt werden. Multipliziert mit den entsprechenden Richtungsableitungen der einfallenden Feldkomponenten ergeben sie einen zusätzlichen Beitrag. Integriert in

(4.38) berechnet sich das gesamte gebeugte Feld mit:

$$\begin{pmatrix} E_{\phi}^d(s) \\ E_{\beta_0}^d(s) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{\rho_1^d}{s(\rho_1^d + s)}} e^{-jk_0 s} \cdot \begin{bmatrix} -D_h - d_h \frac{\partial}{\partial \bar{e}_n^i} & 0 \\ 0 & -D_s - d_s \frac{\partial}{\partial \bar{e}_n^i} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} E_{\phi'}^i(Q_d) \\ E_{\beta_0'}^i(Q_d) \end{pmatrix} \quad (4.40)$$

Der Operator $\partial/\partial \bar{e}_n^i$ führt dabei die benötigte Richtungsableitung von $E_{\phi'}^i(Q_d)$ und $E_{\beta_0'}^i(Q_d)$ normal zur kantenbezogenen Einfallsebene aus.

Ändert sich die Feldstärke des einfallenden Feldes sehr stark senkrecht zur Ausbreitungsrichtung, führt die alleinige Verwendung der Koeffizienten erster Ordnung im Allgemeinen zu großen Fehlern. Diese Tatsache wird vor allem bei der sukzessiven Anwendung der UTD auf mehrere aufeinander folgende Keilbeugungen relevant [Bac97]. Der Grund hierfür liegt in der starken Variation des gebeugten Feldes senkrecht zur Ausbreitungsrichtung in der nahen Umgebung der Schattengrenzen. Liegt beispielsweise ein zweiter Beugungspunkt nahe einer der Schattengrenzen der vorangegangenen Keilbeugung, kommt diese Variation zum Tragen. Da im vorliegenden Kanalmodell bis zu drei aufeinander folgende Beugungen an Umgebungsobjekten berücksichtigt werden, wird stets (4.40) angewandt. Etwaige Fehler werden dadurch wesentlich verkleinert.

4.3.4 Streuung an Vegetation

Betrachtet man ein typisches außerörtliches Verkehrsszenario (siehe Bild 3.1(a)), so sind sehr häufig Bäume bzw. Sträucher die dominierenden Objekte neben der Straße. Eine exakte Modellierung der zugehörigen Streueigenschaften der im Folgenden einheitlich als Bäume bezeichneten Vegetationsobjekte ist durch deren sehr komplexe Struktur praktisch unmöglich. Vor allem die Kronen bereiten wegen der zufälligen Orientierung und Größe der Blätter und Zweige Probleme. In zahlreichen Veröffentlichungen werden diese als statistisch homogen verteilte dielektrische Objekte mit unterschiedlichen kanonischen Formen (z.B. Zylinder oder Scheiben) modelliert [KFLC92], [MDU90]. Bei bekannter Streucharakteristik der Einzelobjekte können daraus mittels geeigneter Verfahren die Streueigenschaften der makroskopisch als homogen angesehenen Krone in Form vom speziellen Streukoeffizienten bestimmt werden. Durch Anwendung der so genannten *Radiative Transfer Theory* (RTT) wird das gestreute Feld in Abhängigkeit der Streukoeffizienten bestimmt [DYW00], [Ish97]. Die benötigten Koeffizienten können ebenfalls anhand von Messungen ermittelt werden [UVE⁺88]. Für die Bestimmung des gestreuten Feldes von Baumstämmen reicht im Normalfall eine Modellierung des Stamms als einzelner dielektrischer Zylinder aus [SK01]. Die Beschreibung der Streuung an Bäumen mittels der RTT scheitert an der sehr aufwendigen Lösung der zugehörigen Gleichungen. Das Einsatzspektrum des Kanalmodells für Systemsimulationen wäre durch die resultierenden langen Rechenzeiten stark eingeschränkt.

Eine Anwendung der GO bzw. UTD auf das Problem scheitert ebenfalls. Dies liegt zum einen an der Komplexität der hierfür benötigten hochgenauen Baummodelle und zum anderen an den im Verhältnis zur Wellenlänge zu kleinen Abmessungen der meisten Blätter und Äste (vgl. Abschnitt 4.1)

Für das Kanalmodell wird eine einfache, effiziente und dennoch ausreichend genaue Modellierung der Streuung an Bäumen benötigt. Das hierzu angewandte Verfahren wird im Folgenden beschrieben. Es basiert auf der Theorie der Radiosität (engl. *radiosity*) und beschränkt sich auf Einfachstreuungsprozesse. Mehrfachstreuung, z.B. an verschiedenen Bäumen nacheinander, werden aufgrund der zu erwartenden sehr hohen Dämpfung des zugehörigen Ausbreitungspfades vernachlässigt.

4.3.4.1 Geometrische Annahmen für die Streuung an Bäumen

Trifft eine Welle auf einen Baum, findet eine Volumenstreuung statt [GW98]. D.h. die Welle wird nicht nur am Übergang zwischen Ausbreitungsmedium (im Modell Vakuum) und Baumkrone gestreut, sondern auch im Inneren der Krone. Ein Teil der so gestreuten Energie tritt hierbei wieder aus der Krone aus. Der verbleibende Rest wird absorbiert. Im Kanalmodell interessiert lediglich der Gesamtanteil der Energie, der nach außen in die jeweiligen Raumrichtungen gestreut wird.

Bei der Modellierung der Streuung an Bäumen wird vereinfachend nicht zwischen Krone und Stamm unterschieden. Vielmehr werden Bäume und Sträucher einheitlich als makroskopisch homogene Vegetationsobjekte angesehen. Der eigentliche Volumenstreuungsprozess wird hierbei fiktiv an die Oberfläche der Objekte verlegt. Die Volumenstreuung reduziert sich so zu einer Oberflächenstreuung [GW98]. Diese Vorgehensweise ist sinnvoll, da keine Transmission der einfallenden Welle durch Vegetation berücksichtigt wird. Bäume werden vereinfachend als Quader beschrieben (vgl. Bild 3.5) an dessen Begrenzungsflächen die Streuung auftreten kann. Fällt eine Welle auf eine der Flächen ein, wird ein Teil der Energie mit einer bestimmten Streucharakteristik (siehe nächster Abschnitt) abgestrahlt. Da die angenommene Streucharakteristik der einzelnen Quaderflächen eine sehr breite Form hat, ergibt sich für den gesamten Quader, ähnlich wie bei einem realistischeren zylinderförmigen Baummodell, eine homogene Gesamtstreuucharakteristik. Die für das Kanalmodell relevante Geometrie für die Streuung an Bäumen ist in Bild 4.9 näher erläutert.

Trifft die Welle vom Sender aus unter dem Winkel θ_i gegenüber der Flächennormalen \vec{n} auf das Vegetationsobjekt, so beschreibt θ_s den entsprechenden Winkel der gestreuten Welle, die den Empfänger trifft. θ_i und θ_s sind unabhängig voneinander, d.h. für jedes θ_i wird ein gewisser Anteil der einfallenden Energie in beliebige Richtungen θ_s gestreut. Der zulässige Wertebereich beider Winkel liegt zwischen 0° und 90° . Daraus ergibt sich, dass die Streufläche im Sichtfeld von Sender und Empfänger liegen muss. Die Ausrichtung der quaderförmigen Bäume ist, wie in Bild 4.9 eingezeichnet, immer parallel zur Fahrbahn, so dass in den meisten Fällen immer mindestens eine Fläche die Winkelbedingungen bzw. Sichtbedingung erfüllt und zur Streuung beiträgt. Für Baum 1 ergibt sich hieraus lediglich eine Fläche

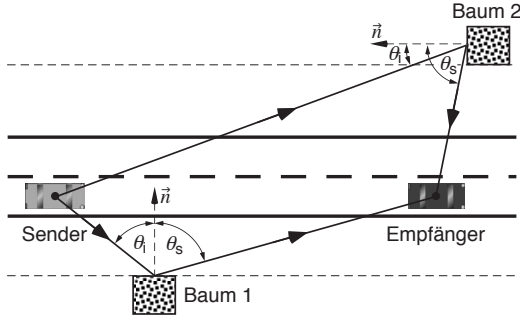


Bild 4.9: Relevanter Raumbereich für Streuung an Bäumen

des Baumes, an der Streuung stattfindet. Bei Baum 2 sind zwei Flächen von Sender und Empfänger aus sichtbar, wobei der Übersicht wegen nur eine mit einem Streupfad versehen ist.

Befindet sich der Empfänger im geometrischen Schattenbereich eines Vegetationsobjektes (Sichtbedingung nicht erfüllt), werden keine gestreuten bzw. transmittierten Beiträge berücksichtigt. Diese Situation kann auftreten, wenn in einer Kurve die Sichtverbindung, wegen der Bäume am Straßenrand, abbricht. Im Allgemeinen wird die entstehende transmittierte Welle sehr stark gedämpft werden, da meist eine ganze Reihe von Bäume in der Sichtverbindungsline stehen. Feldanteile, die durch Beugung um das Vegetationsobjekt im geometrischen Schattenbereich entstehen, werden vereinfachend mittels der Anwendung der UTD auf das Baummodell abgeschätzt. In der Regel ist diese Situation jedoch für das Kanalmodell nicht relevant.

Fällt eine Welle auf einen Baum ein, so wird durch dessen (mikroskopisch gesehen) heterogene Struktur ein Teil der Energie über Einzelstreuprozesse in einem großen Raumbereich verteilt. Es entsteht eine Überlagerung vieler einzelner Teilwellen in jede Raumrichtung, wobei sich die einzelnen Komponenten in Phase und Amplitude unterscheiden. Die Überlagerung der Beiträge führt zu einem diffusen Streufeld [GW98], in dem einzelne Teilwellen in der Regel nicht mehr voneinander trennbar sind. Versucht man dieses Verhalten auf strahlenoptischer Basis zu beschreiben, so entsteht für eine einzelne einfallende Welle eine Vielzahl von gestreuten Strahlen in Richtung des Empfängers.

Die Ursprünge der Streukomponenten, die Streuzentren, sind in der Realität quasi-kontinuierlich über das gesamte Volumen des Baumes verteilt. Da im Modell das Gesamtstreuverhalten durch eine Oberflächenstreuung angenähert ist, werden alle Streuzentren auf der Hülle des Baummodells liegend angenommen. Für die Implementierung des Modells ist eine Diskretisierung der Oberfläche nötig. Diese wird, wie in Bild 4.10 dargestellt, in gleich große quadratische Flächenelemente unterteilt. Die Größe der Elemente wird fest vorgegeben. Ergeben sich die

Seitenlängen der Gesamtfläche nicht aus ganzzahligen Vielfachen der Elementgröße, wird die Gesamtfläche entsprechend durch Rundung angepasst. Der Aufwand bei der Berechnung der Streuung verhält sich dabei umgekehrt proportional zum Quadrat der Kantenlänge der Flächenelemente. Eine Halbierung der Größe führt zu einer Vervierfachung der Rechenzeit. Für die Simulationen in dieser Arbeit wird eine Kantenlänge von 0,8 m angenommen. Auf die Bestimmung dieses Werts wird am Ende dieses Abschnitts näher eingegangen.

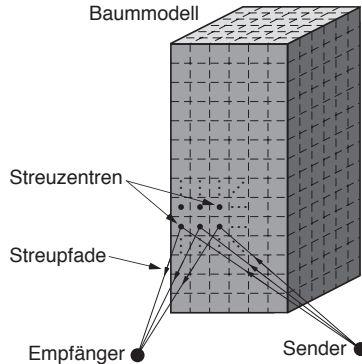


Bild 4.10: Einführung von Oberflächenstreuzentren durch Diskretisierung der Oberfläche des Baummodells

Jeder Mittelpunkt eines Flächenelements dient als Streuzentrum und ist Ursprung für einen gestreuten Strahl. Die Streuzentren legen somit den Verlauf aller gestreuten Mehrwegpfade fest. Für die Winkel θ_i und θ_s jedes Flächenelements gelten weiterhin die oben gemachten Annahmen. Alle Streupfade eines Vegetationsobjektes zusammen ergeben das diffuse Gesamtstreufeld.

4.3.4.2 Ermittlung des gestreuten Feldes

Die Berechnung der gestreuten Feldkomponenten erfolgt mittels eines Radiositäts-Ansatzes. Ihre ursprüngliche Anwendung hat diese Theorie in der Computergrafik bei der Berechnung künstlicher Szenarien unter Einfluss von diffus an Oberflächen gestreutem Licht [GCS94]. Einzelne Flächenelemente haben dabei eine Streucharakteristik, die dem Lambert'schen Cosinusgesetz entspricht [VB03], [BW64]. Die Theorie der Radiosität wird vereinzelt in der Kommunikation und der Fernerkundung bei der Modellierung diffuser Streuprozesse eingesetzt. [GB92] beschreibt einen Vergleich zwischen einem Radiositäts-Ansatz und der RTT für Streuung an Baumkronen, wobei beide Verfahren ähnliche Ergebnisse liefern. Es werden jedoch gezielt einzelne Streueffekte an Blättern und Ästen berücksichtigt, was für die vorliegende Anwendung einen zu hohen Aufwand bedeuten würde. Die Erkenntnis, dass diffuse Streuung an Gebäuden bei den immer höheren Mobilfunkfrequenzen

auch in der Kommunikation eine wichtige Rolle spielt, hat zum Einsatz der Methode bei der Modellierung der Wellenausbreitung vor allem in urbanen Mikrozellen-Szenarien geführt [DGd⁺04], [MAS03], [KLB⁺01]. Gestreute Anteile werden in diesen Arbeiten jedoch lediglich inkohärent betrachtet, d.h. es werden nur mittlere Empfangsleistungen bestimmt. Eine vollpolarimetrische und kohärente Betrachtung der Streuung, wie sie für Systemsimulationen notwendig ist, erfolgt nicht. Basierend auf dem Ansatz in [DGd⁺04] wird die Methode entsprechend erweitert und auf die Bedürfnisse des Kanalmodells angepasst.

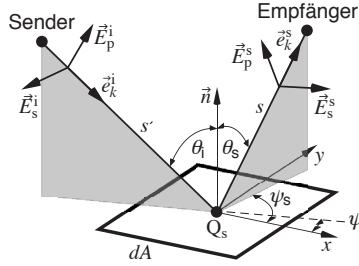
Die Streucharakteristik der einzelnen Flächenelemente wird wie das Gesamtstreuungsfeld des Baumes als diffus angenommen. Streuanteile in eine bestimmte Raumrichtung sind jedoch lediglich durch einen einzelnen determinierten Strahl modelliert (vgl. Bild 4.10). Das Streuzentrum kann daher als Punktstreuer bzw. Punktquelle des gestreuten Feldes angesehen werden. Nach dem Lambert'schen Cosinusetz strahlt ein Flächenelement bei diffuser Streuung mit folgender Winkelabhängigkeit in die vordere Hemisphäre:

$$S_s = K \cos \theta_s \quad (4.41)$$

S_s beschreibt die Intensität bzw. die mittlere Leistungsdichte des gestreuten Feldes, und θ_s bezeichnet den bereits definierten Streuwinkel des ausfallenden Strahls (vgl. Bild 4.9). Man erkennt, dass das gestreute Feld unabhängig von der Einfallrichtung der Welle ist und in Normalenrichtung des Flächenelements ein Maximum hat. Mit zunehmendem θ_s nimmt die Intensität der Streuung immer weiter ab, bis sie bei 90° zu null wird. In Richtung der Rückseite der Fläche wird nicht abgestrahlt. Der Proportionalitätsfaktor K ist abhängig vom einfallenden Feld, den Eigenschaften des Oberflächenelements und dem Abstand zwischen Streuzentrum und Beobachtungspunkt.

Für die Integration der Streuung in die vorhandene, voll polarimetrische und kohärente Modellierung der Wellenausbreitung werden angepasste Streufaktoren eingeführt. Ziel ist hierbei dieselbe formale Beschreibung des Prozesses wie in (4.27) und (4.40). Bild 4.11 zeigt die Ausgangssituation. dA bezeichnet das Flächenelement und Q_s ist das zugehörige Streuzentrum. Das einfallende E-Feld wird wie bei der Reflexion in die senkrechte und parallel zur Einfallsebene liegenden Komponenten \vec{E}_s^i und \vec{E}_p^i aufgeteilt. Da Streuung in alle Richtungen der vorderen Hemisphäre stattfindet, sind Ein- und Ausfallsebene im Normalfall nicht identisch. Das gestreute E-Feld wird ebenfalls in seinen senkrechten und parallelen Anteil \vec{E}_s^s und \vec{E}_p^s bezogen auf die Ausfallsebene zerlegt.

Die Charakterisierung der Streuung erfolgt unter der Annahme der Leistungserhaltung, d.h. die auf dA einfallende Leistung teilt sich vollständig in einen gestreuten und einen transmittierten Anteil auf. Letzterer wird jedoch bei der Berechnung nicht weiter berücksichtigt. Grundlage für die Herleitung der Streufaktoren eines Flächenelementes sind inkohärente Leistungsbilanzen, die lediglich eine skalare und reelle Beschreibung effektiver Felder zulassen [DGd⁺04]. Die resultierenden Feldstärken können als Mittelwerte angesehen werden. Durch eine entsprechende Erweiterung des Ansatzes werden Phasenbezug und Polarisation anschließend dem


 Bild 4.11: Geometrie zur Beschreibung der Streuung an einem Flächenelement dA

gestreuten Feld zugeordnet. Im Folgenden wird die Vorgehensweise erläutert.

Die Leistung P_i , die durch die einfallende Welle auf die Fläche dA trifft, kann mittels

$$P_i = \frac{|\vec{E}_i(Q_s)|^2}{2Z_{F0}} dA \cos \theta_i \quad (4.42)$$

berechnet werden. $|\vec{E}_i(Q_s)|$ ist die Feldstärkeamplitude des einfallenden Feldes am Streuzentrum Q_s und Z_{F0} der Freiraumwellenwiderstand. Bei schrägen Einfallswinkeln ($\theta_i > 0^\circ$) reduziert sich die für die Streuung wirksame Fläche auf $dA \cos \theta_i$.

Für die Bestimmung der gestreuten und transmittierten Anteile von P_i werden der reelle Streufaktor S und der reelle Transmissionsfaktor T eingeführt. Es gilt folgender Zusammenhang:

$$P_s = S^2 P_i \quad (4.43a)$$

$$P_t = T^2 P_i \quad (4.43b)$$

Mit der Leistungserhaltung $P_i = P_s + P_t$ ergibt sich:

$$S^2 + T^2 = 1 \quad (4.44)$$

Durch Vorgabe von S ist daher T eindeutig bestimmt.

Mittels (4.41) kann die gestreute Leistungsdichte S_s für alle zulässigen θ_s bestimmt werden. Aus ihr wird die Feldamplitude mit der Gleichung

$$|\vec{E}_s| = \sqrt{2Z_{F0} S_s(\theta_s)} = \sqrt{2Z_{F0} K \cos \theta_s} \quad (4.45)$$

berechnet. Die Integration von $S_s(\theta_s)$ über die vordere Hemisphäre liefert die gesamte gestreute Leistung. Zusammen mit (4.42) und (4.43) gilt:

$$\begin{aligned} P_s &= S^2 P_i = S^2 \frac{|\vec{E}_i(Q_s)|^2}{2Z_{F0}} dA \cos \theta_i = \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} S_s s^2 \sin \theta_s d\theta_s d\psi_s \\ &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} K \cos \theta_s s^2 \sin \theta_s d\theta_s d\psi_s \\ &= K \pi s^2 \end{aligned} \quad (4.46)$$

s bezeichnet den Abstand zwischen Streuzentrum und Beobachtungspunkt (hier der Empfänger). Durch die Gleichung ist K eindeutig bestimmt. Eingesetzt in (4.45) berechnet sich die Amplitude $|\vec{E}_s(s)|$ des gestreuten Feldes in Abhängigkeit von s zu:

$$|\vec{E}_s(s)| = S \sqrt{\frac{dA \cos \theta_i \cos \theta_s}{\pi}} \frac{|\vec{E}_i(Q_s)|}{s} \quad (4.47)$$

Der Term $1/s$ kann als Divergenzfaktor angesehen werden. Ein Vergleich mit (4.21) zeigt, dass sich das gestreute Feld bezüglich der Amplitude wie eine Kugelwelle mit dem Quellpunkt Q_s verhält. Der Streufaktor S wird im vorliegenden Modell als unabhängig von θ_i , ψ_i , θ_s und ψ_s angenommen. Die Winkelabhängigkeit des gestreuten Feldes ist rein durch den Ausdruck $\sqrt{\cos \theta_i \cos \theta_s}$ in (4.47) bestimmt. ψ_i und ψ_s spielen hierbei keine Rolle.

Bis auf den Streufaktor S sind alle Größen auf der rechten Seite von (4.47) bekannt. Eine Abschätzung von S erfolgt mittels dem aus der Fernerkundung bekannten, normierten Streuquerschnitt σ^0 (engl. *radar cross section*, RCS) [GW98]. Dieser ist durch die Streueigenschaften der Oberfläche bestimmt und für zahlreiche Frequenzen und verschiedene Arten von Oberflächen aus Messungen bekannt [UD89]. Für große Abstände s des Beobachtungspunktes von Q_s und unter der Annahme, dass dA einen Punktstreuer mit dem Zentrum Q_s darstellt, gilt für das gestreute Feld:

$$|\vec{E}_s(s)| = \sqrt{\frac{dA \sigma^0}{4\pi}} \frac{|\vec{E}_i(Q_s)|}{s} \quad (4.48)$$

σ^0 ist dabei in der Regel abhängig von den Winkeln θ_i , ψ_i , θ_s und ψ_s (vgl. Bild 4.11). Mittels Vergleich von (4.47) und (4.48) kann S in Abhängigkeit von σ^0 ausgedrückt werden. Es ist hierbei jedoch darauf zu achten, dass S im Streumodell winkelunabhängig ist. Für die eindeutige Bestimmung von S muss daher ein Referenzstreuquerschnitt bei festen Referenzwinkeln $\theta_{i,\text{ref}}$, $\psi_{i,\text{ref}}$, $\theta_{s,\text{ref}}$ und $\psi_{s,\text{ref}}$, z.B. aus Messungen, bekannt sein. Es ist hierbei sinnvoll die Referenzwinkel $\theta_{i,\text{ref}}$ und $\theta_{s,\text{ref}}$ zu null zu wählen, d.h. sowohl Einfall- als auch Streurichtung sind senkrecht zu dA . In diesem Fall hängen $\psi_{i,\text{ref}}$ und $\psi_{s,\text{ref}}$ lediglich von der Lage des Koordinatensystems und der betrachteten Polarisation ab (siehe Bild 4.11). Im Modell wird $\psi_{i,\text{ref}} = \psi_{s,\text{ref}}$ gesetzt, woraus sich σ^0 für Ko- bzw. Kreuzpolarisation ergibt. Der zugehörige Referenzstreuquerschnitt wird mit σ_{NIBS}^0 bezeichnet¹⁰. Durch Gleichsetzen von (4.47) und (4.48) unter den Bedingungen $\sigma^0 = \sigma_{\text{NIBS}}^0$, $\theta_i = \theta_{i,\text{ref}} = 0^\circ$ und $\theta_s = \theta_{s,\text{ref}} = 0^\circ$ ergibt sich:

$$S = \sqrt{\frac{\sigma_{\text{NIBS}}^0}{4}} \quad (4.49)$$

Die Berücksichtigung der Polarisationsinformation des einfallenden und gestreuten Feldes erfolgt durch die Einführung der polarimetrischen RCS-Matrix $\vec{\sigma}^0$. Sie ist

¹⁰NIBS: *Normal Incidence Back Scatter*

definiert als [GW98]

$$\bar{\sigma}^0 = \begin{bmatrix} \sigma_{ss}^0 & \sigma_{sp}^0 \\ \sigma_{ps}^0 & \sigma_{pp}^0 \end{bmatrix}, \quad (4.50)$$

wobei die Indizes für senkrechte und parallele Polarisation stehen. Der erste Index gibt die Polarisation des gestreuten Feldes an, der zweite die des einfallenden Feldes. Terme mit verschiedenen Indizes beschreiben die Kopplung zwischen den beiden Polarisationen. Mit (4.49) und (4.50) kann die polarimetrische Streufaktormatrix \bar{S} folgendermaßen bestimmt werden:

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} S_{ss} & S_{sp} \\ S_{ps} & S_{pp} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sqrt{\sigma_{ss,NIBS}^0} & \sqrt{\sigma_{sp,NIBS}^0} \\ \sqrt{\sigma_{ps,NIBS}^0} & \sqrt{\sigma_{pp,NIBS}^0} \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

Die Werte von \bar{S} , die bei den Kanalsimulationen in dieser Arbeit verwendet werden, sind in Anhang A.3 zu finden.

Anders als die Reflexions- und Beugungskoeffizienten sind die Streufaktoren rein reelle Größen. Etwaige Phasendifferenzen zwischen den einfallenden Feldkomponenten $E_s^i(Q_s)$ und $E_p^i(Q_s)$ und den Komponenten des gestreuten Feldes $E_s^s(Q_s)$ und $E_p^s(Q_s)$ bei Q_s sind hierin nicht berücksichtigt. Da es sich um einen diffusen Streuprozess handelt, kann man davon ausgehen, dass diese Phasensprünge, über die Gesamtheit aller Flächenelemente eines Baumes gesehen, in einem Intervall zwischen 0 und 2π gleichverteilt sind. Weiterhin wird angenommen, dass Streubeiträge benachbarter Flächenelemente statistisch unabhängig sind. Es wird daher eine entsprechende Zufallsvariable ζ für die Phasen der Streufaktoren eingeführt. Dieses ζ wird allen vier polarimetrischen Streufaktoren eines einzelnen Flächenelements zugeordnet.

Die Berechnung von ζ findet für jedes Flächenelement dA getrennt statt und wird für die gesamte Simulation eines Verkehrsszenarios beibehalten. Realistisch betrachtet, wird sich die Phase der Streufaktoren über der Zeit zwar ändern, jedoch sind diese Phasenänderungen vernachlässigbar gegenüber den Änderungen, die durch die Bewegung von Sender und Empfänger verursacht werden.

Unter der Annahme von Freiraumausbreitung zwischen Q_s und dem Beobachtungspunkt (Empfänger) wird bei gegebenem \bar{S} das gestreute Feld eines Flächenelements in Analogie zu (4.27) und (4.40) mit

$$\begin{pmatrix} E_s^s(s) \\ E_p^s(s) \end{pmatrix} = \frac{1}{s} e^{-jk_0 s} \sqrt{\frac{dA \cos \theta_i \cos \theta_s}{\pi}} e^{j\zeta} \begin{bmatrix} S_{ss} & S_{sp} \\ S_{ps} & S_{pp} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} E_s^i(Q_s) \\ E_p^i(Q_s) \end{pmatrix} \quad (4.52)$$

berechnet. Die kohärente Summation der einzelnen Teilfelder der Flächenelemente liefert eine mögliche Realisierung des Gesamtstrefeldes des Baumes am Beobachtungspunkt. Durch die Zusammensetzung des Gesamtfeldes aus vielen Teilfeldern unterschiedlicher Phase und Amplitude wird dessen diffuser Charakter sehr gut angenähert.

Das durch (4.52) beschriebene gestreute Feld verhält sich wie eine Kugelwelle mit dem Streuzentrum Q_s als Quellpunkt. Analog zum Feld der Sendeantenne

(vgl. (4.21)) entsteht bei $s = 0$ eine Kaustik, in deren Nähe (4.52) ungültige Werte für die Amplitude des gestreuten Feldes liefert. Es muss daher ein gewisser Mindestabstand zu Q_s eingehalten werden. Er ergibt sich mit (4.47) aus der folgenden sinnvollen Annahme für den maximal zulässigen Betrag $|\vec{E}_s^{\max}|$ des gestreuten Feldes:

$$\begin{aligned}
 |\vec{E}_s^{\max}(s)| &= \sqrt{\frac{dA \cos \theta_i \cos \theta_s}{\pi} \frac{|\vec{S} \vec{E}_i(Q_s)|}{s}} < |\vec{S} \vec{E}_i(Q_s)| \\
 \Rightarrow s &> \sqrt{\frac{dA \cos \theta_i \cos \theta_s}{\pi}}
 \end{aligned} \tag{4.53}$$

Wird diese Bedingung für den Abstand s eingehalten, ist das gestreute Feld immer kleiner als das mit der Streufaktormatrix gewichtete einfallende Feld. Die obere Schranke für den Mindestabstand in (4.53) ergibt sich mit $\theta_i = \theta_s = 0$ zu:

$$s > \sqrt{\frac{dA}{\pi}} \tag{4.54}$$

Im Gegensatz zum Fernfeldabstand einer Antenne (vgl. (4.20)) ist der resultierende Mindestabstand zwischen einem Beobachtungspunkt und dem Streuzentrum Q_s nicht von der Wellenlänge abhängig. Der Grund hierfür liegt darin, dass die Streucharakteristik, die durch das Lambert'sche Cosinusetz gegeben ist, als unabhängig von der Frequenz und der Größe des betrachteten Flächenelements dA angenommen wird. Ist die Bedingung in (4.54) erfüllt, wird davon ausgegangen, dass das an dA gestreute Feld durch eine lokal ebene TEM-Welle beschrieben werden kann.

Für die Bestimmung der optimalen Größe von dA sind untere und obere Grenzen einzuhalten. Generell ist dA so klein zu wählen, dass der diffuse Charakter des Gesamtstrefeldes des Baumes erhalten bleibt. Ein zu kleines dA führt dabei jedoch schnell zu inakzeptabel hohen Rechenzeiten. Weiterhin sollte die Kantenlänge l_{dA} eines Flächenelements größer als die Wellenlänge λ_0 sein, da sonst die Streubeiträge benachbarter Flächenelemente in der Regel nicht mehr als statistisch unabhängig angenommen werden können.

Die obere Grenze für die Größe von dA hängt maßgeblich von der Bandbreite B des betrachteten Funksystems ab, die das Auflösungsvermögen bezüglich einzelner Mehrwegpfade bestimmt. Es gilt, dass Streupfade benachbarter Flächenelemente durch das System nicht mehr aufgelöst werden dürfen, d.h. der sich ergebende Weglängenunterschied der zugehörigen Pfade darf einen gewissen Wert nicht überschreiten. Ist diese Bedingung nicht erfüllt, verliert das Streufeld seinen diffusen Charakter. Anhand der Systembandbreite kann der maximal auflösbare Weglängenunterschied zweier Pfade L_{res} durch $L_{\text{res}} = c_0/B$ abgeschätzt werden (vgl. Abschnitt 6.1). Es ist denkbar, dass ein System mit einer sehr großen Bandbreite in der Lage ist, alle Beiträge des Gesamtstrefeldes aufzulösen. Das Streufeld kann dann nicht mehr als diffus angesehen werden. Dieser Fall ist jedoch für das Kanalmodell nicht relevant und wird daher nicht näher betrachtet.

Die Kantenlänge der Flächenelemente beeinflusst direkt die Längenunterschiede der Streupfade. Der theoretisch maximal auftretende Weglängenunterschied ΔL_{\max} zweier Streupfade von direkt benachbarten Flächenelementen ist durch $\Delta L_{\max} = 2\sqrt{2}l_{dA}$ gegeben. In den meisten Fällen ist der tatsächlich auftretende Längenunterschied jedoch wesentlich geringer. Unter der Bedingung $\Delta L_{\max} < L_{\text{res}}$ ergibt sich für die zulässige Kantenlänge: $l_{dA} < c_0/(2\sqrt{2}B)$. Bei einer schmalbandigen Betrachtung des Funkkanals ($B \rightarrow 0$) führt diese Bedingung jedoch dazu, dass jede Begrenzungsfläche des Vegetationsobjektes nur durch ein einzelnes Streuelement beschrieben wird. Das resultierende Feld verhält sich nicht mehr diffus. Daher darf die Anzahl $N_{E,i}$ der Diskretisierungselemente jeder Begrenzungsfläche i einen gewissen Wert nicht unterschreiten. Die Bedingung $N_{E,i} > 10$ hat sich hierbei als ausreichend erwiesen. Der sich ergebende maximal zulässige Wert von l_{dA} hängt damit ebenfalls von den absoluten Abmessungen der betrachteten Vegetationsobjekte ab. Für die optimale Bestimmung von l_{dA} müssen alle beschriebenen Bedingungen erfüllt sein. Ist dies nicht möglich (z.B. durch zu kleine Vegetationsobjekte oder zu große Wellenlänge), kann der beschriebene Ansatz zur Modellierung der diffusen Streuung von Vegetationsobjekten nicht angewandt werden.

Das zur Verifikation des Kanalmodells verwendete Messsystem hat eine Bandbreite $B_M = 120$ MHz (vgl. Abschnitt 6.1). Unter der Berücksichtigung der genannten Bedingungen und der Vorgabe einer effizienten Berechnung, wird die Kantenlänge der Diskretisierungselemente in dieser Arbeit zu $l_{dA} = 0,8$ m gewählt. Mit $dA = l_{dA}^2$ und (4.54) ergibt sich die Bedingung $s > 0,45$ m für den Mindestabstand des Beobachtungspunktes zu einem Streuzentrum. Diese Bedingung wird bei den Simulationen stets eingehalten.

4.4 Bestimmung relevanter Ausbreitungspfade

Ausgehend vom Sender durchläuft jeder einzelne GO-Strahl bis zum Empfänger eine Reihe von Ausbreitungsphänomenen, die seinen geometrischen Verlauf eindeutig bestimmen. Die Gesamtheit aller GO-Strahlen beschreibt dabei die Mehrwegeausbreitung im zugehörigen Funkkanal vollständig. Allgemein wird die Suche nach dem Ausbreitungspfad jedes einzelnen Strahls als *Ray-Tracing* bezeichnet. Das Ziel beim *Ray-Tracing* ist die Bestimmung der genauen Positionen der Interaktionspunkte (z.B. Reflexions- und Beugungspunkte) der einzelnen Pfade auf den Umgebungsobjekten. Sind diese berechnet, dann ist der geometrische Verlauf der Strahlen bekannt, da die einzelnen Punkte bei Annahme homogener Ausbreitungsmedien durch gerade Linien verbunden werden können (vgl. Abschnitt 4.1.2).

Es existieren verschiedene Strategien für das *Ray-Tracing*, die jeweils von den betrachteten Ausbreitungsphänomenen abhängen. Für die Bestimmung von Pfaden, die ausschließlich Reflexionen durchlaufen, wird die so genannte Spiegelungsmethode verwendet [Sch97]. Die direkte Anwendung des Fermat'schen Prinzips (vgl. (4.11)) dient zur Berechnung der reinen Beugungspfade.

Gemischte Pfade werden durch Kombination beider Methoden bestimmt. Die einzelnen Verfahren sind in den folgenden Abschnitten erläutert.

Bei der Streuung an Bäumen werden nur Einfachstreuungsprozesse berücksichtigt. Weiterhin werden Kombinationen von Streuung und Reflexion bzw. Beugung vernachlässigt. Die zugehörigen Pfade sind somit eindeutig durch die Senderposition, die Empfängerposition und die Streuzentren festgelegt. Letztere sind durch die Diskretisierung der Vegetationsobjekte vorgegeben (siehe Bild 4.10). Somit ist kein spezieller *Ray-Tracing*-Algorithmus notwendig, um Streupfade zu bestimmen. Es muss lediglich getestet werden, ob der Pfad durch ein anderes Umgebungsobjekt blockiert wird. Ist dies der Fall, existiert der Streupfad nicht.

4.4.1 Geometrie der Objektoberflächen

Wie bereits in Abschnitt 2.3 und Abschnitt 3.1 dargestellt, sind alle Objekte im Umgebungsmodell sowie die Fahrzeuge aus ebenen Flächen zusammengesetzt. Diese Abstrahierung ist für die Anwendung der Spiegelungsmethode notwendig (siehe nächster Abschnitt). Die einzelnen Flächenelemente der Objekte werden durch ebene Polygone beschrieben. Bild 4.12 zeigt beispielhaft die Zerlegung eines Pkw-Modells aus Bild 2.4 in seine begrenzenden Flächenelemente. Jedes Polygon in Bild 4.12(b) wird durch die Ortsvektoren seiner Eckpunkte definiert. Die ebenen Polygone dürfen im dreidimensionalen Raum beliebig orientiert sein. Weiterhin sind sowohl konvexe als auch konkave Objekte möglich. Die Stoßstellen der einzelnen Objektpolygone ergeben die Kanten des Objekts.

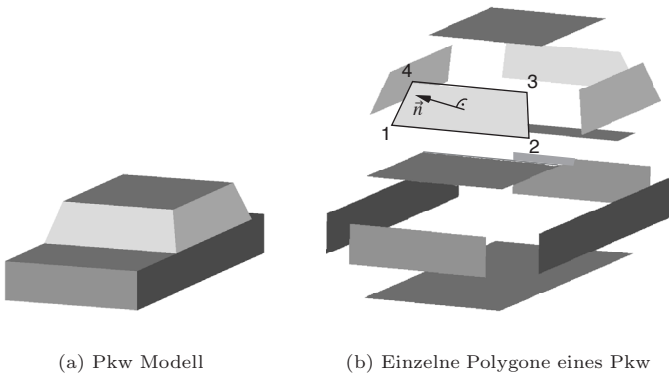


Bild 4.12: Zerlegung eines Pkw in einzelne Polygonelemente

Für die Bestimmung der Wellenausbreitung ist eine eindeutige Definition der Richtung des Normalenvektors \vec{n} eines Polygons notwendig, wodurch Vorder- und Rückseite der zugehörigen Fläche festgelegt werden. Die Vorderseite einer Fläche

ist definiert als die Seite, von der \vec{n} wegzeigt. \vec{n} wird dabei eindeutig durch den Umlaufsinn, der jedem Polygon zugeordnet ist, festgelegt. Der Umlaufsinn ergibt sich aus der Reihenfolge, in der die Eckpunkte angegeben werden. Die Bestimmung der Reihenfolge ist in Bild 4.12(b) beispielhaft für das Polygon der Windschutzscheibe des Pkw dargestellt. Blickt man auf die Vorderseite des Polygons, werden aufeinander folgende Eckpunkte im Gegenuhrzeigersinn angegeben, was durch die aufsteigende Eckpunktnummer angedeutet ist.

Interaktionen der Welle treten lediglich an der Vorderseite eines Polygons auf. Die Rückseite ist für eine Welle durchsichtig. Daher müssen bei allen Objekten die Vorderseiten der beschreibenden Polygone nach außen zeigen.

Jedem Polygon lassen sich unterschiedliche Materialparameter zuweisen, so dass mehrere Materialien innerhalb eines Objektes berücksichtigt werden können. Flächen von Vegetationsobjekten erhalten eine spezielle Markierung, welche die Diskretisierung der Polygone vor der Bestimmung der Streupfade auslöst (vgl. Bild 4.10).

Die Anwendung der GO und der UTD zur Berechnung der Wellenausbreitung setzt voraus, dass die Abmessungen der einzelnen Polygone und deren Kanten wesentlich größer als die Wellenlänge sind. Für den angedachten Frequenzbereich, in dem das Kanalmodell angewandt wird, ist diese Forderung stets erfüllt.

4.4.2 Bestimmung von reinen Reflexionspfaden

Die Berechnung der Reflexionspunkte eines reinen Reflexionspfades erfolgt mittels der Spiegelungsmethode [MDDW00]. Diese zeichnet sich gegenüber einem anderen weit verbreiteten Verfahren, dem so genannten *Ray-Launching*, dadurch aus, dass Reflexionspfade zwischen Sender und Empfänger exakt und eindeutig bestimmt werden [Did00]. Besonders für die richtige Berechnung von Phase und Polarisation ist diese Eigenschaft notwendig [CPSG98]. Die voll dreidimensionale Beschreibung der Verkehrsszenarien im vorliegenden Kanalmodell und die meist große Anzahl an Umgebungsobjekten erfordern jedoch eine geeignete Optimierung des Algorithmus, um die Rechenzeit in akzeptablen Grenzen zu halten.

Im Folgenden wird das Prinzip der Spiegelungsmethode kurz erläutert. Anschließend erfolgt die Beschreibung der in dieser Arbeit entwickelten Optimierung des Algorithmus.

4.4.2.1 Grundprinzip der Spiegelungsmethode

Mit der Spiegelungsmethode können Reflexionspunkte ausschließlich an ebenen Flächen bestimmt werden. Diese sind im Kanalmodell durch die Polygone der einzelnen Objekte gegeben. Die Berechnung des Reflexionspunktes Q_r an einer dieser Flächen ist für den Fall der Einfachreflexion in Bild 4.13 dargestellt.

Der Sender T und der Empfänger R befinden sich bezüglich der Ebene, in der das Polygon liegt, auf der Vorderseite. Damit ist das Polygon von T und R aus sichtbar. Liegt mindestens einer von beiden hinter der Ebene, so ist das Polygon von dort

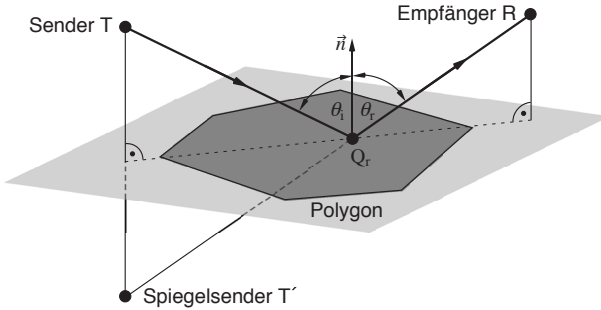


Bild 4.13: Bestimmung des Reflexionspunktes mittels Spiegelungsmethode

aus gesehen nicht sichtbar und eine Reflexion kann von vornherein ausgeschlossen werden. Für die Bestimmung von Q_r wird T an der Polygonebene gespiegelt. Das Resultat ist der so genannte Spiegelsender T' . Der Reflexionspunkt Q_r ergibt sich als Schnittpunkt der Verbindungsgeraden zwischen T' und R . Bei dem Verfahren wird implizit das Reflexionsgesetz ($\theta_i = \theta_r$) angewandt. Liegt Q_r außerhalb des Polygons, findet keine Reflexion statt.

Das Spiegelungsprinzip lässt sich direkt auf Reflexionspfade mit höherer Ordnung erweitern, wobei sich der Ausdruck Ordnung auf die Anzahl der durchlaufenen Reflexionen bezieht. Man wendet dabei die Methode rekursiv auf mehrere Polygone hintereinander an. In Bild 4.14 ist das Verfahren anhand einer Zweifachreflexion aufgezeigt. Aus Übersichtsgründen ist hierbei ein zweidimensionaler Schnitt senkrecht zu beiden Polygonebenen gewählt.

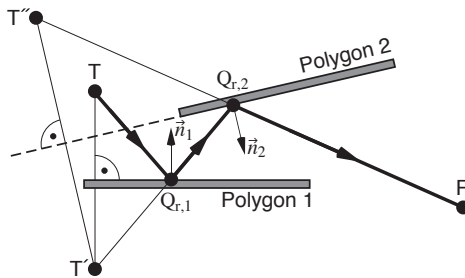


Bild 4.14: Anwendung der Spiegelungsmethode bei Zweifachreflexion

Zwischen T und R ergibt sich durch die Anordnung der Polygone 1 und 2 ein möglicher Reflexionspfad zweiter Ordnung. Zur Bestimmung der zugehörigen Reflexionspunkte $Q_{r,1}$ und $Q_{r,2}$ wird zunächst T an der Ebene von Polygon 1 gespiegelt.

Die Spiegelung des resultierenden Spiegelsenders T' an der Ebene des zweiten Polygons führt zum Spiegelsender zweiter Ordnung T'' . Ausgehend vom Empfänger ergibt sich der Reflexionspunkt $Q_{r,2}$ an Polygon 2 durch den Schnittpunkt der Geraden zwischen R und T'' mit Polygon 2. Danach wird $Q_{r,1}$ als Schnittpunkt der Geraden zwischen $Q_{r,2}$ und T' mit dem ersten Polygon ermittelt. Der resultierende Reflexionspfad zweiter Ordnung ist somit vollständig bestimmt. Reflexionspfade höherer Ordnung werden mittels den entsprechenden Spiegelsendern höherer Ordnung berechnet. Die Pfade werden dabei immer beim Empfänger beginnend aufgelöst.

Durch die sukzessive Anwendung der Spiegelungsmethode auf alle Polygone der Umgebung können die möglichen Reflexionspfade zwischen Sender und Empfänger bestimmt werden. Hierbei steigt jedoch der Rechenaufwand exponentiell mit der maximalen zulässigen Reflexionsordnung n . Die resultierende Komplexität des Algorithmus kann durch

$$O(k^n) \quad \text{mit } k \gg n \quad (4.55)$$

abgeschätzt werden. k bezeichnet die Anzahl der Polygone im Szenario. Es ist leicht einzusehen, dass schon bei kleiner Reflexionsordnung der Rechenaufwand enorm ist und die Anwendung der Spiegelungsmethode in Frage gestellt werden muss.

Aus der Literatur sind einige Ansätze bekannt, die aufgrund geeigneter Selektion der Polygone eine Beschleunigung erreichen [AFHI00], [HWL99], [CPSG98]. Allen gemein ist die Ausnutzung von Sichtbarkeitsrelationen zwischen Sender, Empfänger und den in der Umgebung befindlichen Objekten. Die dynamische, vollständig dreidimensionale Betrachtung der Umgebung in dieser Arbeit und die Forderung nach quasi-kontinuierlicher Bewegung von Sender und Empfänger erfordert jedoch die Anpassung der Ideen an das konkrete Problem. Im nächsten Abschnitt ist der im Rahmen dieser Arbeit entstandene Ansatz zu Steigerung der Effizienz der Spiegelungsmethode erläutert.

4.4.2.2 Optimierung der Spiegelungsmethode

Die Optimierung des Algorithmus besteht darin, lediglich die vom Sender aus sichtbaren Flächen bzw. deren sichtbare Teile zu berücksichtigen, da nur diese für eine Reflexion in Frage kommen. Ausschließlich für diese reduzierte Anzahl k der Polygone wird der Spiegelsender bestimmt. Für die Spiegelsender dienen ebenfalls nur die von ihnen aus sichtbaren Polygone als potenzielle Kandidaten für Reflexionen zweiter Ordnung. Diese Vorgehensweise kann für beliebige Reflexionsordnungen n fortgesetzt werden. Im Allgemeinen ist zu beobachten, dass die Anzahl der sichtbaren Flächen mit der Ordnung der Spiegelsender sehr stark abnimmt.

Zunächst wird lediglich der Sender T betrachtet. Es gibt zwei Bedingungen, die erfüllt sein müssen, so dass eine Fläche bzw. ein Polygon von T aus sichtbar ist. Bereits erwähnt ist die Forderung, dass T auf der Vorderseite dieser Fläche liegen muss. Weiterhin darf das Polygon nicht durch andere Objekte verdeckt werden. Dabei kommt es häufig vor, dass Polygone nicht vollständig sondern nur teilweise abgedeckt sind.

In Bild 4.15 ist die Situation beispielhaft für zwei Gebäude dargestellt. Die vom Sender T aus sichtbaren Flächen sind schraffiert gezeichnet. Es ist zu erkennen, dass ein Teil der vorderen Fläche von Gebäude 2 durch das Gebäude 1 verdeckt wird. Dieser Teil liegt von T aus gesehen im geometrisch optischen Schattenbereich von Gebäude 1. Lediglich am verbleibenden sichtbaren Ausschnitt des Polygons ist eine Reflexion möglich. Da die anderen nicht schraffierten Flächen der Gebäude 1 und 2 dem Sender die Rückseite zukehren, sind sie ebenfalls nicht von T aus sichtbar.

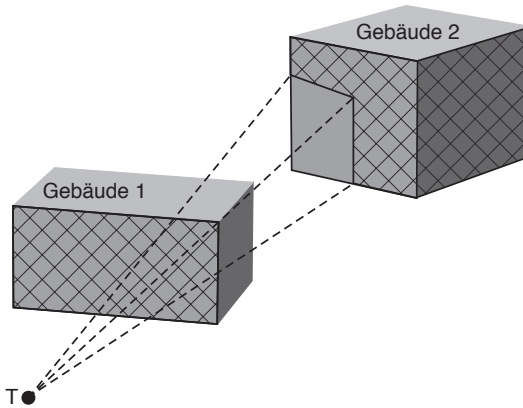


Bild 4.15: Vom Sender aus sichtbare Flächen

Die Bestimmung der sichtbaren Flächen bzw. Teilflächen erfolgt in zwei Schritten. Anhand einfacher geometrischer Überlegungen werden zunächst alle Polygone, für die der Sender auf der Rückseite der zugehörigen Ebene liegt, ausselektiert. Der zugehörige Test erfolgt durch Einsetzen des zum Sender T gehörenden Ortsvektors \vec{T} in die Hesse'sche Normalform der Ebenengleichung der einzelnen Polygone [BSMM99]. Hierdurch ist eine eindeutige Aussage über die relative Lage von T gegenüber der Polygonebene möglich. Das Aussortieren dieser Polygone wird als *Back Face Culling* bezeichnet. Es fällt hierbei im Mittel etwa die Hälfte der Polygone weg.

Im zweiten Schritt werden für die verbleibenden Polygone die Teile bestimmt, die nicht durch andere Objekte verdeckt sind (vgl. Bild 4.15). Dazu wird das eigentlich dreidimensionale Problem auf ein zweidimensionales reduziert. Die Reduktion der Dimension geschieht durch eine perspektivische Projektion der Polygone. Der Vorgang ist in Bild 4.16 dargestellt. Zunächst wird ein Würfel definiert, in dessen Zentrum sich der Sender befindet (Bild 4.16(a)). Die Kantenlänge des Würfels und dessen Orientierung im Raum ist im Prinzip frei wählbar. Er darf jedoch keine anderen Objekte im Szenario schneiden und seine Kantenlänge ist groß genug zu wählen, um numerische Ungenauigkeiten zu vermeiden.

Bei allen Simulationen, die im Rahmen der Arbeit durchgeführt wurden, hat sich eine Kantenlänge von 0,1 m als geeignet erwiesen.

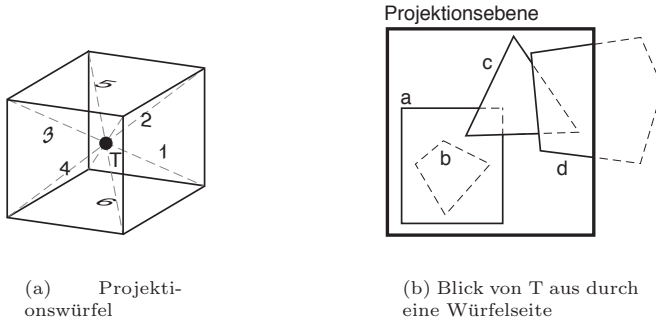


Bild 4.16: Perspektivische Projektion der Polygone

Die sechs Seiten des Würfels dienen als Projektionsflächen für die perspektivische Projektion der Polygone, die ihrerseits über den gesamten Raum verteilt sein können. Das Zentrum der Projektion ist der Sender T. Zusammen mit T teilen die Würfelseiten den Raum in sechs pyramidenförmige Sektoren auf. Jedes Polygon ist so durch seine Position im Raum einer der Würfelseiten zugeordnet. Schneidet ein Polygon die Grenze zwischen zwei bzw. drei Sektoren, wird es genau an der Sektorgrenze geteilt. Die Teile werden der jeweiligen Würfelseite zugeordnet. So ist eine eindeutige Projektion des gesamten Szenarios auf die sechs Würfelseiten möglich.

In Bild 4.16(b) ist exemplarisch das Ergebnis der Projektion für eine Würfelseite und vier Polygone aufgezeigt. Für die Bestimmung der projizierten Polygone ist eine Betrachtung der Eckpunkte ausreichend, da gerade Kanten wiederum auf Geraden abgebildet werden. Durch die Projektion bleiben daher auch die Sichtverhältnisse zwischen den Polygonen vollständig erhalten.

Im Beispiel von Bild 4.16(b) ist Polygon b vollständig durch das größere Polygon a verdeckt, da b vom Sender aus gesehen hinter a liegt. Die gesamte Fläche von b ist nicht sichtbar. Eine Reflexion ist dort von T aus gesehen nicht möglich. Die restlichen Polygone decken sich teilweise gegenseitig ab. Lediglich deren sichtbare Anteile (durchgezogene Linien) sind hierbei potenzielle Reflexionsflächen. Polygon d liegt auf der Grenze zum nächsten Sektor. Der gestrichelte Teil des Polygons wird daher der benachbarten Projektionsebene (Würfelseite) zugeordnet. Die einzelnen Würfelseiten können prinzipiell als Fenster, durch die der Sender blickt, angesehen werden. Alle sichtbaren Teilflächen in einem Fenster sind potenzielle Reflexionsflächen.

Die Bestimmung der sichtbaren Flächenanteile in der Projektionsebene lässt sich durch boolesche Operationen für Polygone beschreiben [SDK96]. Dies ist zum einen die Differenzbildung zwischen zwei Polygonen und zum anderen die Berechnung der Schnittmenge (Schnittfläche) zweier Polygone. Erstere wird auf jede mögliche Kombination aus zwei Objektpolygonen angewandt, wobei stets das vordere Polygon vom hinteren Polygon abgezogen und das hintere Polygon durch die entstehende Differenz ersetzt wird. Beispielsweise ergibt sich der sichtbare Teil von Polygon a aus der Subtraktion von a und c ($a - c$). Das Resultat der Differenzbildung ist ein Polygon, das den sichtbaren Teil von Polygon a beschreibt. Für die anderen Polygone wird entsprechend vorgegangen. Der Anteil von Polygon d , der noch durch das Fenster sichtbar ist, berechnet sich aus dessen Schnittmenge mit dem Fensterpolygon. Letzteres ist durch die vier Eckpunkte der zugehörigen Würfelseite gegeben. Für die Implementierung der einzelnen Operationen wird eine spezielle Funktionsbibliothek benutzt [Mur05].

Die Anwendung der Differenzoperation setzt die Kenntnis über die relative Lage der Polygone voraus. D.h. es muss bekannt sein, welches Polygon vom Sender aus gesehen vor bzw. hinter welchem liegt, um die Reihenfolge der Differenzbildung festzulegen. Für die meisten Polygone kann diese Frage bereits vor der Projektion eindeutig durch einfache geometrische Überlegungen beantwortet werden. Einige wenige Sonderfälle werden nach der Projektion durch Entfernungsbestimmung von Kantenschnittpunkten gelöst. Eine genaue Beschreibung des Algorithmus ist in [Kay02] zu finden.

Sind alle sichtbaren Polygone bestimmt, erfolgt die Rücktransformation in den dreidimensionalen Raum. Jedes Polygon wird dabei in seine ursprüngliche Ebene zurückprojiziert. Durchgeführt für alle sechs Würfelseiten, ergeben sich so alle vom Sender aus sichtbaren Teilflächen im Szenario. Deren Anzahl ist gegenüber der nach dem *Back Face Culling* verbliebenen Flächen in der Regel nochmals sehr stark reduziert, so dass nur noch vergleichsweise wenig Spiegelsender berechnet werden müssen.

Die Ermittlung eines Einfachreflexionspfades an einem vom Sender T aus sichtbaren Polygon ist in Bild 4.17 dargestellt. Neben drei Empfängerpositionen R_1 , R_2 und R_3 sind zusätzlich drei beliebige Umgebungsobjekte exemplarisch eingezeichnet. Aus Übersichtsgründen ist eine zweidimensionale Ansicht gewählt. Durch die Spiegelung von T an der Ebene des sichtbaren Polygons ergibt sich der Spiegelsender T' . Betrachtet man die Lage von R_1 , R_2 und R_3 so ist direkt ersichtlich, dass lediglich zwischen T und R_1 eine Einfachreflexion über dieses Polygon existiert. Der Grund hierfür liegt darin, dass die Strecke $\overline{T'R_1}$ als einzige das Polygon schneidet und nicht durch andere Umgebungsobjekte verläuft. Man kann sagen, dass R_1 als einziger Empfänger von T' aus sichtbar ist. Das primäre Sichtfeld von T' ist durch das Polygon, an dem T gespiegelt wird, begrenzt. Es kann analog zu einer der Würfelseiten aus Bild 4.16(a), als Fenster für T' angesehen werden.

Die Bestimmung, ob ein beliebiger Empfänger R von T' aus sichtbar ist oder nicht, erfolgt in zwei Schritten. Zunächst wird anhand der Spiegelungsmethode der Reflexionspunkt Q_r in der Ebene des Fensterpolygons ermittelt (vgl. Bild 4.13).

Die Anwendung des beschriebenen Algorithmus auf Reflexionen beliebiger Ordnung erfolgt entsprechend. Bei Vorgabe einer maximalen Ordnung können die daraus entstehenden Sichtbarkeitsrelationen in einer Baumstruktur, wie sie in Bild 4.18 gezeigt ist, dargestellt werden. Der Sender T ist hierbei die Wurzel des Baums. Jede Kante, die von T ausgeht, entspricht einer vom Sender aus sichtbaren Fläche. Die zugehörigen Spiegelsender beschreiben die Knoten in der nächsten Ebene des Baums. Eine Fortführung des Baums verläuft entsprechend. Seine maximale Tiefe ist durch die maximal zulässige Reflexionsordnung bestimmt. In diesem Beispiel ist sie aus Gründen der Übersicht auf drei begrenzt.

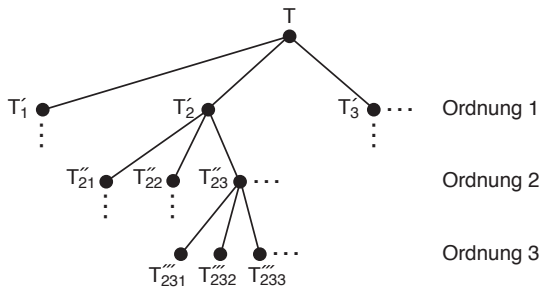


Bild 4.18: Sichtbarkeitsbaum dritter Ordnung

Bei der Berechnung aller Reflexionspfade bis zu einer maximal vorgegebenen Ordnung, wird zunächst der Sichtbarkeitsbaum für die Position des Senders vollständig bestimmt. Anschließend erfolgt die Ermittlung aller Reflexionspfade zwischen T und R durch rekursives Abarbeiten der Baumstruktur. Die Pfade der einzelnen Reflexionsordnungen werden in den zugehörigen Ebenen des Baums berechnet. An jedem Knoten wird geprüft, ob R vom zugehörigen Spiegelsender aus sichtbar ist. Ist dies der Fall, existiert der entsprechende Reflexionspfad.

Durch den beschriebenen Algorithmus wird die Zahl der auf Reflexionspfade zu überprüfenden Flächen sehr stark reduziert. Ein entscheidender Vorteil ist weiterhin die Tatsache, dass gefundene Reflexionspfade nicht auf Blockierung durch andere Objekte getestet werden müssen. Trotz der aufwändig erscheinenden Vorverarbeitung der Objektpolygone, haben Vergleiche mit und ohne optimierte Spiegelungsmethode gezeigt, dass die benötigte Rechenzeit in der Regel um ein Vielfaches reduziert werden kann. Die Verringerung der Rechenzeit hängt hierbei stark von der Position des Senders bzw. von der Anzahl der vom Sender aus sichtbaren Objekte ab. Durch die implementierten Optimierungen wird die Verwendung der Spiegelungsmethode im Kanalmodell erst ermöglicht.

Die maximale Reflexionsordnung für die in dieser Arbeit durchgeführten Simulationen wird auf fünf gesetzt. Vergleiche mit unterschiedlichen Werten haben gezeigt, dass dies für alle betrachteten Szenarien (urbanes Gebiet und Autobahn) völlig ausreichend ist. In einigen Literaturstellen findet man für verschiedene Simu-

lationsszenarien hierzu Angaben zwischen drei und acht [RG02], [VFL98], [Sch97]. Letztere Zahl wird jedoch unter Annahme sehr großer Umgebungen mit mehreren Kilometern Durchmesser vorgeschlagen [RG02].

4.4.3 Bestimmung von reinen Beugungspfaden

Für die exakte Bestimmung von reinen Beugungspfaden sind effiziente Verfahren aus der Literatur bekannt [AFHI00], [CPSG98], [LB98], [Cic94]. In vielen Fällen sind in den verwendeten Umgebungsmodellen jedoch nur horizontale und vertikale Objektkanten zugelassen. Die zugehörigen *Ray-Tracing*-Verfahren sind auf diese Geometrien hin optimiert. Weiterhin werden Beugungspfade nur in bestimmten vertikalen bzw. horizontalen Schnittebenen des Szenarios berechnet. Da in der vorliegenden Arbeit eine beliebige Kantenorientierung möglich ist und auch sonst keine weiteren Einschränkungen gemacht werden, sind diese Verfahren nicht anwendbar.

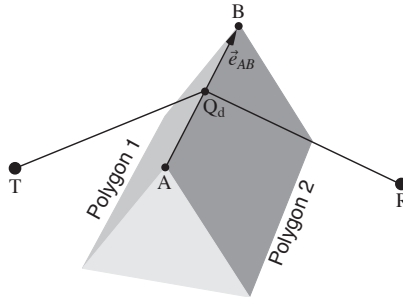


Bild 4.19: Einfach gebeugter Pfad

Die Ermittlung der Beugungspfade zwischen Sender und Empfänger erfolgt unter direkter Anwendung des Fermat'schen Prinzips (vgl. (4.11)). Das Verfahren wird in Bild 4.19 anhand einer Einfachbeugung erläutert. Die Positionen von Sender T und Empfänger R sind durch die Ortsvektoren \vec{x}_T und \vec{x}_R gegeben. Polygon 1 und Polygon 2 bilden die Beugungskante. Diese ist durch die Ortsvektoren der Endpunkte \vec{x}_A und \vec{x}_B vollständig beschrieben. Aus der Randbedingung, dass der noch unbekannte Beugungspunkt Q_d auf der Kante liegen muss, ergibt sich für den zugehörigen Ortsvektor \vec{x}_{Q_d} :

$$\vec{x}_{Q_d} = \vec{x}_A + t(\vec{x}_B - \vec{x}_A) = \vec{x}_A + t\vec{e}_{AB} \quad \text{mit } t \in [0,1] \quad (4.56)$$

Durch die Variation des Parameters t im Intervall $[0,1]$ werden alle möglichen Beugungspunkte beschrieben.

Die geometrische Länge $L_{\text{geom}}(t)$ des gesamten Beugungspfades in Abhängigkeit von t berechnet sich zu:

$$L_{\text{geom}}(t) = |\vec{x}_{Q_d} - \vec{x}_T| + |\vec{x}_{Q_d} - \vec{x}_R| = |\vec{x}_A - \vec{x}_T + t\vec{e}_{AB}| + |\vec{x}_A - \vec{x}_R + t\vec{e}_{AB}| \quad (4.57)$$

Nach dem Fermat'schen Prinzip für homogene Ausbreitungsmedien muss $L_{\text{geom}}(t)$ minimal werden. Der zugehörige Wert von t ergibt sich aus der Bedingung:

$$\frac{\partial L_{\text{geom}}(t)}{\partial t} \stackrel{!}{=} 0 \quad (4.58)$$

Eine Überprüfung der zweiten Ableitung ist nicht notwendig, da kein Maximum existiert. Das resultierende Minimum ist global. Es kann gezeigt werden, dass die Bedingung aus (4.58) auf das Beugungsgesetz in (4.29) führt [Kay02].

Die Berechnung von t ist im Allgemeinen nicht analytisch durchführbar. Sie erfolgt daher numerisch mittels des Newton-Verfahrens [BSMM99]. Ist t bestimmt, ergibt sich die Position des Beugungspunktes aus (4.56). Liegt der Wert von t außerhalb des Intervalls $[0,1]$ befindet sich Q_d nicht auf der Kante. In diesem Fall existiert kein Beugungspfad.

Die Bestimmung von Q_d bei der Einfachbeugung wird für alle potenziellen Kanten im Szenario durchgeführt. Eine Reduktion der Kantenanzahl erfolgt ähnlich wie beim *Back Face Culling*. Kanten für die T oder R hinter den beiden Flanken, d.h. im Inneren des Keils, liegt, sind vom Sender bzw. Empfänger aus nicht sichtbar und werden daher aussortiert. Ist Q_d berechnet und liegt der Punkt auf der Kante, wird getestet, ob eines der beiden Segmente des zugehörigen Beugungspfades von einem anderen Umgebungsobjekt blockiert ist. Hierzu werden die Schnittpunkte der Pfadsegmente mit in Frage kommenden Objektpolygonen ermittelt. Liegt ein Schnittpunkt innerhalb eines Polygons, so existiert der Beugungspfad nicht. Die Anzahl der zu testenden Polygone wird durch einfache geometrische Überlegungen, die in [Kay02] näher beschrieben sind, stark eingeschränkt.

Die Berechnung der Beugungspunkte bei Mehrfachbeugung verläuft analog zur Einfachbeugung. Es wird ebenfalls, unter Anwendung des Fermat'schen Prinzips, der Beugungspfad mit der minimalen geometrischen Länge bestimmt. In Bild 4.20 ist beispielhaft ein Beugungspfad dritter Ordnung dargestellt.

Allgemein sind für einen Beugungspfad n -ter Ordnung die Ortsvektoren der Beugungspunkte mit $\vec{x}_{Q_d,1}, \dots, \vec{x}_{Q_d,n}$ bezeichnet. Analog zu (4.56) ergeben sie sich mit den zugehörigen Kantenvektoren $\vec{e}_{AB,1}, \dots, \vec{e}_{AB,n}$ und den Vektoren der Endpunkte $\vec{x}_{A,1}, \dots, \vec{x}_{A,n}$ zu:

$$\vec{x}_{Q_d,i} = \vec{x}_{A,i} + t_i \vec{e}_{AB,i} \quad \text{mit} \quad t_i \in [0,1] \quad (4.59)$$

Die Parameter t_i bestimmen eindeutig die Lage der entsprechenden Beugungspunkte $Q_{d,i}$ auf der Kante. In Erweiterung von (4.57) wird die Länge $L_{\text{geom}}(t_1, \dots, t_n)$ des Beugungspfades mittels

$$\begin{aligned} L_{\text{geom}}(t_1, \dots, t_n) &= |\vec{x}_{Q_d,1} - \vec{x}_T| + |\vec{x}_{Q_d,n} - \vec{x}_R| + \sum_{i=1}^{n-1} |\vec{x}_{Q_d,i+1} - \vec{x}_{Q_d,i}| \\ &= |\vec{x}_{A,1} + t_1 \vec{e}_{AB,1} - \vec{x}_T| + |\vec{x}_{A,n} + t_n \vec{e}_{AB,n} - \vec{x}_R| \\ &\quad + \sum_{i=1}^{n-1} |\vec{x}_{A,i+1} - \vec{x}_{A,i} + t_{i+1} \vec{e}_{AB,i+1} - t_i \vec{e}_{AB,i}| \end{aligned} \quad (4.60)$$

berechnet. Die unbekannt Parameter t_1, \dots, t_n ergeben sich wiederum aus der notwendigen Bedingung für einen Extremwert von $L_{\text{geom}}(s_1, \dots, s_n)$. Durch partielle Ableitung von $L_{\text{geom}}(t_1, \dots, t_n)$ nach allen t_1, \dots, t_n resultiert das nichtlineare Gleichungssystem:

$$\frac{\partial L_{\text{geom}}}{\partial t_i} \stackrel{!}{=} 0 \quad \forall \quad i = 1, \dots, n \quad (4.61)$$

Die Lösung von (4.61) wird, wie bei der Einfachbeugung, numerisch durchgeführt. Es kommt hierbei jedoch eine Kombination aus dem so genannten konjugierten Gradienten-Verfahren und dem Newton-Verfahren zum Einsatz [BSMM99], [PFTV93]. Aus dem Ergebnis für t_1, \dots, t_n lassen sich direkt die Beugungspunkte $Q_{d,1}, \dots, Q_{d,n}$ bestimmen. Liegt mindestens einer der Werte t_1, \dots, t_n außerhalb des zulässigen Intervalls $[0,1]$, existiert der Beugungspfad nicht. Sind die potenziellen Beugungspfade ermittelt, erfolgt der Test der einzelnen Pfadsegmente auf Schnittpunkte mit den anderen Objektpolygonen.

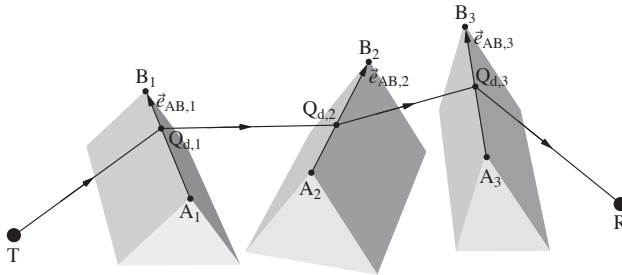


Bild 4.20: Dreifach Beugungspfad

Die Komplexität des Verfahrens steigt, wie bei der Spiegelungsmethode, exponentiell mit der maximal zulässigen Ordnung der Pfade (vgl. (4.55)). Eine ähnliche und für alle Ordnungen gültige Optimierung ist jedoch bei der Beugungspfadsuche ungleich aufwändiger. Deshalb wird lediglich für die Beugung zweiter Ordnung eine gewisse Selektion der zu überprüfenden Kantenkombinationen durchgeführt, die allerdings die Pfadsuche wesentlich beschleunigt. Die Berücksichtigung der Beugung bis maximal zweiter Ordnung ist für das Kanalmodell ausreichend, da Beugungspfade in der Regel stark gedämpft sind.

Die Vorgehensweise bei der Kantenselektion für die Doppelbeugung ist im Folgenden kurz erläutert. Es wird festgelegt, dass als erste Beugungskante diejenige bezeichnet wird, die direkt nach dem Sender kommt. Direkt vor dem Empfänger befindet sich die zweite Beugungskante. Die Anzahl zu untersuchender Kombinationen wird zunächst in einer Vorselektion durch das bereits angedeutete *Back Face Culling* für Kanten reduziert. Für alle übrig gebliebenen Kantenkombinationen wird vor der Lösung von (4.61) anhand der gegenseitigen relativen Lage

getestet, ob eine Doppelbeugung möglich ist. Bild 4.21 zeigt den Sachverhalt, vom Sender aus gesehen, in einer vereinfachten zweidimensionalen Darstellung.

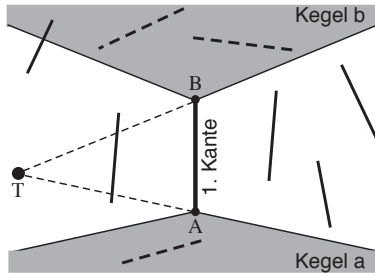


Bild 4.21: Selektion möglicher zweiter Beugungskanten

In Bild 4.21 eingezeichnet sind der Sender T, eine beliebige erste Beugungskante und einige potenzielle zweite Beugungskanten. Aus Bild 4.6 ist bekannt, dass alle gebeugten Strahlen auf einem Keller'schen Beugungskegel liegen. Da der erste Beugungspunkt $Q_{d,1}$ noch nicht bekannt ist, kann die Lage des Kegels nicht bestimmt werden. Jedoch lässt sich die Bedingung, dass $Q_{d,1}$ zwischen den Endpunkten A und B der Kante liegen muss, ausnutzen, um eine räumliche Abschätzung durchzuführen. Der Bereich, in dem die zweite Beugungskante liegen darf, ist hierbei durch die beiden Beugungskegel begrenzt, die sich für $Q_{d,1} = A$ bzw. $Q_{d,1} = B$ ergeben. Befindet sich eine potenzielle zweite Kante zumindest teilweise zwischen Kegel a und b, ist eine weitere Beugung an ihr möglich. In Bild 4.21 sind diese Kanten als durchgezogene Linien gekennzeichnet. Eine zweite Beugung an den gestrichelt dargestellten Kanten kommt nicht in Frage. Für positiv getestete zweite Kanten wird das Verfahren von der Empfängerseite her abermals durchgeführt. Hierbei nimmt der Empfänger kurzfristig die Stellung des Senders ein. Erst wenn dieser zweite Test ebenfalls positiv ist, erfolgt die Beugungspunktbestimmung der entsprechenden Kantenpaarung.

Durch den beschriebenen Ansatz lässt sich die Zahl der auf Beugungspunkte zu testenden Kantenkombinationen und damit die Rechenzeit stark reduzieren. Ein Nachteil des Verfahrens gegenüber der optimierten Spiegelungsmethode ist die Tatsache, dass gefundene Beugungspfade auf Schnittpunkte mit anderen Umgebungsobjekten untersucht werden müssen.

4.4.4 Gemischte Pfade

Gemischte Pfade sind solche, in denen die Ausbreitungsphänomene Reflexion und Beugung gemeinsam vorkommen. Für eine vorgegebene maximale Anzahl an Interaktionen (Reflexionen und Beugungen zusammen) ergeben sich eine Vielzahl von Kombinationsmöglichkeiten. Aus Effizienzgründen werden nur Mehrfachrefle-

xionen mit anschließender Einfachbeugung und der umgekehrte Fall berücksichtigt. Deren Ermittlung erfolgt mit einer Kombination aus Spiegelungsmethode und Fermat'schem Prinzip.

Die Bestimmung der Pfade, deren letzte Interaktion vor dem Empfänger eine Beugung ist, wird mit Hilfe der bei den reinen Reflexionspfaden berechneten Spiegelsender durchgeführt. Es wird hierbei ausgenutzt, dass das Pfadsegment zwischen dem letzten Reflexionspunkt und dem darauf folgenden Beugungspunkt auf einer Geraden durch den zugehörigen Spiegelsender liegt. Die Beugungspunktsuche erfolgt nach dem im vorhergehenden Abschnitt beschriebenen Ansatz für alle Spiegelsender, den Empfänger und die potenziellen Beugungskanten im Sichtbereich des jeweiligen Spiegelsenders.

Die Ermittlung der Pfade, deren erste Interaktion nach dem Sender eine Beugung ist, wird in ähnlicher Weise durchgeführt. Der Unterschied liegt darin, dass hier für den Empfänger die Spiegelempfänger und die zugehörigen sichtbaren Polygone bestimmt werden. Anhand der Spiegelempfänger und des Senders erfolgt die Berechnung der Beugungspunkte wie beschrieben.

4.5 Beispielergebnisse der Pfadsuche

Das Ergebnis der Pfadsuche ist im Folgenden anhand von zwei Simulationsbeispielen dargestellt. Bild 4.22 zeigt zunächst einen kleinen Ausschnitt eines Autobahn szenarios (vgl. Bild 3.7). Sender und Empfänger fahren hintereinander auf der rechten Spur. Die Antennen, beides Hertz'sche Dipole [Bal89], sind 20 cm über der Dachmitte der Fahrzeuge positioniert. Ihre Ausrichtung ist vertikal. Einige Bäume unterschiedlicher Größe sind neben der Fahrbahn platziert. Exemplarisch sind die

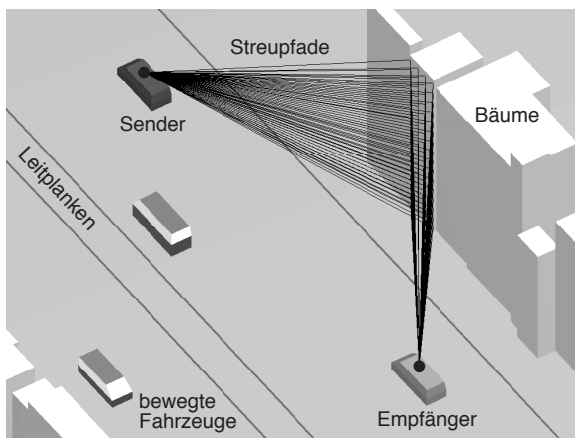


Bild 4.22: Streupfade an Vegetation in einem Autobahn szenario

durch das Kanalmodell gefundenen Streupfade eines ausgewählten Baumes eingezeichnet (schwarze Linien). Andere Mehrwegpfade sind aus Übersichtsgründen weggelassen.

Im Allgemeinen sind die vielen Streupfade in der Realität am Empfänger nicht trennbar. Weiterhin unterliegt die Gesamtempfangsspannung, die durch die Streuung an einem Baum hervorgerufen wird, schon bei geringen Bewegungen des Empfängers starken Schwankungen. Beides zusammen spiegelt den diffusen Charakter des Streuprozesses wider. Das implementierte Streumodell nähert dieses Verhalten durch die große Anzahl an generierten Pfaden und die zufällig gezogenen Phasen sehr gut an.

In Bild 4.23 befinden sich Sender- und Empfängerfahrzeug in einem urbanen Gebiet. Es sind ebenfalls einige Ausbreitungspfade eingezeichnet. Die maximale Anzahl der Interaktionen (Beugungen und Reflexionen) ist hier aus Übersichtsgründen auf zwei beschränkt. Weiterhin sind Mehrwegpfade, die bezüglich ihres Empfangsleistungsbeitrags mehr als 50 dB unter dem direkten Pfad liegen, weggelassen. Gut zu erkennen sind die zahlreichen Interaktionen der ausgesendeten Welle mit den Umgebungsobjekten. Die Gebäude am Straßenrand verursachen einen Wellenleitereffekt, d.h. die Welle wird entlang der Straßenschlucht geführt. Sowohl an bewegten als auch an parkenden Fahrzeugen entstehen Mehrwegpfade, die zum Empfangssignal beitragen. Meist handelt es sich hierbei um Beugungs- bzw. gemischte Pfade. Ebenfalls durch das *Ray-Tracing* gefunden werden Beugungspfade, die durch ein Straßenschild verursacht werden.

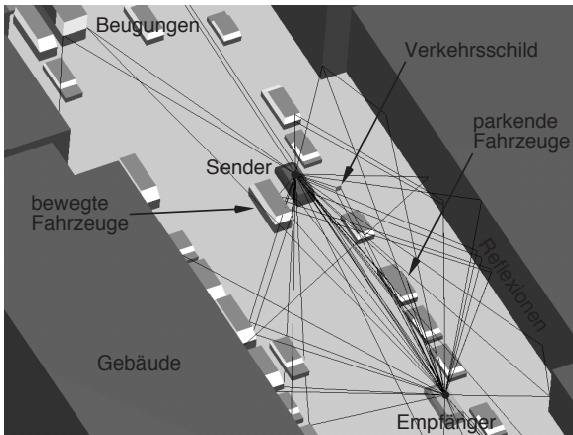


Bild 4.23: Beugungs-, Reflexions- und gemischte Pfade in urbaner Umgebung

Die Ergebnisse dieser Beispiele zeigen, dass nahezu alle relevanten Mehrwegpfade in einem Szenario gefunden und berücksichtigt werden. Zusammen mit der realistischen Umgebungsmodellierung und der genauen Berechnung der einzelnen Wel-

Wellenausbreitungsphänomene wird der Funkkanal zwischen Fahrzeugen vollständig beschrieben.

4.6 Zusammenfassung

Das vorgestellte Verfahren zur vollpolarimetrischen und kohärenten Berechnung der Wellenausbreitung basiert auf den Grundsätzen der geometrischen Optik (GO). Zusammen mit ihrer Erweiterung, der *Uniform Geometrical Theory of Diffraction* (UTD), werden die Phänomene Reflexion, Beugung und Freiraumausbreitung berücksichtigt. Die Modellierung von Streueffekten an Bäumen und Büschen, die am Straßenrand platziert sein können, erfolgt mittels eines eigens entwickelten und angepassten Ansatzes. Er erlaubt es, die diffuse Vegetationstreuung in das kohärente, vollpolarimetrische Wellenausbreitungsmodell zu integrieren. Die Grundlage des Verfahrens bildet die Theorie der Radiosität.

Der Verlauf der relevanten Mehrwegepfade wird anhand von optimierten *Ray-Tracing*-Verfahren bestimmt. Reine Reflexionspfade werden mit Hilfe der Spiegelungsmethode ermittelt. Die hierfür entwickelte Rechenzeitoptimierung macht ihren effizienten Einsatz überhaupt erst möglich. Pfade, deren einzige Interaktionen mit Umgebungsobjekten Beugungen sind, werden mittels des Fermat'schen Prinzips berechnet. Hierbei kommen ebenfalls optimierte Verfahren zum Einsatz. Die Pfadsuche für gemischte Pfade beruht auf der Kombination der beiden Verfahren.

Das Ergebnis aus optimiertem *Ray-Tracing* und genauer strahlenoptischer Modellierung der Wellenausbreitung erlaubt die effiziente Simulation realistischer Verkehrsszenarien, wie sie in dieser Arbeit vorliegen.

Kapitel 5

Systemtheoretische Beschreibung des Funkkanals

Systemtheoretisch betrachtet, verhält sich der Funkkanal in der Regel wie ein lineares zeitvariantes Übertragungssystem [Kat97]. Nichtlineare Effekte treten lediglich in Ausbreitungsmedien mit entsprechenden nichtlinearen Materialeigenschaften auf [Bal89]. Für das vorliegende Kanalmodell sind Nichtlinearitäten jedoch ohne Belang. Ein linearer Funkkanal wird vollständig durch seine zeitvariante Impulsantwort beschrieben. Aus ihr können alle charakteristischen Kanalkenngrößen und Kennfunktionen, wie z.B. die Doppler-Verbreiterung oder das Leistungsverzögerungsspektrum, abgeleitet werden. Weiterhin kann sie direkt für Systemsimulationen eingesetzt werden (siehe Kapitel 7).

Allgemein ergibt sich das Ausgangssignal $y(t)$ eines linearen zeitvarianten Systems durch die Faltung der zugehörigen Impulsantwort $h(\tau, t)$ mit dem Eingangssignal $x(t)$:

$$y(t) = h(\tau, t) * x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t)x(t - \tau) d\tau \quad (5.1)$$

Die Impulsantwort $h(\tau, t)$ beschreibt im vorliegenden Kanalmodell den zeitvarianten Übertragungskanal zwischen dem Eingang der Sendeantenne und dem Ausgang der Empfangsantenne.

Im folgenden Abschnitt sind die Zusammenhänge zwischen zeitvarianter Kanalimpulsantwort und Mehrwegeausbreitung dargestellt. Die Erläuterung einiger wichtiger Kanalkenngrößen und -funktionen erfolgt anschließend. Da das Kanalmodell eine Impulsantwort zu diskreten Abtastzeitpunkten des Kanals liefert, muss für die korrekte Wiedergabe des zeitvarianten Kanalverhaltens ein gewisses maximales Abtastintervall eingehalten werden. Eine Abschätzung für die zugehörige Abtastfrequenz ist im letzten Abschnitt dieses Kapitels beschrieben. Weiterhin wird ein eigens entwickeltes Interpolationsverfahren eingeführt, das die Rechenzeiten des Kanalmodells wesentlich verringert.

5.1 Formale Beschreibung der Mehrwegeausbreitung

Das Spektrum von drahtlosen Kommunikationssystemen ist im Allgemeinen auf einen relativ schmalen Frequenzbereich um die zugehörige Trägerfrequenz f_0 begrenzt.¹ Bestimmende Systemkomponenten sind dabei das Sende- und das Empfangsfilter vor bzw. nach der Antenne. Lediglich im Durchlassbereich dieser Filter ist eine Charakterisierung des Kanalverhaltens bei entsprechenden Systemuntersuchungen nötig.

Für die resultierenden bandbegrenzten Funkkanäle wird im Folgenden angenommen, dass die im Kanalmodell berücksichtigten Ausbreitungsphänomene Reflexion, Beugung und Streuung im betrachteten Bereich in guter Näherung unabhängig von der Frequenz sind. Änderungen der Antennenkenngößen wie Gewinn, Richtcharakteristik und Impedanz innerhalb des Frequenzbandes werden ebenfalls vernachlässigt. Eine Bestimmung der genannten Phänomene und Antennengrößen erfolgt daher lediglich bei der betrachteten Bandmittenfrequenz (Trägerfrequenz) f_0 . Die einzige verbleibende Frequenzabhängigkeit des Kanals ergibt sich aus den unterschiedlichen Phasendrehungen, die ein gesendetes Signal auf den einzelnen Mehrwegepfaden durch die Freiraumausbreitung zwischen den Interaktionspunkten erfährt. Unter der Voraussetzung der gemachten Annahmen wird im Folgenden der Funkkanal beschrieben.

Für den Fall einer komplexen zeitharmonischen Erregung mit der Frequenz $f > 0$ verursacht jeder Mehrwegepfad im Empfänger einen komplexen zeit- und frequenzabhängigen Spannungsbeitrag mit der Amplitude $U_{R,n}(f, t)$ (vgl. (4.22)). Die kohärente Addition aller $U_{R,n}(f, t)$ über alle Ausbreitungswege liefert die Amplitude der Gesamtspannung $U_R(f, t)$ im Empfänger. Sie dient als Grundlage für die Bestimmung der zeitvarianten Übertragungsfunktion des Kanals, die das Äquivalent zur Kanalimpulsantwort im Frequenzbereich darstellt. Beide sind mittels Fourier-Transformation ineinander überführbar [Pro01].

Das vom Sender erzeugte Feld am ersten Interaktionspunkt ist für jeden Pfad anhand von (4.21) bestimmt. Durch die Kaskadierung der polarimetrischen Übertragungsgleichungen für die jeweiligen Ausbreitungsphänomene eines Pfades ergibt sich die komplexe vektorielle Feldamplitude an der Empfangsantenne. Mittels (4.22) werden hieraus die Teilempfangsspannungen $U_{R,n}(f, t)$ berechnet. Die Summation über alle $U_{R,n}(f, t)$ liefert die Gesamtlerlaufspannung am Empfänger. Es

¹Dies gilt nicht für ultra-breitbandige Systeme (engl. *ultra wideband systems*, UWB) [AR03]. Sie werden in dieser Arbeit jedoch nicht berücksichtigt.

ergibt sich hierfür [GW98]:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{R}}(f, t) &= \sum_{n=1}^{N(t)} U_{\text{R},n}(f, t) \\
 &= \sqrt{8 \left(\frac{c_0}{4\pi f_0} \right)^2 \operatorname{Re} \{ Z_{\text{AR}} \} G_{\text{R}} G_{\text{T}} P_{\text{T}}} \\
 &\quad \cdot \sum_{n=1}^{N(t)} \left\{ \vec{C}_{\text{R}}(\vartheta_{\text{R},n}(t), \psi_{\text{R},n}(t)) \cdot \left(\bar{T}_n(t) \vec{C}_{\text{T}}(\vartheta_{\text{T},n}(t), \psi_{\text{T},n}(t)) \right) e^{-j2\pi f \tau_n(t)} \right\} \\
 &\quad \text{mit } e^{-j2\pi f \tau_n(t)} = e^{-jk_0 s_n(t)} \quad \text{und} \quad s_n(t) = \tau_n(t) c_0 = \tau_n(t) f \lambda_0
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

In der polarimetrischen Transmissionsmatrix $\bar{T}_n(t)$ sind die Übertragungsmatrizen aller Ausbreitungsphänomene eines Pfades zusammengefasst. Es ist hierbei sinnvoll, die Phasenterme $e^{-j2\pi f \tau_n(t)}$, die allein durch die Freiraumausbreitung verursacht werden, separat darzustellen, da hierin die wesentliche Frequenzabhängigkeit von $U_{\text{R}}(f, t)$ berücksichtigt wird. Alle anderen Größen sind nach Voraussetzung im betrachteten Band frequenzunabhängig. Die Größe $\tau_n(t)$ in (5.2) bezeichnet die unterschiedlichen Laufzeiten eines Signals zwischen Sender und Empfänger, die sich für die einzelnen Ausbreitungspfade ergeben. Bei einer gegebenen Pfadlänge $s_n(t)$ ist sie durch die Vakuumlichtgeschwindigkeit c_0 eindeutig bestimmt.

Die Zeitabhängigkeit von $U_{\text{R}}(f, t)$ ist durch die zeitlichen Änderungen der Transmissionsmatrizen, der Laufzeiten und der Aus- und Einfallswinkel der einzelnen Strahlen festgelegt. Weiterhin fluktuiert die Anzahl N der Mehrwegepfade. In der Regel sind die Antennenkenngrößen nicht zeitabhängig. Beim vorliegenden Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkanal ist die zeitliche Änderung der einzelnen Größen durch die Bewegung von Sender, Empfänger und den anderen, am Verkehr beteiligten Fahrzeugen bestimmt.

Die zeitvariante Einseiten-Bandpass-Übertragungsfunktion $H(f, t)$ des Funkkanals für $f > 0$ berechnet sich aus dem Quotienten der Amplituden von Empfangsleerlaufspannung $U_{\text{R}}(f, t)$ und Sendeleerlaufspannung U_{T} . Letztere ist zeitlich konstant und im betrachteten Band frequenzunabhängig. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit kann für U_{T} die Referenzphase $\varphi_{\text{T}} = 0^\circ$ festgelegt werden, so dass $U_{\text{T}} = |U_{\text{T}}|$ gilt. Unter der Annahme von Leistungsanpassung am Eingang der Sendeantenne, lässt sich $|U_{\text{T}}|$ in Abhängigkeit der Sendeleistung P_{T} mittels $|U_{\text{T}}| = \sqrt{8 \operatorname{Re} \{ Z_{\text{AT}}^* \} P_{\text{T}}}$ ausdrücken. Z_{AT}^* bezeichnet hierbei die konjugiert komplexe Impedanz der Sendeantenne. $H(f, t)$ ist daher durch

$$H(f, t) = \frac{U_{\text{R}}(f, t)}{|U_{\text{T}}|} = \frac{U_{\text{R}}(f, t)}{\sqrt{8 \operatorname{Re} \{ Z_{\text{AT}}^* \} P_{\text{T}}}} \tag{5.3}$$

gegeben. Da die Sende- und Empfangsantenne in der Regel die gleiche Impedanz besitzen, kann $\operatorname{Re} \{ Z_{\text{AR}} \} = \operatorname{Re} \{ Z_{\text{AT}}^* \}$ angesetzt werden. Es ergibt sich hieraus

zusammen mit (5.2):

$$\begin{aligned}
 H(f, t) = & \sqrt{\left(\frac{c_0}{4\pi f_0}\right)^2 G_R G_T} \\
 & \cdot \sum_{n=1}^{N(t)} \left\{ \vec{C}_R(\vartheta_{R(t),n}, \psi_{R,n}(t)) \cdot \left(\vec{T}_n(t) \vec{C}_T(\vartheta_{T,n}(t), \psi_{T,n}(t)) \right) e^{-j2\pi f \tau_n(t)} \right\}
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Aus Gründen der Übersichtlichkeit werden in einem weiteren Schritt die Summanden der Gleichung, bis auf die Laufzeitsterme, zu den skalaren Übertragungskoeffizienten $A_n(t)$ zusammengefasst. (5.4) vereinfacht sich somit zu:

$$H(f, t) = \sum_{n=1}^{N(t)} A_n(t) e^{-j2\pi f \tau_n(t)} \tag{5.5}$$

Die komplexen Koeffizienten $A_n(t)$ berücksichtigen alle Dämpfungseffekte entlang des Ausbreitungsweges eines Strahls sowie die Phasenänderungen, die nicht durch die Laufzeit des gesendeten Signals verursacht werden. Weiterhin sind alle Antenneneigenschaften in ihnen enthalten. Der Betrag der Koeffizienten $|A_n(t)|$ beschreibt die Übertragungsdämpfung für jeden Pfad.

Es ist zweckmäßig, bandbegrenzte Kanäle mittels ihrer äquivalenten Tiefpass-Übertragungsfunktion $H^{\text{TP}}(\nu, t)$, die durch [GW98], [Pro01]

$$H^{\text{TP}}(\nu, t) = \sum_{n=1}^{N(t)} A_n(t) e^{-j2\pi(f_0+\nu)\tau_n(t)} \tag{5.6}$$

gegeben ist, zu beschreiben. ν bezeichnet hierbei die Ablage von der Mittenfrequenz f_0 und wird mittels $\nu = f - f_0$ bestimmt. Es gilt hierbei die Bedingung $\nu > -f_0$.

Die äquivalente Tiefpass-Impulsantwort $h^{\text{TP}}(\tau, t)$ des Kanals ergibt sich durch inverse Fourier-Transformation von $H^{\text{TP}}(\nu, t)$ bezüglich ν und τ zu

$$\begin{aligned}
 h^{\text{TP}}(\tau, t) = & \sum_{n=1}^{N(t)} A_n(t) e^{-j2\pi f_0 \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \\
 \circ\bullet H^{\text{TP}}(\nu, t) = & \sum_{n=1}^{N(t)} A_n(t) e^{-j2\pi(f_0+\nu)\tau_n(t)},
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

wobei τ die Variable der zeitlichen Signalverzögerung im Kanal darstellt. Für die Bestimmung von $h^{\text{TP}}(\tau, t)$ wird hier zunächst eine fiktive unendlich große Bandbreite angenommen. Mittels einer zusätzlichen Tiefpassfilterung erfolgt die Begrenzung des Frequenzbereiches von $h^{\text{TP}}(\tau, t)$ auf die gewünschte Bandbreite. Zusammen-

men mit der entsprechenden Impulsantwort $h_{\text{F}}^{\text{TP}}(\tau)$ des Filters ist die bandbegrenzte äquivalente Tiefpass-Impulsantwort des Kanals durch

$$h^{\text{TP}}(\tau, t) = \sum_{n=1}^{N(t)} A_n(t) e^{-j2\pi f_0 \tau_n(t)} h_{\text{F}}^{\text{TP}}(\tau - \tau_n(t)) \quad (5.8)$$

gegeben. Sie bestimmt das zeitvariante und frequenzselektive Verhalten des Kanals im betrachteten Band vollständig. Bei den Untersuchungen in Kapitel 6 kommt ein spezielles Tiefpassfilter zum Einsatz, auf dessen Eigenschaften an entsprechender Stelle hingewiesen wird.

Im vorliegenden Kanalmodell ändert sich die Kanalimpulsantwort lediglich durch die Bewegung von Sender, Empfänger und anderen Objekten (Fahrzeugen). In einem solchen Fall kann angenommen werden, dass in einem sehr kleinen Zeitintervall um $t = t_0$ die Zeitvarianz des Kanals ausschließlich durch die Variation der Laufzeiten $\tau_n(t)$ der Mehrwegepfade verursacht wird. Alle anderen Größen sind in diesem Intervall zeitunabhängig. Die Änderungen von $\tau_n(t)$ können direkt über die Doppler-Verschiebungen $f_{\text{D},n}$, die jeder Ausbreitungspfad anhand des Dopplereffekts zum Zeitpunkt $t = t_0$ erfährt, ausgedrückt werden [GW98]. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wird hierfür die Zeitvariable $t' = t - t_0$ eingeführt. Für eine im betrachteten kurzen Zeitraum konstante geradlinige Bewegung kann das zugehörige $\tau_n(t')$ mit

$$\tau_n(t') = \tau_n(t_0) - \frac{f_{\text{D},n}}{f_0} t' \quad (5.9)$$

abgeschätzt werden. Durch Einsetzen von $\tau_n(t')$ in (5.7) erhält man für den bandunbegrenzten Fall die entsprechende Tiefpass-Impulsantwort

$$h^{\text{TP}}(\tau, t') = \sum_{n=1}^{N(t_0)} A_n(t_0) e^{-j2\pi f_0 \tau_n(t_0)} e^{j2\pi f_{\text{D},n} t'} \delta(\tau - \tau_n(t_0)), \quad (5.10)$$

wobei die Zeitabhängigkeit von $\tau_n(t')$ im Argument der δ -Funktion² in guter Näherung vernachlässigt wird.

Die bandunbegrenzte Doppler-aufgelöste Tiefpass-Kanalimpulsantwort $s^{\text{TP}}(\tau, f_{\text{D}})$ ergibt sich mittels Fourier-Transformation von $h^{\text{TP}}(\tau, t)$ bezüglich der Variablen t' und f_{D} zu:

$$\begin{aligned} s^{\text{TP}}(\tau, f_{\text{D}}) &= \sum_{n=1}^{N(t_0)} A_n(t_0) e^{-j2\pi f_0 \tau_n(t_0)} \delta(f_{\text{D}} - f_{\text{D},n}) \delta(\tau - \tau_n(t_0)) \\ \bullet \circ h^{\text{TP}}(\tau, t') &= \sum_{n=1}^{N(t_0)} A_n(t_0) e^{-j2\pi f_0 \tau_n(t_0)} e^{j2\pi f_{\text{D},n} t'} \delta(\tau - \tau_n(t_0)) \end{aligned} \quad (5.11)$$

²Dirac-Funktion

$s^{\text{TP}}(\tau, f_{\text{D}})$ beschreibt für den Zeitpunkt $t = t_0$ das momentane Doppler-Verhalten und die momentane Frequenzselektivität des Kanals. Jeder Mehrwegepfad wird dabei durch die Parameter Übertragungskoeffizient $A_n(t_0)$, Laufzeit $\tau_n(t_0)$ und Doppler-Verschiebung $f_{\text{D},n}$ beschrieben.

Die Doppler-Verschiebungen der einzelnen Pfade werden in dieser Arbeit durch geometrische Überlegungen abgeschätzt. Jede Interaktion eines Strahls mit einem bewegten Objekt (inkl. Sender und Empfänger) liefert hierbei in Abhängigkeit der Objektgeschwindigkeit einen additiven Beitrag zu $f_{\text{D},n}$. Im vorliegenden Kanalmodell ergeben sich die Geschwindigkeiten von Sender, Empfänger und den anderen bewegten Objekten (Fahrzeugen) aus dem dynamischen Verkehrsmodell (vgl. Kapitel 2). Die Bestimmung der einzelnen Beiträge zu $f_{\text{D},n}$ hängt von der Art der Interaktion ab. Allgemein erfolgt die Abschätzung von $f_{\text{D},n}$ durch:

$$f_{\text{D},n} \approx \frac{f_0}{c_0} \left(\vec{v}^{\text{T}} \cdot \vec{e}_{k,n}^{\text{T}} - \vec{v}^{\text{R}} \cdot \vec{e}_{k,n}^{\text{R}} + \sum_{j=1}^{N_{n,j}} \vec{v}^{\text{O}j} \cdot \left(-\vec{e}_{k,n,1}^{\text{O}j} + \vec{e}_{k,n,2}^{\text{O}j} \right) \right) \quad (5.12)$$

Die ersten beiden Ausdrücke der Gleichung beschreiben die Doppler-Verschiebungen, die durch die Bewegung von Sender T und Empfänger R hervorgerufen werden. \vec{v}^{T} und \vec{v}^{R} sind die entsprechenden Geschwindigkeitsvektoren von T und R. $\vec{e}_{k,n}^{\text{T}}$ und $\vec{e}_{k,n}^{\text{R}}$ stellen die Einheitsvektoren der Ausbreitungsrichtung des zugehörigen Strahls bei T bzw. R dar.

Die Doppler-Beiträge, die durch eine Anzahl von N_n Interaktionen des Strahls mit bewegten Objekten generiert werden, sind im Summenterm von (5.12) zusammengefasst. Anders als bei Sender und Empfänger verursacht jede Interaktion zwei Beiträge zur Doppler-Verschiebung: einen für den auf dem Objekt j einfallenden Strahl, hier mit der Ziffer 1 indiziert, und einen für den ausfallenden Strahl (mit der Ziffer 2 indiziert). Die Richtungen der zugehörigen Vektoren $\vec{e}_{k,n,1}^{\text{O}j}$ und $\vec{e}_{k,n,2}^{\text{O}j}$ sind durch die jeweilige Ausbreitungsrichtung des Strahls vor bzw. nach der Interaktion gegeben. $\vec{v}^{\text{O}j}$ bezeichnet den Geschwindigkeitsvektor des Objekts j .

Bei der exakten Berechnung von $f_{\text{D},n}$ treten Mischterme der einzelnen Doppler-Beiträge aus (5.12) auf. Diese sind jedoch vergleichsweise klein und werden in der Regel vernachlässigt [Did00].

Aus den in diesem Abschnitt eingeführten Funktionen zur systemtheoretischen Beschreibung des Kanals werden im nächsten Abschnitt charakteristische Kenngrößen und Kennfunktionen abgeleitet.

5.2 Charakteristische Kenngrößen und Kennfunktionen des Funkkanals

Sowohl das zeitvariante als auch das frequenzselektive Verhalten des Kanals wird durch spezielle Kenngrößen und Kennfunktionen charakterisiert. Die Beschreibung der Zeitvarianz erfolgt dabei anhand einer schmalbandigen Analyse des Kanals.

D.h. es wird lediglich die Variation der Übertragungsfunktion des Kanals für eine fest vorgegebenen Sendefrequenz (streng harmonische Anregung) betrachtet. In der Regel wird hierfür die Bandmittenfrequenz $f = f_0$ bzw. die Frequenzablage $\nu = 0$ genommen. Die resultierende Übertragungsfunktion $H(f_0, t) = H^{\text{TP}}(t)$ weist wegen ihrer Zeitvarianz kein harmonisches Verhalten mehr auf und hat daher eine nicht verschwindende Bandbreite. Das resultierende Spektrum wird als Doppler-Spektrum bezeichnet. $H(f_0, t)$ bzw. $H^{\text{TP}}(t)$ wird im Folgenden als zeitvarianter komplexer Übertragungsfaktor bezeichnet. Allgemein wird weiterhin davon ausgegangen, dass die Änderungen der zeitvarianten Eigenschaften des Kanals für Anregungsfrequenzen $f \neq f_0$ ($\nu \neq 0$) im betrachteten Band vernachlässigbar sind. Im Gegensatz zur Beschreibung der Zeitvarianz werden die frequenzselektiven Charakteristiken des Kanals über die gesamte untersuchte Bandbreite ermittelt, wobei die sich ergebenden Kenngrößen und Kennfunktionen von der Zeit t abhängig sind.

Die resultierenden Kenngrößen und Kennfunktionen geben genauen Aufschluss über alle Aspekte des Kanalverhaltens und finden bei Systementwurf und Systemoptimierung ihre Anwendung. Speziell in dieser Arbeit werden sie zur Verifikation des Kanalmodells genutzt (vgl. Kapitel 6).

5.2.1 Charakterisierung des zeitvarianten Kanalverhaltens

Zunächst werden der Begriff des zeitlichen Schwundes und einige zugehörige Kennfunktionen eingeführt. Danach erfolgt die Charakterisierung der Zeitvarianz durch das Doppler-Leistungsdichtespektrum und die zeitliche Korrelationsfunktion.

5.2.1.1 Langsamer und schneller Schwund

Der zeitliche Verlauf des Betrags $|H^{\text{TP}}(t)|$ des komplexen Übertragungsfaktors besteht in der Regel aus der Überlagerung eines langsam veränderlichen Anteils, langsamer Schwund (engl. *long-term fading*) genannt, und einer schnell veränderlichen Komponente, dem schnellen Schwund (engl. *short-term fading*). In realen Kanälen sind die Ursachen für den langsamen Schwund die vergleichsweise langsame Änderung des Betrags $|A_n(t)|$ der Übertragungskoeffizienten der Mehrwegpfade und die langsame Fluktuation der Pfadanzahl $N(t)$. Der schnelle Schwund, der auch als Interferenz- oder Mehrwegeschwund bezeichnet wird, ergibt sich aus den schnellen Änderungen der laufzeitbedingten Phasenterme der einzelnen Mehrwegpfade. Je nach Phasenlage der einzelnen Pfade interferieren die zugehörigen Empfangsspannungsbeiträge konstruktiv oder destruktiv, woraus sich starke und schnelle Schwankungen des gesamten Empfangssignals ergeben. Örtlich gesehen treten die zugehörigen Fluktuationen von $|H^{\text{TP}}(t)|$ in der Regel bereits bei Verschiebungen von Sender oder Empfänger im Bereich einer Wellenlänge auf. Für Bewegungen in dieser Größenordnung ist die Änderung des *Long-term Fading*-Anteils vernachlässigbar gering.

$|H^{\text{TP}}(t)|$ kann als Produkt einer *Short-term Fading*- und einer *Long-term Fading*-Komponente folgendermaßen dargestellt werden:

$$|H^{\text{TP}}(t)| = l(t)s(t) \quad \text{mit} \quad l(t) = \frac{1}{T_w} \int_{t-\frac{T_w}{2}}^{t+\frac{T_w}{2}} |H^{\text{TP}}(\xi)| d\xi \quad (5.13)$$

Der Beitrag $l(t)$ beschreibt dabei den langsamen und $s(t)$ den schnellen Schwund. $l(t)$ ergibt sich durch Mittelung von $|H^{\text{TP}}(t)|$ über eine geeignet gewählte Zeitdauer T_w . Im Allgemeinen richtet sich die Größe von T_w danach, wie lange es dauert bis der Empfänger oder der Sender eine gewisse Wegstrecke d , gemessen in Wellenlängen λ , zurückgelegt hat. In der Literatur findet man Werte für d , die zwischen 40λ und 200λ liegen [GW98], [Lee82]. Für die Betrachtungen in dieser Arbeit wird d einheitlich zu 40λ gesetzt.

Die Schwankungen von $l(t)$ und $s(t)$ werden im Allgemeinen als reelle stochastische Prozesse aufgefasst. Für eine Entwicklung und Optimierung von Kommunikationssystemen sind verschiedene Kennfunktionen dieser Prozesse von Interesse. Sie werden im Folgenden kurz erläutert.

Die kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung (engl. *cumulative distribution function*, CDF) $F_\zeta(a_\zeta)$ eines beliebigen positiven reellen Prozesses $\zeta(t)$ beschreibt die Wahrscheinlichkeit mit der ein vorgegebener Betrag a_ζ von $\zeta(t)$ unterschritten wird. Durch

$$F_\zeta(a_\zeta) = \int_0^{a_\zeta} p_\zeta(x) dx \quad (5.14)$$

wird die CDF aus der zu $\zeta(t)$ gehörenden Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (engl. *probability density function*, PDF) $p_\zeta(x)$ bestimmt.

Eine Abschätzung der CDFs $F_l(a_l)$ und $F_s(a_s)$ des langsamen und schnellen Schwundes aus simulierten bzw. gemessenen *Fading*-Verläufen ergibt sich, hier beispielhaft für $F_s(a_s)$ dargestellt, aus:

$$F_s(a_s) = \frac{\Delta T_u(s(t) \leq a_s)}{T_B} \quad (5.15)$$

$\Delta T_u(s(t) \leq a_s)$ bezeichnet dabei die Zeitdauer innerhalb der Gesamtbeobachtungszeit T_B , in der $s(t)$ unterhalb von a_s liegt.

Eine weitere wichtige Kennfunktion ist die Pegelunterschreitungsrate (engl. *level crossing rate*, LCR). Sie beschreibt, wie häufig ein vorgegebener Betrag von einem Signal pro Sekunde unterschritten wird. Für Systembetrachtungen ist in der Regel lediglich die LCR der Komponente des schnellen Schwundes $s(t)$ bzw. des Gesamtsignals $|H^{\text{TP}}(t)|$ interessant. Im Rahmen der Untersuchungen in Kapitel 6 erfolgt die Berechnung der LCR nur für $s(t)$. Die Häufigkeit der Unterschreitungen pro Sekunde $R_s(a_s)$ des Betrags a_s durch $s(t)$ kann mittels

$$R_s(a_s) = \frac{N_u(a_s)}{T_B} \quad (5.16)$$

aus gemessenen und simulierten Signalen bestimmt werden. $N_u(a_s)$ gibt hierbei an, wie oft die Schwelle a_s vom Signal $s(t)$ während der Beobachtungszeit T_B in negativer³ Richtung gekreuzt wird.

Aus der CDF und der LCR kann die so genannte mittlere Schwunddauer $T_{f,s}(a_s)$ (engl. *average fade duration*, AFD) für $s(t)$ direkt abgeleitet werden. Sie gibt an, wie lange das Signal $s(t)$ im Mittel nach einer Kreuzung der Schwelle a_s in negativer Richtung unterhalb von a_s verweilt. $T_{f,s}(a_s)$ ergibt sich aus dem Quotienten von $F_s(a_s)$ und $R_s(a_s)$ zu:

$$T_{f,s}(a_s) = \frac{F_s(a_s)}{R_s(a_s)} \quad (5.17)$$

Die vorgestellten charakteristischen Funktionen zur Beschreibung der *Fading*-Eigenschaften des Funkkanals werden in Kapitel 6 zur Verifikation des Kanalmodells genutzt.

5.2.1.2 Zeitliche Korrelationsfunktion und Doppler-Spektrum

Die Schnelligkeit mit der sich der komplexe Übertragungsfaktor $H^{\text{TP}}(t)$ ändert, lässt sich mittels der zugehörigen zeitlichen Autokorrelationsfunktion (AKF) $r_{HH}^t(\Delta t)$ beschreiben. Für ein zeitbegrenztetes Signal der Dauer T_s , wie es durch den gemessenen bzw. simulierten Übertragungsfaktor $H^{\text{TP}}(t)$ gegeben ist, berechnet sich $r_{HH}^t(\Delta t)$ mit⁴:

$$r_{HH}^t(\Delta t) = \int_0^{T_s} \left(H^{\text{TP}}(t) \right)^* H^{\text{TP}}(t - \Delta t) dt \quad (5.18)$$

Die Rate mit der sich $r_{HH}^t(\Delta t)$ bezüglich der Zeitverschiebung Δt ändert, ist ein direktes Indiz für die Zeitvarianz von $H^{\text{TP}}(t)$. Bei einer zeitlichen Verschiebung von $\Delta t = 0$ gibt die AKF $r_{HH}^t(0)$ die Gesamtenergie des Signals $H^{\text{TP}}(t)$ an. An dieser Stelle hat die AKF ihr Maximum. Die Normierung von $r_{HH}^t(\Delta t)$ mittels $r_{HH}^t(0)$ liefert den Autokorrelationskoeffizienten $\rho_{HH}^t(\Delta t) = r_{HH}^t(\Delta t)/r_{HH}^t(0)$, dessen maximaler Betrag gleich 1 ist. Ein Maß für die Zeitvarianz im Kanal ist die Kohärenzzeit (engl. *coherence time*) T_{coh} , welche die Verschiebung Δt angibt, bei der $|\rho_{HH}^t(\Delta t)|$ zum ersten Mal unter einen vorgegebenen Wert sinkt. Häufig wird Letzterer zu $1/e \approx 0,37$ angenommen [GW98]. Je kleiner T_{coh} ist, desto zeitvarianter ist der Kanal.

Aus der Fourier-Transformation der zeitlichen AKF $r_{HH}^t(\Delta t)$ ergibt sich das Doppler-Spektrum $S_{HH}(f_D)$ von $H^{\text{TP}}(t)$. Die Bezeichnung Doppler-Spektrum kommt vom Dopplereffekt, der aufgrund der Bewegung von Sender, Empfänger und anderer Objekte maßgeblich die Form und die Lage von $S_{HH}(f_D)$ bestimmt.

³Die Steigung der zu $s(t)$ gehörenden Kurve ist an den Kreuzungspunkten negativ.

⁴Die geforderte Ergodizität von $H^{\text{TP}}(t)$ wird hier als gegeben vorausgesetzt.

Unter Anwendung des Theorems vom Wiener-Khintchine gilt folgender Zusammenhang [GW98]:

$$r_{HH}^t(\Delta t) \circ \bullet S_{HH}(f_D) = |H_D^{\text{TP}}(f_D)|^2 \quad (5.19)$$

mit $H_D^{\text{TP}}(f_D) \bullet \circ H^{\text{TP}}(t)$

Die Berechnung von $S_{HH}(f_D)$ aus gemessenen bzw. simulierten $H^{\text{TP}}(t)$ erfolgt in der Regel direkt über die Fourier-Transformation von $H^{\text{TP}}(t)$.

Das momentane Doppler-Spektrum $S(f_D, t_0)$ zu einem festen Zeitpunkt $t = t_0$ kann bei Annahme einer unendlichen Bandbreite aus der Doppler-aufgelösten Tiefpass-Kanalimpulsantwort $s^{\text{TP}}(\tau, f_D)$ durch

$$\begin{aligned} S(f_D, t_0) &= \left| \int_0^\infty s^{\text{TP}}(\tau, f_D) d\tau \right|^2 \\ &= \sum_{n=1}^{N(t_0)} |A_n(t_0)|^2 \delta(f_D - f_{D,n}) \end{aligned} \quad (5.20)$$

ermittelt werden. Die Doppler-Verschiebungen $f_{D,n}$ der einzelnen Anteile in $S(f_D, t_0)$ werden hierbei ausschließlich durch die Änderungen der Laufzeiten $\tau_n(t)$ der Mehrwegepfade bestimmt (vgl. (5.11)).

Aus dem Doppler-Spektrum $S_{HH}(f_D)$ ergeben sich zwei Kenngrößen, die das zeitveränderliche Verhalten des global Funkkanals beschreiben: die mittlere Doppler-Verschiebung $\overline{f_D}$ (engl. *mean Doppler*) und die Doppler-Verbreiterung σ_{f_D} (engl. *Doppler spread*). Sie werden mittels

$$\overline{f_D} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f_D S_{HH}(f_D) df_D}{\int_{-\infty}^{\infty} S_{HH}(f_D) df_D} \quad (5.21a)$$

$$\sigma_{f_D} = 2 \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} f_D^2 S_{HH}(f_D) df_D}{\int_{-\infty}^{\infty} S_{HH}(f_D) df_D} - \overline{f_D}^2} \quad (5.21b)$$

berechnet. Ihre Definitionen entsprechen der eines Mittelwertes bei (5.21a) und, bis auf den Faktor zwei bei (5.21b), der einer Standardabweichung, sofern das normierte Doppler-Spektrum als Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion gedeutet wird. Durch Ersetzen von $S_{HH}(f_D)$ mit $S(f_D, t_0)$ in (5.21) ergeben sich die momentanen Werte für $\overline{f_D}$ und σ_{f_D} zum Zeitpunkt $t = t_0$.

Für die Doppler-Verbreiterung kann gesagt werden: Je größer σ_{f_D} , desto schneller ändert sich der zugehörige Übertragungskanal und desto schwieriger wird im Allgemeinen der korrekte Empfang eines gesendeten Signals. Eine von Null verschiedene mittlere Doppler-Verschiebung führt zu einer mit der Zeit fortschreitenden Phasendrehung des Empfangssignals. In einigen Kommunikationssystemen

wird dieser Effekt geschätzt und mittels geeigneter Maßnahmen bis zu einem gewissen Grad ausgeglichen [SC97].

Die beiden Kenngrößen der Zeitvarianz des Kanals, Doppler-Verbreiterung σ_{f_D} und Kohärenzzeit T_{coh} verhalten sich umgekehrt proportional zueinander. Es gilt der Zusammenhang:

$$\sigma_{f_D} T_{\text{coh}} = \text{const} \quad (5.22)$$

In der Regel liegt die Konstante in der Größenordnung von $\text{const} \approx 1$.

Bei vielen Übertragungskanälen der mobilen Funkkommunikation, in denen sich lediglich der Empfänger bewegt, wird angenommen, dass $S_{HH}(f_D)$ durch ein so genanntes Jakes-Spektrum beschrieben werden kann [Pät02], [Lee82]. Es ist hierbei Voraussetzung, dass alle einfallenden Strahlen am Empfänger im Mittel die gleiche Leistung zum Gesamtsignal beitragen und in einer horizontalen Ebene gleichverteilt für alle Winkel ankommen. Bei der Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation bewegen sich Sender und Empfänger. Weiterhin halten sich in deren näherer Umgebung zahlreiche weitere bewegte Objekte (Fahrzeuge) auf, die das Doppler-Verhalten des Kanals beeinflussen. Ein Jakes-Spektrum kann für das zugehörige $S_{HH}(f_D)$ daher nicht angenommen werden. In Abschnitt 5.3.1 und Anhang A.2 sind einige typische Verläufe für das Doppler-Spektrum des Fahrzeug-Fahrzeug-Kanals dargestellt.

5.2.2 Charakterisierung des frequenzselektiven Kanalverhaltens

Ausgangspunkt für die Charakterisierung der Frequenzselektivität des Kanals ist die Frequenz-Autokorrelationsfunktion $r_{HH}^f(\Delta f, t)$ der Übertragungsfunktion $H^{\text{TP}}(\nu, t)$. Sie ist abhängig vom Beobachtungszeitpunkt und definiert als⁵:

$$r_{HH}^f(\Delta f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(H^{\text{TP}}(\nu, t) \right)^* H^{\text{TP}}(\nu - \Delta f, t) d\nu \quad (5.23)$$

$r_{HH}^f(\Delta f, t)$ gibt für jeden beliebigen festen Zeitpunkt an, wie stark sich $H^{\text{TP}}(\nu, t)$ bezüglich einer Frequenzverschiebung Δf ändert. Die Zeitvarianz von $r_{HH}^f(\Delta f, t)$ kann hierbei durch Ermittlung entsprechender Verteilungsfunktionen oder durch Bildung von zeitlichen Mittelwerten beschrieben werden.

Wie der zeitliche Autokorrelationskoeffizient wird der Frequenz-Autokorrelationskoeffizient $\rho_{HH}^f(\Delta f, t)$ durch Normierung von $r_{HH}^f(\Delta f, t)$ mit $r_{HH}^f(0, t)$ berechnet. Das Maß für die Änderung von $H^{\text{TP}}(\nu, t)$ entlang der Frequenzachse ist die aus $\rho_{HH}^f(\Delta f, t)$ abgeleitete Kohärenzbandbreite (engl. *coherence bandwidth*) $B_{\text{coh}}(t)$. Sie gibt die Frequenzverschiebung Δf an, bei der $|\rho_{HH}^f(\Delta f, t)|$ zum ersten Mal unter einen vorgegebenen Wert fällt. Wie bei der Kohärenzzeit T_{coh} wird dieser häufig zu $1/e \approx 0,37$ gewählt [GW98].

Mittels der Fourier-Transformation von $r_{HH}^f(\Delta f, t)$ bezüglich Δf und der Verzögerungszeit τ wird das so genannte Leistungsverzögerungsspektrum $P(\tau, t)$

⁵Die geforderte Ergodizität von $H^{\text{TP}}(\nu, t)$ bezüglich ν wird hier als gegeben vorausgesetzt.

(engl. *power delay profile*, PDP) bestimmt. Unter Berücksichtigung des Theorems vom Wiener-Khintchine gilt der Zusammenhang [GW98]:

$$r_{HH}^f(\Delta f, t) \bullet \circ P(\tau, t) = |h^{\text{TP}}(\tau, t)|^2 \quad (5.24)$$

$P(\tau, t)$ beschreibt den verzögerten Verlauf der empfangenen Momentanleistung bei einer pulsformigen Erregung am Sender. Verursacht durch die Mehrwegeausbreitung setzt sich das Empfangssignal hierbei aus einer Vielzahl von Impulsen zusammen. Diese entsprechen den aufgrund unterschiedlicher Ausbreitungspfade zu verschiedenen Zeitpunkten eintreffenden Impulsen des Sendesignals. Allgemein kann gesagt werden, dass größere Unterschiede zwischen den Zeitverzögerungen der relevanten Ausbreitungspfade zu einer höheren Frequenzselektivität des Kanals führen.

Bei einem Dirac-förmigen Sendeimpuls und einer fiktiv angenommenen unendlich großen Bandbreite des Übertragungskanals ergibt sich mit (5.7) das PDP zu:

$$P(\tau, t) = \sum_{n=1}^{N(t)} |A_n(t)|^2 \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (5.25)$$

Die Charakterisierung der Frequenzselektivität im Zeitbereich erfolgt mittels der Impulsverbreiterung $\sigma_\tau(t)$ (engl. *delay spread*), die durch

$$\sigma_\tau(t) = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 P(\tau, t) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau, t) d\tau} - \left(\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau P(\tau, t) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau, t) d\tau} \right)^2} \quad (5.26)$$

definiert ist. Sie ist die Standardabweichung des als Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion angesehenen normierten *Power Delay Profiles*. $\sigma_\tau(t)$ kennzeichnet dabei die Breite des PDPs.

Da $r_{HH}^f(\Delta f, t)$ und $P(\tau, t)$ ein Fourier-Paar bilden, verhalten sich die Kohärenzbandbreite $B_{\text{coh}}(t)$ und die Impulsverbreiterung $\sigma_\tau(t)$ umgekehrt proportional zueinander. Es gilt:

$$\sigma_\tau(t) B_{\text{coh}}(t) = \text{const} \quad (5.27)$$

Wie in (5.22) liegt die Konstante im Allgemeinen in der Größenordnung von $\text{const} \approx 1$.

Beim untersuchten Fahrzeug-Fahrzeug-Kanal herrscht meist Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger. Zusammen mit der für gewöhnlich kleinen Ausdehnung des zugehörigen Ad-hoc-Netzes und der Tatsache, dass sich Sender und Empfänger nah über dem Boden befinden, ergibt sich eine relativ geringe Impulsverbreiterung bzw. Frequenzselektivität. In Abschnitt 6.2.1.2 und Abschnitt 6.2.2.3 sind typische Werte für $\sigma_\tau(t)$ aufgezeigt.

5.3 Behandlung von zeitdiskreten Kanälen

Das dynamische Straßenverkehrsmodell aus Kapitel 2 liefert zusammen mit dem Umgebungsmodell aus Kapitel 3 eine zeitdiskrete Serie von N_s aufeinander folgenden Momentaufnahmen der zu untersuchenden Verkehrsszenarien. Zu den einzelnen Zeitpunkten t_i mit $i = 1 \dots N_s$ wird die Mehrwegeausbreitung zwischen Sender und Empfänger durch das Wellenausbreitungsmodell bei einer vorgegebenen Mittenfrequenz $f = f_0$ berechnet (vgl. Kapitel 4). Für jede Momentaufnahme wird dabei vorausgesetzt, dass die Änderung des Simulationsszenarios während der maximal vorkommenden Laufzeit $\tau_{\max}(t_i) = \max(\tau_n(t_i))$ der Mehrwegepfade vernachlässigbar ist. Da $\tau_{\max}(t_i)$ für den Fahrzeug-Fahrzeug-Kanal im Bereich weniger μs liegt (vgl. Abschnitt 6.2.1.2 und Abschnitt 6.2.2.3), ist diese Annahme gerechtfertigt.

Die Berechnung der Wellenausbreitung liefert zu allen Zeitpunkten t_i die charakteristischen Parameter $A_n(t_i)$, $\tau_n(t_i)$ und $f_{D,n}(t_i)$ jedes einzelnen Ausbreitungspfades. Durch Superposition aller Pfade ergeben sich die zeitdiskreten Übertragungsfunktionen $H(f, t_i)$ und $H^{\text{TP}}(\nu, t_i)$ bzw. die zeitdiskrete Doppler-aufgelöste Tiefpass-Impulsantwort $s^{\text{TP}}(\tau, f_D, t_i)$ (vgl. Abschnitt 5.1). Um durch die diskrete Beschreibung des Kanals keine Information über dessen zeitvariantes Verhalten zu verlieren, darf die Zeitdauer T_s zwischen den Momentaufnahmen eine gewisse obere Schranke nicht überschreiten. Diese ist durch das Nyquist-Shannon'sche Abtasttheorem vorgegeben [KK98]. Es besagt, dass ein kontinuierliches reelles Signal mit einer Maximalfrequenz f_{\max} mittels einer Frequenz größer als $2f_{\max}$ abgetastet werden muss, um aus dem so erhaltenen zeitdiskreten Signal das Ursprungssignal ohne Informationsverlust wieder rekonstruieren zu können. Für äquivalente Tiefpass-Signale ergibt sich die Abtastfrequenz $f_s = 1/T_s$ aus deren Bandbreite B , welche durch $B = f_{\max} - f_{\min}$ bestimmt ist.

Liegt der zeitdiskrete Kanal unter Einhaltung des Abtasttheorems vor, kann für Systemuntersuchungen dessen zeitliche Auflösung durch geeignete Verfahren auf den benötigten Wert erhöht werden (siehe Abschnitt 7.2.2). Die Abschätzung der notwendigen Abtastfrequenz f_s für den Fahrzeug-Fahrzeug-Kanal wird im Folgenden erläutert. Anschließend erfolgt die Beschreibung eines speziellen Interpolationsverfahrens, das es ermöglicht, die Rechenzeit des Kanalmodells um den Faktor 50 bis 100 zu reduzieren.

5.3.1 Abschätzung der notwendigen Abtastfrequenz

Das Spektrum der zeitlichen Änderungen des Kanals ist durch das zugehörige Doppler-Spektrum gegeben, welches seinerseits durch die Doppler-Verschiebungen $f_{D,n}(t)$ der einzelnen Mehrwegepfade bestimmt wird. Da das Doppler-Spektrum im äquivalenten Tiefpass-Bereich vorliegt, bestimmt dessen Bandbreite B_D die notwendige Abtastfrequenz f_s . In der Regel kann man davon ausgehen, dass hierbei die Beträge $|f_{\max}|$ und $|f_{\min}|$ dieselbe Größenordnung haben. Die entsprechenden Werte sind durch das auftretende Maximum und Minimum von $f_{D,n}(t)$ gegeben.

Der vom Betrag her größere der beiden Werte wird zur Abschätzung einer oberen Grenze von B_D verwendet:

$$B_D = 2f_{D,\max} = 2 \max \{|f_{D,n}(t)|\} \quad (5.28)$$

$f_{D,\max}$ bezeichnet den maximalen Betrag der während einer Simulation in Kanal auftretenden Doppler-Verschiebungen $f_{D,n}(t)$. Mit (5.28) ergibt sich das benötigte Abtastintervall T_s , bei dem der Kanal noch vollständig rekonstruiert werden kann, zu:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{2f_{D,\max}} \quad (5.29)$$

Da die maximale Doppler-Verschiebung vor jeder Simulation unbekannt ist, muss $f_{D,\max}$ geeignet abgeschätzt werden. T_s darf dabei nicht beliebig klein werden, da sonst die Simulationszeit und die anfallende Datenmenge zu stark anwachsen. Es ist daher ein gewisser Kompromiss zwischen Genauigkeit und Aufwand zu finden.

Nach (5.12) hängt $f_{D,\max}$ direkt von den Geschwindigkeiten des Senders, des Empfängers und der anderen Fahrzeuge im untersuchten Szenario ab. Sind lediglich Sender und Empfänger bewegt und werden Interaktionen der Mehrwegepfade mit dem Sender- und dem Empfängerfahrzeug ausgeschlossen, ergibt sich eine obere Grenze von $f_{D,\max}$ mit (5.12) zu:

$$f_{D,\max}^{T,R} = \left(v^T + v^R \right) \frac{f_0}{c_0} \quad (5.30)$$

v^T und v^R bezeichnen dabei jeweils den Betrag der Geschwindigkeit von Sender bzw. Empfänger. Aufgrund von Mehrfachinteraktionen der einzelnen Ausbreitungspfade an bewegten Fahrzeugen (inklusive Sender und Empfänger) können im Fahrzeug-Fahrzeug-Kanal jedoch noch wesentlich höhere Doppler-Verschiebungen auftreten. Der Betrag der maximal möglichen zusätzlichen Doppler-Verschiebung $\Delta f_{D,\max}^O$, die pro Interaktion eines Pfades mit einem Umgebungsobjekt (hier: Fahrzeug) erzeugt werden kann, ist durch

$$\Delta f_{D,\max}^O = 2v^O \frac{f_0}{c_0} \quad (5.31)$$

gegeben, wobei v^O den Betrag der Objekt- bzw. Fahrzeuggeschwindigkeit darstellt. Ab einer gewissen Anzahl von Interaktionen ist die Dämpfung eines Pfades jedoch so stark angewachsen, dass sein Beitrag zum Doppler-Verhalten des Kanals in guter Näherung vernachlässigt werden kann.

Die für die Abschätzung von $f_{D,\max}$ maximal zu berücksichtigende Anzahl relevanter Interaktionen hängt stark von der Umgebung des betrachteten Verkehrsszenarios ab. Als Beispiel sind in Bild 5.1 die zeitdiskreten momentanen bandunbegrenzten Doppler-Spektren $S(f_D, t_i)$ für ein typisches urbanes Gebiet (Bild 5.1(a) und Bild 5.1(b)) und ein Autobahnscenario (Bild 5.1(c) und Bild 5.1(d)) dargestellt (vgl. (5.20)). Die Verkehrsszenarien entsprechen denen aus Abschnitt 3.2. Das Sender- und das Empfängerfahrzeug, beides Pkws (vgl. Bild 2.4), bewegen sich in

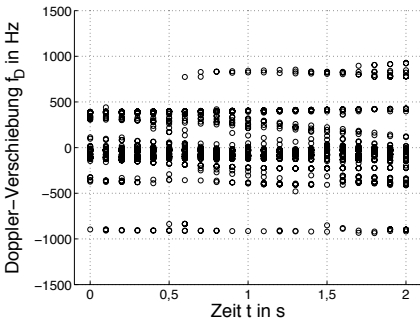
beiden Fällen hintereinander auf der linken Fahrspur. Da diese den kürzesten Abstand zum Fahrstreifen der entgegengesetzten Richtung aufweist, treten hier die stärksten Doppler-Effekte auf.

Die Antennen sind jeweils 25 cm über der Mitte des entsprechenden Fahrzeugdachs angebracht, d.h. es besteht Sichtverbindung (engl. *line-of-sight*, LOS) zwischen Sender und Empfänger. Bei den Antennen handelt es sich um vertikal orientierte Hertz'sche Dipole. Die Sendefrequenz f_0 beträgt 5,2 GHz, was den für die Verifikation des Kanalmodells relevanten Wert darstellt (vgl. Kapitel 6). Im urbanen Gebiet ist die mittlere Wunschgeschwindigkeit μ_v (siehe Abschnitt 2.2.2) aller Fahrzeuge auf 50 km/h gesetzt. Die mittleren Geschwindigkeiten von Sender und Empfänger während der Simulation sind $v^T \approx 47$ km/h bzw. $v^R \approx 42$ km/h. Für das Autobahnscenario wird eine mittlere Pkw-Geschwindigkeit von 100 km/h und eine mittlere Lkw-Geschwindigkeit von 80 km/h angenommen. Der Sender und der Empfänger bewegen sich hierbei im Durchschnitt mit $v^T \approx 104$ km/h bzw. $v^R \approx 103$ km/h.

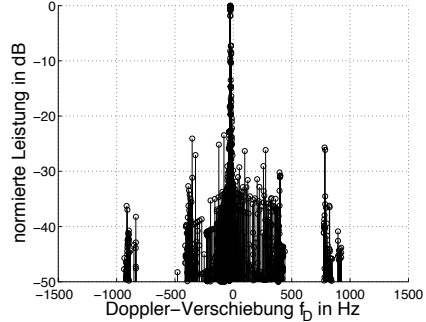
Bild 5.1 zeigt für beide Szenarien jeweils die Projektion von $S(f_D, t_i)$ in der Zeit-Doppler- und in der Doppler-Leistungs-Ebene. $S(f_D, t_i)$ wird hierfür über einen Zeitraum von 2 s mit einem Abtastintervall $T_s = 100$ ms simuliert. Die Kreise in der Zeit-Doppler-Ebene stellen die einzelnen Mehrwegepfade mit ihren Doppler-Verschiebungen zu den verschiedenen Zeitpunkten dar. Vor allem in Bild 5.1(a) sind die zeitlichen Änderungen der Doppler-Verschiebung einzelner Pfade zu erkennen. Der Dynamikbereich für die Pfadamplitude ist auf 50 dB begrenzt, d.h. alle Pfade, deren Amplitude mehr als 50 dB unterhalb der Amplitude des stärksten Pfades (hier der direkte Pfad) liegt, werden von vornherein nicht berücksichtigt.

Nach (5.30) ist im urbanen Gebiet der Betrag der maximalen Doppler-Verschiebung $f_{D,\max}^{T,R}$, die nur durch die Bewegung von Sender und Empfänger verursacht wird, etwa 430 Hz. In Bild 5.1(a) bzw. Bild 5.1(b) treten jedoch Doppler-Verschiebungen auf, die betragsmäßig mehr als doppelt so hoch sind. Diese Beiträge resultieren aus Einfachinteraktionen einiger Ausbreitungspfade mit entgegenkommenden Fahrzeugen, deren Geschwindigkeit über der von Sender und Empfänger liegt. Noch höhere Doppler-Verschiebungen, die durch mehrfache Interaktionen einzelner Pfade an verschiedenen bewegten Fahrzeugen hervorgerufen werden, treten im gewählten Dynamikbereich der Amplitude nicht auf (siehe Bild 5.1(b)). Folglich ist ihr Leistungsbeitrag zum Gesamtsignal sehr gering und kann daher vernachlässigt werden. Für die Abschätzung von $f_{D,\max}$ sind daher nur Einfachinteraktionen mit entgegenkommenden Fahrzeugen relevant.

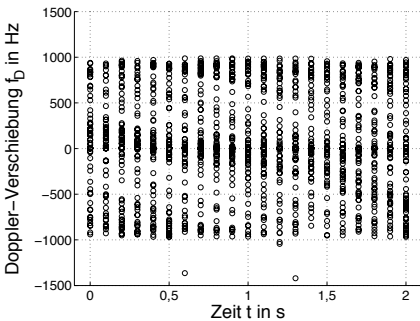
Die Geschwindigkeiten der einzelnen Fahrzeuge (inklusive Sender und Empfänger) sind vor der Simulation nicht bekannt, da sie vom Verkehrsmodell stochastisch zugewiesen werden. Weiterhin ändern sich die Fahrzeuggeschwindigkeiten während der Simulation. Um robust gegen diese statistischen Geschwindigkeitsschwankungen zu sein, wird zur Berechnung von $f_{D,\max}$ die maximal mögliche Wunschgeschwindigkeit $v_{W,\max}$ der Fahrzeuge angesetzt (siehe Abschnitt 2.2.2). Sie ist durch $v_{W,\max} = 1,4\mu_v$ gegeben, wobei μ_v den Mittelwert der Wunschgeschwindigkeit bezeichnet. Für das urbane Verkehrsszenario mit $\mu_v = 50$ km/h gilt



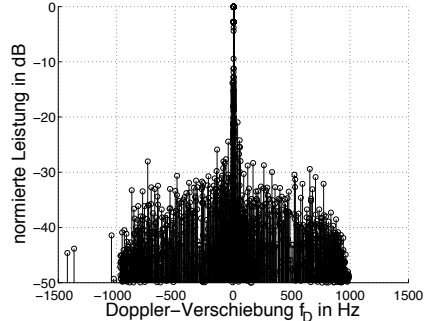
(a) Projektion in der Zeit-Doppler-Ebene



(b) Projektion in der Doppler-Leistung-Ebene



(c) Projektion in der Zeit-Doppler-Ebene



(d) Projektion in der Doppler-Leistung-Ebene

Bild 5.1: Momentanes Doppler-Spektrum $S(f_D, t_i)$ bei 5,2 GHz für ein urbanes Gebiet (a,b) und eine Autobahnumgebung (c,d)

$v_{W,\max} = 70$ km/h. Durch Einsetzen von $v_{W,\max}$ für v^T , v^R und v^O in (5.30) bzw. (5.31) und durch Addition der einzelnen Beiträge ergibt sich eine maximale Doppler-Verschiebung von $f_{D,\max} \approx 1350$ Hz. Ein Vergleich des Wertes mit Bild 5.1(b) zeigt, dass diese Abschätzung im vorliegenden Beispiel alle relevanten Mehrwegepfade berücksichtigt.

Im Autobahnzenario (Bild 5.1(c) und Bild 5.1(d)) hat die maximale Doppler-Verschiebung trotz doppelter mittlerer Fahrzeuggeschwindigkeit ($\mu_v = 100$ km/h) dieselbe Größenordnung wie im urbanen Gebiet. Die Doppler-Verschiebungen der

relevanten Pfade wird demnach lediglich durch die Bewegung von Sender und Empfänger verursacht. Interaktionen einzelner Pfade mit entgegenkommenden Fahrzeugen spielen eine untergeordnete Rolle. Der Grund für den Unterschied zum urbanen Gebiet liegt darin, dass dort die relevanten Pfade, die mit einem entgegenkommenden Fahrzeug interagieren, in den meisten Fällen zusätzlich noch an einer Gebäudewand bzw. an einem parkenden Fahrzeug reflektiert werden.⁶ Hieraus ergeben sich günstige Winkelverhältnisse für die Reflexion oder die Beugung am entgegenkommenden Fahrzeug, was insgesamt eine niedrige Pfaddämpfung zur Folge hat. In der Umgebung der Autobahn hingegen befinden sich am Straßenrand anstatt stark reflektierender Gebäude oder Fahrzeuge lediglich schwach streuende Bäume. Die entsprechenden Pfade werden daher sehr stark gedämpft. Weiterhin sind die beiden Fahrtrichtungen durch einen Mittelstreifen getrennt, was einen größeren Versatz von Sender- und Empfängerfahrzeug zu den entgegenkommenden Fahrzeugen verursacht. Pfade, die lediglich durch eine Beugung der gesendeten Welle an entgegenkommenden Fahrzeugen hervorgerufen werden, sind daher in der Regel ebenfalls stark gedämpft. In Bild 5.1(d) sind bei ca. -1400 Hz zwei solche schwache Pfade zu erkennen. Der Beitrag zur Zeitvarianz des Kanals durch Pfade, die mit Fahrzeugen der anderen Fahrtrichtung interagieren, kann im betrachteten Autobahnscenario in guter Näherung vernachlässigt werden.

Für die Autobahnumgebung ergibt die Abschätzung von $f_{D,\max}$ durch Einsetzen von $v_{W,\max} = 140$ km/h für v^T und v^R in (5.30) einen Wert von 1350 Hz. Da sich die maximalen Wunschgeschwindigkeiten der urbanen Umgebung und des Autobahnscenarios im vorliegenden Beispiel gerade um den Faktor zwei unterscheiden, sind die zugehörigen Schätzwerte für $f_{D,\max}$ gleich.

Anhand von Bild 5.1(b) und Bild 5.1(d) erkennt man, dass die leistungsstärksten Pfade in der Regel auch eine geringe Doppler-Verschiebung aufweisen. Es handelt sich hierbei im Wesentlichen um Pfade, die mit Fahrzeugen derselben Fahrtrichtung interagieren oder um reine Reflexionspfade über Gebäude oder Fahrzeuge am Straßenrand. Der stärkste Pfad ist in diesem Beispiel der direkte. Seine Doppler-Verschiebung ergibt sich einzig aus der Relativgeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger.

Die beschriebenen Doppler-Charakteristiken der beiden untersuchten Verkehrsszenarien treten ebenfalls in Situationen auf, bei denen die Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger durch ein anderes Fahrzeug (z.B. Lkw) verdeckt wird (engl. *non-line-of-sight*, NLOS). Für einen solchen Fall sind in Bild A.2 (Anhang A.2) die Doppler-Spektren eines urbanen und eines Autobahnscenarios dargestellt. Auch hier haben die stärksten Pfade die geringste Doppler-Verschiebung. Es ist lediglich zu beobachten, dass der Leistungsabstand zwischen den stärksten Pfaden und denen mit höherer Doppler-Verschiebung geringer wird.

Zahlreiche Simulationen haben gezeigt, dass die beschriebenen Doppler-Charakteristiken des Kanals typisch für die jeweiligen Verkehrsszenarien sind.

⁶Es handelt sich hierbei um Gebäude bzw. parkende Fahrzeuge, die sich auf der Straßenseite des entgegenkommenden Verkehrs befinden.

Die Abschätzung der maximalen Doppler-Verschiebung zur Bestimmung des Abtastintervalls T_s erfolgt daher stets mit:

$$f_{D,\max} = m v_{W,\max} \frac{f_0}{c_0} \quad \text{mit} \quad m = \begin{cases} 4 & \text{für urbanes Gebiet} \\ 2 & \text{für Autobahn} \end{cases} \quad (5.32)$$

Die in Bild 5.1 gezeigten typischen Doppler-Spektren und die daraus heuristisch abgeleitete Gleichung (5.32) gelten für auf dem Autodach positionierte Antennen, wie es bei den Untersuchungen in dieser Arbeit der Fall ist.

In Anhang A.2 sind für verschiedene weitere Antennenpositionen die sich ergebenden typischen Doppler-Spektren aufgezeigt. Es wird hierbei ebenfalls zwischen urbaner Verkehrsumgebung und Autobahnscenario unterschieden. Anhand der Ergebnisse für die urbanen Szenarien lässt sich feststellen, dass bei allen untersuchten Antennenkonstellationen die Abschätzung von $f_{D,\max}$ durch (5.32) immer ausreichend ist. Für bestimmte Antennenpositionen (z.B. Außenspiegel) werden Interaktionen einzelner Pfade mit entgegenkommenden Fahrzeugen auch in Autobahnscenarien relevant. Dies gilt vor allem für Antennenhöhen, die unterhalb der mittleren Fahrzeughöhe liegen. Zur Abschätzung von $f_{D,\max}$ ist in diesen Fällen auch für Autobahnumgebungen (5.32) mit $m = 4$ anzusetzen.

Im Rahmen dieser Arbeit werden die Sende- und die Empfangsantenne immer auf dem Autodach platziert. Die Abschätzung von $f_{D,\max}$ zur Bestimmung von T_s bzw. f_s erfolgt daher für die in Kapitel 7 vorgestellten Simulationen mit (5.32). Ein Ausnahme bilden die Betrachtungen zur Verifikation des Modells im folgenden Kapitel. Hierbei ist T_s durch das Messsystem vorgegeben (vgl Abschnitt 6.1).

5.3.2 Verkürzung der Simulationszeit durch Interpolation der Pfadparameter

Die im vorangehenden Abschnitt geforderte Grenze des Abtastintervalls T_s für den Fahrzeug-Fahrzeug-Kanal führt schon bei der Berechnung von wenigen Sekunden Echtzeit zu sehr langen Simulationszeiten. Um diese zu reduzieren, wird ein eigens entwickelter Interpolationsansatz verwendet, der es erlaubt, T_s ohne wesentlichen Informationsverlust bezüglich der Zeitvarianz des Kanals erheblich zu vergrößern. Das Verfahren wird im Folgenden erläutert.

Das am Empfänger erzeugte Signal ergibt sich aus der Superposition aller Mehrwegepfade, die am Empfänger ankommen (vgl. Abschnitt 5.1). Bei der Überlagerung der Pfade entsteht Interferenz, welche die Ursache für die schnellen Schwankungen (*Short-term Fading*) des Empfangssignals ist. Um diese schnellen zeitlichen Änderungen vollständig zu erfassen, muss das Empfangssignal mit T_s abgetastet werden.

Vor der Überlagerung der Signalbeiträge der einzelnen Pfade wird jeder Mehrwegepfad durch die Parameter Betrag der Amplitude, Phase, Zeitverzögerung und Doppler-Verschiebung charakterisiert. Bis auf die Phase unterliegen diese Parameter im Vergleich zum superponierten Signal wesentlich langsameren zeitlichen Änderungen. In der Regel zeigen sie über große Abschnitte der Simulationszeit

ein monotonen Verhalten und können daher mit einem wesentlich größeren Abtastintervall als T_s bestimmt werden. Anschließend kann die zeitliche Auflösung der Pfadparameter durch eine geeignete Interpolation auf den Wert T_s oder, wenn nötig, noch weiter erhöht werden.

Die tatsächliche Länge des notwendigen Abtastintervalls T'_s für die Pfadparameter hängt im Wesentlichen von der Straßenumgebung und von der Geschwindigkeit der Fahrzeuge (inkl. Sender und Empfänger) ab. Beide Faktoren beeinflussen die Lebensdauer relevanter Mehrwegepfade, was erhebliche Auswirkungen auf T'_s hat. Die Lebensdauer bezeichnet die Zeitspanne zwischen dem Auftreten und Verschwinden eines Pfades. T'_s sollte so gewählt sein, dass die Parameter der relevanten Pfade während ihrer Lebensdauer genügend oft abgetastet werden.

Die Berechnung der Pfadparameter im Kanalmodell erfolgt über die Simulation der Wellenausbreitung in einzelnen Momentaufnahmen des betrachteten Verkehrsszenarios. Der zeitliche Abstand der Momentaufnahmen ist dabei durch T'_s gegeben. Die Bestimmung der hierbei gewählten Werte für T'_s in den beiden untersuchten Verkehrsumgebungen *urbanes Gebiet* und *Autobahn* wird später erläutert. Um die benötigte Abtastzeit T_s für die korrekte Erfassung des Kanals zu erreichen, werden zunächst die mit T'_s abgetasteten Pfadparameter Betrag der Amplitude, Zeitverzögerung und Doppler-Verschiebung geeignet interpoliert. Hierbei wird die stückweise hermitesche Interpolation mit Polynomen dritten Grades angewendet (engl. *piecewise cubic hermite interpolating polynomial*, PCHIP) [Phi03]. Diese Art der Interpolation ist besonders geeignet für monoton verlaufende Kurven oder solche, die kaum Oszillationen zeigen. Der entscheidende Vorteil der hermiteschen Interpolation ist, dass die interpolierten Werte immer zwischen den Werten der angrenzenden Stützstellen liegen. Dadurch sind negative Werte für den Betrag der Amplitude, wie sie unter Umständen durch Oszillationen bei anderen Interpolationsverfahren hervorgerufen werden können, von vornherein ausgeschlossen.

Die Phase eines Pfades dreht sich naturgemäß sehr schnell mit der Zeit. Der größte Beitrag zur Phasendrehung ergibt sich dabei aus der Änderung der Laufzeit des Pfades zwischen zwei Abtastzeitpunkten (vgl. Abschnitt 5.1). Die Variation der Phase aufgrund von Phasenänderungen der Reflexions- und/oder Beugungskoeffizienten⁷ fällt hierbei vergleichsweise gering aus und wird daher bei den folgenden Betrachtungen vernachlässigt.

Der zeitliche Verlauf der Pfadphase verhält sich über weite Bereiche monoton, da alle Fahrzeuge (inkl. Sender und Empfänger) im Szenario ihre Geschwindigkeit und ihre Bewegungsrichtung vergleichsweise langsam variieren. Eine genaue Interpolation der Phase ist daher mit dem genannten Verfahren möglich. Voraussetzung hierfür ist, dass die Phase an den Stützstellen in absoluten Werten vorliegt. D.h. die zahlreichen Umläufe um 2π , welche die Pfadphase während der Laufzeit erfährt, müssen mit berücksichtigt werden.

⁷Die Phase der Streukoeffizienten ist per Definition über die Simulationszeit konstant (vgl. Abschnitt 4.3.4).

Durch die strahlenoptische Wellenausbreitungsmodellierung stehen diese so genannten „abgerollten“ Phasen (engl. *unwrapped phase*) für jeden Pfad zur Verfügung (vgl. Abschnitt 5.1).

Ein Problem, das sich bei der Interpolation der Pfadparameter ergibt, ist die Verfolgung der einzelnen Pfade über der Zeit. D.h. ein und derselbe Pfad muss in den einzelnen Momentaufnahmen der Kanalsimulation eindeutig erkennbar sein. Die Identifikation der Mehrwegepfade zu den Abtastzeitpunkten erfolgt durch die Ausnutzung der Tatsache, dass jeder Mehrwegepfad eindeutig durch die Kanten und Flächen, mit denen er interagiert und durch die Reihenfolge dieser Interaktionen gekennzeichnet ist. Treten an zwei aufeinander folgenden Abtastzeitpunkten zwei Pfade auf, welche mit denselben Kanten und Flächen in derselben Reihenfolge interagieren, so repräsentieren diese denselben Ausbreitungspfad. Durch die Überprüfung dieser Eigenschaften für jeden Pfad und zu allen Abtastzeitpunkten, kann der zeitliche Verlauf der Parameter aller Pfade eindeutig bestimmt werden.

Liegen die Parameter aller Pfade mit T'_s abgetastet vor, so wird deren zeitliche Auflösung durch die beschriebene Interpolation auf T_s oder, wenn nötig, noch weiter erhöht. Die anschließende Superposition der Pfadbeiträge ergibt die Übertragungsfunktion mit der im vorangehenden Abschnitt geforderten Abtastfrequenz f_s . Zur Bestimmung von T'_s ist es sinnvoll, einen Interpolationsfaktor F_{int} mittels

$$F_{\text{int}} = \frac{T'_s}{T_s} \quad (5.33)$$

zu definieren. Der Interpolationsfaktor wird durch das Verkehrsszenario, die Sichtbedingungen zwischen Sender und Empfänger und die Antennenpositionen beeinflusst. F_{int} ist unabhängig von der Geschwindigkeit der Fahrzeuge, da T'_s und T_s dieselbe Geschwindigkeitsabhängigkeit besitzen.

Die Bestimmung von F_{int} für die beiden in dieser Arbeit relevanten Umgebungen *urbanes Gebiet* und *Autobahn* erfolgt anhand von Vergleichen des Übertragungsfaktors $H^{\text{TP}}(t_i)$ für verschiedene F_{int} . Da der Übertragungsfaktor als Ausgangsgröße bei der Charakterisierung der Zeitvarianz des Kanals dient (vgl. Abschnitt 5.2.1), darf er durch die Interpolation nur in gewissen Grenzen beeinflusst werden. Der Betrag $|H^{\text{TP}}(t_i)|$ des komplexen Übertragungsfaktors wird jeweils für zehn Realisierungen eines urbanen und eines Autobahnverkehrsszenarios mit der Abtastzeit T_s direkt und ohne Interpolation bestimmt. Die hierbei verwendeten Verkehrsszenarien entsprechen denen aus dem vorangegangenen Abschnitt. Für beide Szenarien werden jeweils fünf LOS- und fünf NLOS-Situationen simuliert. Im Falle der NLOS-Situation befindet sich ein Lkw zwischen Sender und Empfänger.

Die aus den Kanalsimulationen resultierenden Zeitserien der Übertragungsfaktoren $|H^{\text{TP}}_{\text{ref}}(t_i)|$ mit der Abtastzeit T_s dienen als Referenz. Jede Zeitserie hat dabei eine Dauer von 5 s Echtzeit. Der Wert von T_s wird mittels (5.29) und (5.32) berechnet und ergibt sich für beide Verkehrsszenarien zu $T_s \approx 1/2700 \text{ Hz} \approx 0,37 \text{ ms}$. Die zugehörigen Zeitserien der Pfadparameter werden zunächst mit den Faktoren $F_{\text{int}} = 20, 40, 60, \dots, 200$ unterabgetastet, d.h. im Falle $F_{\text{int}} = 20$ wird lediglich jeder zwanzigste Abtastwert der originalen Zeitserie berücksichtigt.

Durch den beschriebenen Ansatz werden dann die so ermittelten unterabgetasteten Zeitserien mit den zugehörigen Interpolationsfaktoren F_{int} wieder auf die Abtastzeit T_s interpoliert. Hieraus ergeben sich die von F_{int} abhängigen interpolierten Übertragungsfaktoren $|H_{\text{int}}^{\text{TP}}(t_i, F_{\text{int}})|$.

Um ein Maß für die Güte der Interpolation festzulegen, wird folgender Interpolationsfehler definiert:

$$E_{\text{int}}(F_{\text{int}}) = \frac{\text{Std} \{ |H_{\text{ref}}^{\text{TP}}(t_i)|[\text{dB}] - |H_{\text{int}}^{\text{TP}}(t_i, F_{\text{int}})|[\text{dB}] \}}{\text{Std} \{ |H_{\text{ref}}^{\text{TP}}(t_i)|[\text{dB}] \}} \quad (5.34)$$

Die einzelnen Übertragungsfaktoren sind hierbei in dB angegeben. Der Operator $\text{Std}\{\cdot\}$ bestimmt die Standardabweichung des jeweiligen Arguments.⁸ Die Differenz im Zähler von (5.34) beschreibt den absoluten Fehler zwischen der Referenz $|H_{\text{ref}}^{\text{TP}}(t_i)|[\text{dB}]$ und dem interpolierten Übertragungsfaktor $|H_{\text{int}}^{\text{TP}}(t_i, F_{\text{int}})|[\text{dB}]$. Nach der Berechnung der Standardabweichung ergibt sich hieraus ein Maß für die Schwankungen des absoluten Fehlers. Die Auswirkung dieser Schwankungen auf die Zeitvarianz des Übertragungsfaktors hängt stark von dessen eigenen Fluktuationen der Amplitude ab. D.h. die zusätzlichen Amplitudenschwankungen, die durch die Interpolation hervorgerufen werden, beeinflussen das zeitliche Verhalten von Übertragungsfaktoren, die selbst vergleichsweise kleine eigenen Schwankungen aufweisen, wesentlich stärker. Als Kenngröße für die Amplitudenschwankungen des Übertragungsfaktors wird dessen Standardabweichung verwendet. Durch den Bezug des Zählers von (5.34) auf die Standardabweichung des Referenzübertragungsfaktors ergibt sich ein Maß für die Güte der Interpolation.

In Bild 5.2 ist der Interpolationsfehler E_{int} für die beiden untersuchten Verkehrsumgebungen dargestellt. Es wird zusätzlich zwischen der LOS- und NLOS-Bedingung unterschieden. Der Fehler ist dabei über die jeweiligen Realisierungen gemittelt. Es ist zu erkennen, dass der Interpolationsfehler mit F_{int} monoton ansteigt. Für beide Verkehrsumgebungen ergibt sich bei gleichen Sichtbedingungen ein ähnliches Verhalten der Fehlerkurven, wobei der Fehler im Autobahnscenario meist geringfügig kleiner ist. Wird die Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger in beiden Szenarien durch einen Lkw unterbrochen (NLOS-Fall), steigt der Interpolationsfehler an. Dies liegt daran, dass hierdurch die durchschnittliche Lebensdauer der Pfade absinkt.

Vergleiche der charakteristischen Kenngrößen der Zeitvarianz des interpolierten und des Referenzkanals (vgl. Abschnitt 5.2.1) haben gezeigt, dass bis zu einem Interpolationsfehler von etwa 0,4 keine nennenswerten Unterschiede dieser Größen auftreten. Da beide Verkehrsumgebungen ähnliche Fehlerkurven bei den verschiedenen Sichtbedingungen zeigen, wird lediglich zwischen der LOS-

⁸Es wird davon ausgegangen, dass das Argument die Realisierung eines stochastischen Prozesses ist.

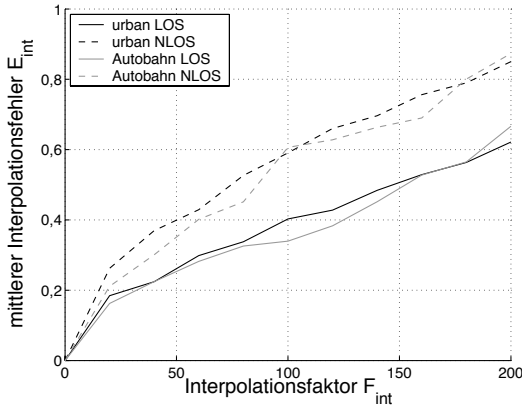


Bild 5.2: Interpolationsfehler für verschiedene Verkehrsszenarien und Sichtbedingungen

und NLOS-Situation unterschieden. Durch Ablesen der entsprechenden Werte von F_{int} in Bild 5.2 ergibt sich Tabelle 5.1. Die resultierenden Werte für T'_s sind mit $T_s = 0,37$ ms für den LOS-Fall durch $T'_s = 37$ ms und für den NLOS-Fall durch $T'_s = 18,5$ ms gegeben.

Tabelle 5.1: Maximal zulässiger Interpolationsfaktor F_{int} für verschiedene Verkehrsszenarien und Sichtbedingungen

Verkehrsszenario	LOS	NLOS
<i>urbanes Gebiet</i>	100	50
<i>Autobahn</i>	100	50

Zur Illustration der Abweichungen vom Referenzübertragungsfaktor durch die beschriebene Interpolation der Pfadparameter ist in Bild 5.3 beispielhaft $|H_{\text{ref}}^{\text{TP}}(t_i)|$ und $|H_{\text{int}}^{\text{TP}}(t_i, F_{\text{int}})|$ für eine der berechneten Realisierungen des urbanen NLOS-Szenarios und zwei verschiedene F_{int} dargestellt. Beide Graphen zeigen für denselben 100 ms langen Ausschnitt den Betrag der Übertragungsfaktoren. In Bild 5.3(a) wird der Interpolationsfaktor nach Tabelle 5.1 gewählt ($F_{\text{int}} = 50$). Zum Vergleich ist in Bild 5.3(b) das Resultat der Interpolation für einen doppelt so hohen Wert ($F_{\text{int}} = 100$) dargestellt. Der Vergleich zeigt, dass für $F_{\text{int}} = 50$ die Referenzkurve sehr gut durch die Interpolation wiedergegeben wird. Die einzelnen Zeitpunkte, zu denen die Interferenzmaxima und -minima auftreten, stimmen in beiden Signalen fast exakt überein. Dies bedeutet, dass speziell die Interpolation der Phasen der einzelnen Mehrwegpfade eine sehr gute Abschätzung der zugehörigen Referenzwerte liefert. Bei einem Wert von $F_{\text{int}} = 100$ ergeben sich teilweise größere Abweichun-

gen zwischen beiden Kurven. Ähnliche Verhältnisse wie in diesem Beispiel sind ebenfalls bei der Autobahnumgebung und unter LOS-Bedingung zu beobachten.

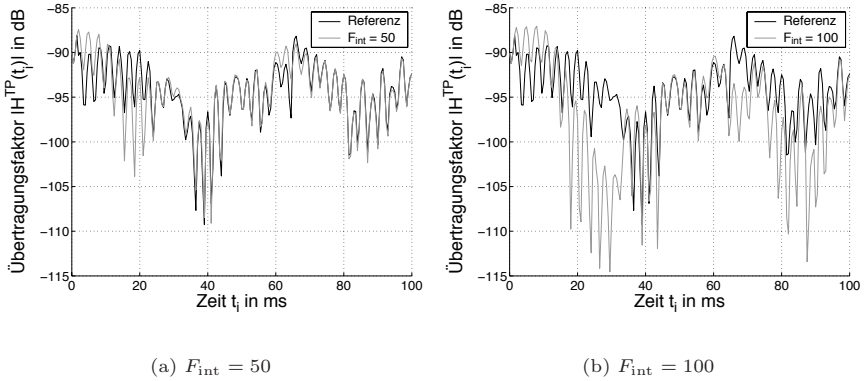


Bild 5.3: Vergleich des Betrags des Übertragungsfaktors $|H_{\text{ref}}^{\text{TP}}(t_i)|$ für urbanes NLOS-Szenario

Die Interpolationsfaktoren in Tabelle 5.1 sind für Sende- und Empfangsantennen, die auf dem Fahrzeugdach positioniert sind, bestimmt. Diese Position ist die relevante für die Untersuchungen in der vorliegenden Arbeit. Bei anderen Positionen kann F_{int} von diesen Werten abweichen. Die Ergebnisse dieses Abschnitts zeigen, dass durch den beschriebenen Interpolationsansatz die Simulationszeit auf bis zu 1/100 reduziert werden kann.

5.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde der Funkkanal als lineares System betrachtet, welches durch seine zeitvarianten Übertragungsfunktion bzw. Impulsantwort vollständig charakterisiert ist. Die Bestimmung dieser Systemfunktionen aus den Ergebnissen der Wellenausbreitungssimulation wurde kurz erläutert. Alle relevanten Kenngrößen und Kennfunktionen, die das Verhalten des Funkkanals bezüglich der Zeit und der Frequenz beschreiben, wurden daraus abgeleitet. Es erfolgte der Übergang von einer zeitkontinuierlichen Beschreibung des Systems zu einer zeitdiskreten Betrachtung des Kanals, wie sie durch das vorliegende Kanalmodell erforderlich ist. Die nach dem Nyquist-Shannon'schen Abtasttheorem hierfür notwendige Abtastfrequenz wurde für die beiden Verkersszenarien *urbanes Gebiet* und *Autobahn* durch eine geeignete Abschätzung der maximal zu berücksichtigenden Dopplerverschiebung bestimmt. Weiterhin wurden hierbei die Auswirkungen unterschiedlicher Antennenpositionen untersucht (siehe Anhang A.2). Die Ergebnisse zeigen,

dass die Antennenposition einen nicht unerheblichen Einfluss auf das Doppler-Verhalten des Kanals hat. Abschließend erfolgte die Vorstellung eines speziellen Interpolationsverfahrens, mit dessen Hilfe es möglich ist, die Simulationszeiten des Kanalmodells wesentlich zu reduzieren. Der Ansatz basiert auf der Interpolation der charakteristischen Parameter Betrag der Amplitude, Phase, Laufzeit und Doppler-Verschiebung der einzelnen Mehrwegepfade. Abhängig vom untersuchten Verkehrsszenario und den Sichtbedingungen zwischen Sender und Empfänger (LOS oder NLOS), ist hierbei ein Rechenzeitverkürzung um das bis zu 100-fache möglich.

Kapitel 6

Verifikation des Funkkanalmodells

Für die *Dedicated Short-Range Communications* (DSRC) sind in den USA bereits seit mehreren Jahren 75 MHz an Spektrum im 5 GHz-Band reserviert. Es wird erwartet, dass DSRC die Schlüsseltechnologie für zukünftige Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikationssysteme sein wird. Anfang 2004 hat die *Federal Communications Commission* (FCC) Richtlinien für den Betrieb und die Lizenzierung von DSRC-Systemen bestimmt [FCC04]. Die technologische Basis für DSRC bildet der IEEE *Wireless Local Area Network* Standard IEEE802.11a [ZR03]. Unter der Leitung der *American Society for Testing and Materials* (ASTM) und des *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) wird zur Zeit auf Grundlage von IEEE802.11a der für die Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation angepasste Standard IEEE802.11p (*Wireless Access in Vehicular Environments*, WAVE) entwickelt [ASTM05], [DSRC05]. Die physikalische Schicht von IEEE802.11p entspricht dabei weitestgehend der von IEEE802.11a.

Das in dieser Arbeit beschriebene Kanalmodell wird anhand von Kanalmessungen im 5 GHz-Band verifiziert. Es kann daher direkt zur Untersuchung der Leistungsfähigkeit von IEEE802.11a bzw. IEEE802.11p für die Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation eingesetzt werden (vgl. Kapitel 7). Das verwendete Messsystem und der zugehörige Aufbau wird im folgenden Abschnitt erläutert. Der Vergleich der Messungen mit den Ergebnissen der Kanalsimulationen erfolgt anschließend. Es werden hierbei verschiedene Verkehrsszenarien in einem urbanen Gebiet und auf einer Autobahn untersucht.

6.1 Aufbau des Messsystems

Ziel der Kanalmessungen ist die Bestimmung der realen Übertragungsfunktion bzw. Impulsantwort des Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkanals. Mit den Gleichungen aus Abschnitt 5.2 können hieraus die zugehörigen charakteristischen Kenngrößen und Kennfunktionen des Kanals berechnet werden. Durch den Vergleich dieser Größen mit simulierten Kanälen erfolgt die Verifikation des Modells.

Für die Kanalmessungen wurden zwei Pkws (Vans) mit speziellen Messgeräten ausgerüstet, wobei sich in einem der Fahrzeuge der Sender und im anderen der Empfänger befand. Bild 6.1 zeigt den jeweiligen Messaufbau in den beiden Fahrzeugen. Als Messsystem wurde der RUSK ATM *Vector Channel Sounder* der

Firma MEDAV eingesetzt [MED05], [THR⁺01], [THR⁺00]. Für Sender und Empfänger dienten jeweils zwei handelsübliche Autobatterien als Spannungsquellen.



(a) Sender

(b) Empfänger

Bild 6.1: Messaufbau im Sender- und Empfängerfahrzeug

Der Signalgenerator in Bild 6.1(a) erzeugt ein Sendesignal mit der Messbandbreite $B_M = 120$ MHz bei einer Mittenfrequenz von $f_{HF} = 5,2$ GHz. Es handelt sich hierbei um ein Multiträgersignal, bei dem über die gesamte Bandbreite eine gewisse Anzahl von harmonischen Schwingungen mit einem bestimmten Frequenzabstand Δf zunächst digital erzeugt werden. Alle Schwingungen haben dabei denselben Betrag der Amplitude. Die Bestimmung der zugehörigen Phasen erfolgt nach dem Ansatz von Neumann [Boy86]. Dieses Verfahren minimiert den *Crest*-Faktor des Sendesignals, wodurch eine bessere Ausnutzung des Dynamikbereichs des anschließenden Digital-Analog- (D/A-) Wandlers erfolgt. Weiterhin werden nichtlineare Effekte im Sendeverstärker verringert. Der *Crest*-Faktor ist definiert als das Verhältnis zwischen dem Maximal- und dem RMS-Wert¹ der Spannung eines Signals. Die mittlere Leistung des analogen Sendesignals nach dem Sendeverstärker beträgt 33 dBm.

Im Zeitbereich ist das Sendesignal durch einen periodischen Verlauf gekennzeichnet. Die Länge der zugehörigen Periode T_P ergibt sich aus $T_P = 1/\Delta f$. Sie begrenzt die maximal zulässige Verzögerungszeit τ_n relevanter Mehrwegepfade im zu messenden Funkkanal. τ_n muss hierbei kleiner als T_P sein, da sonst die Verzögerung nicht richtig erfasst wird. Das Messsystem erlaubt für T_P mehrere fest vorgegebene Werte, die von $0,8 \mu\text{s}$ bis $25,6 \mu\text{s}$ reichen. Im vorliegenden Fall wird $T_P = 3,2 \mu\text{s}$ gewählt. Testmessungen mit verschiedenen Einstellungen haben

¹RMS: *Root Mean Square*

zeigt, dass dieser Wert ausreichend ist. Der Trägerabstand ergibt sich hiermit zu $\Delta f = 1/(3,2 \mu\text{s}) = 312,5 \text{ kHz}$.

Das empfangene Signal wird zunächst im HF-Empfänger von $f_{\text{HF}} = 5,2 \text{ GHz}$ auf die Zwischenfrequenz $f_{\text{ZF}} = 80 \text{ MHz}$ umgesetzt. Die absolute Empfindlichkeit des HF-Empfängers beträgt dabei ca. -88 dBm . Das resultierende reelle Zwischenfrequenzsignal wird in der digitalen Empfangseinheit mit einer Frequenz von $f_{\text{s,ZF}} = 320 \text{ MHz}$ abgetastet und mit 8 Bit analog-digital (A/D) gewandelt. Die *Automatic Gain Control* (AGC) im HF-Empfänger regelt dabei die Leistung des Zwischenfrequenzsignals so, dass der A/D-Wandler optimal angesteuert wird. Der Regelbereich der AGC beträgt 51 dB .

Mittels der *Fast Fourier Transform* (FFT) erfolgt der Übergang in den Frequenzbereich. Für das gewählte T_{P} , beträgt die FFT-Länge 1024. Zeitlich gesehen, entspricht dies einer Signallänge von genau $3,2 \mu\text{s}$. Das anschließende Korrelationsfilter liefert die komplexe Einseitenband-Übertragungsfunktion $H_{\text{M}}(f, t)$ des Kanals. Der hierbei entstehende Korrelationsgewinn an Signal-zu-Rausch-Verhältnis (engl. *signal-to-noise ratio*, *SNR*) beträgt für den gewählten Sendesignalmodus ca. 29 dB . Vorgegeben durch die Abtastfrequenz $f_{\text{s,ZF}}$ und die Messbandbreite B_{M} , besteht $H_{\text{M}}(f, t)$ im Frequenzbereich aus 385 Abtastwerten, deren Abstand durch Δf gegeben ist. Die komplexe Einseitenband-Übertragungsfunktion $H_{\text{M}}(f, t)$ dient als Ausgabegröße des Messsystems.

Das Messsystem bietet die Möglichkeit $H_{\text{M}}(f, t)$ über einen längeren Zeitraum mit einem festen Abtastintervall T_{s} aufzunehmen. Der zu wählende Wert von T_{s} wird, wie in Abschnitt 5.3 beschrieben, durch die Zeitvarianz des Kanals bestimmt. Systembedingt kann T_{s} nur als ein Vielfaches von $1,024 \text{ ms}$ gewählt werden, wobei die untere Grenze durch $1,024 \text{ ms}$ gegeben ist.

Während der Messung müssen Sender und Empfänger synchron arbeiten. Daher besitzen beide jeweils ein hochstabiles Rubidium-Normal, das als Referenzoszillator dient. Die Normale werden vor jeder Messung synchronisiert. Weiterhin erfolgt vor jeder Messung eine Kalibration des *Channel Sounders*. Hierzu wird die Übertragungsfunktion des reinen Messsystems (ohne Funkkanal) gemessen und in der digitalen Empfangseinheit gespeichert. Diese Systemübertragungsfunktion bestimmt zusammen mit dem bekannten Sendesignal die Form des oben genannten Korrelationsfilters. Nach dem Korrelationsfilter liegt die reine Kanalübertragungsfunktion $H_{\text{M}}(f, t)$ vor. $H_{\text{M}}(f, t)$ enthält dabei die Übertragungsfunktion des Kanals und der verwendeten Messantennen.

Als Sende- und Empfangsantennen wurden baugleiche $\lambda/4$ -Monopole mit vertikaler Polarisation verwendet. Mit einer speziellen Halterung sind beide ca. 25 cm zentral über dem Autodach angebracht worden. Der Gewinn der Antennen beträgt ca. $3,6 \text{ dBi}$. Die zugehörige gemessene Richtcharakteristik ist in Anhang A.5 dargestellt.

Aus der Messbandbreite $B_{\text{M}} = 120 \text{ MHz}$ des Systems kann die Auflösung τ_{res} einzelner Mehrwegpfade im Verzögerungszeitbereich τ mit $\tau_{\text{res}} \approx 1/B_{\text{M}} \approx 8,3 \text{ ns}$ abgeschätzt werden. D.h. zwei Pfade, deren Laufzeitunterschied kleiner ist als τ_{res} , können nicht mehr aufgelöst werden. Solche Pfade interferieren miteinander und er-

zeugen in ihrem Verzögerungsbereich einen schnellen Schwund. Der zur Auflösung notwendige Pfadlängenunterschied ergibt sich zu: $L_{\text{res}} = c_0 \tau_{\text{res}} \approx 2,5 \text{ m}$.

6.2 Vergleich von Messung und Simulation

Die Verifikation des Kanalmodells erfolgt in zwei Schritten. Zunächst liegt der Fokus auf der Überprüfung der Genauigkeit des implementierten strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells. Hierfür wurde der Funkkanal in einer typischen urbanen Straßenumgebung gemessen. Der anschließende Vergleich von Messung und Simulation beschränkt sich dabei nicht nur auf die Auswertung statistischer Kanalkenngrößen und -Funktionen. Es wird zusätzlich das absolute Verhalten des gemessenen Kanals mit dem simulierten verglichen (z.B. Verlauf der mittleren Funkfelddämpfung). In einem weiteren Schritt wird das Gesamtmodell anhand von verschiedenen Kanalmessungen in einem charakteristischen Autobahnverkehrsszenario verifiziert. Die Vergleiche zwischen Messung und Simulation erfolgen dabei maßgeblich auf der Basis statistischer Kanalkenngrößen und -Funktionen. Weiterhin wird der Einfluss der Fahrbahn und der Streupfade an Bäumen genauer betrachtet. Im Folgenden sind die einzelnen Verifikationsschritte ausführlich beschrieben.

6.2.1 Urbanes Szenario

Die urbanen Messungen sind im Stadtgebiet von Karlsruhe durchgeführt worden. Das Sende- und das Empfängerfahrzeug befanden sich dabei in fest definierten Verkehrsszenarien. Diese Szenarien wurden für die Simulation möglichst exakt nachgebildet, um später eine genaue Aussage über die Güte des strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells machen zu können. D.h. in diesem Teil der Verifikation erfolgt die Umgebungsmodellierung nicht stochastisch, wie in Kapitel 3 beschrieben, sondern rein deterministisch anhand des realen Szenarios. Weiterhin wurde während der Messungen lediglich das Empfängerfahrzeug bewegt. Der Sender blieb stationär an fest definierten Punkten. Andere bewegte Fahrzeuge waren im Messszenario ebenfalls nicht vorhanden.

In Bild 6.2 ist das implementierte dreidimensionale Modell des Messszenarios dargestellt. Die einzelnen Gebäudemodelle sind einer vorhandenen Vektordatenbank der Stadt Karlsruhe entnommen, die auf realen Grundrissdaten basiert. Es ist gut zu erkennen, dass die meisten Gebäude durch ein quaderförmiges Modell, wie es für die stochastische Umgebungsmodellierung genutzt wird, beschrieben werden können (vgl. Bild 3.5). Als Material wird einheitlich Beton angenommen (vgl. Anhang A.3). Der Typ, die Position und die grobe Ausrichtung aller parkenden Fahrzeuge in der Umgebung wurden vor der Messung erfasst und in das Modell eingegeben. Es kommen hierbei die im Kanalmodell verwendeten und in Bild 2.4 dargestellten Fahrzeugmodelle zum Einsatz. Die relevanten Verkehrsschilder werden als PEC-Metallplatte modelliert (vgl. Bild 3.4). In einem Bereich des

Szenarios befand sich zur Zeit der Messung eine Baustelle. Die hier vorhandenen Metallcontainer werden als Quader beschrieben.

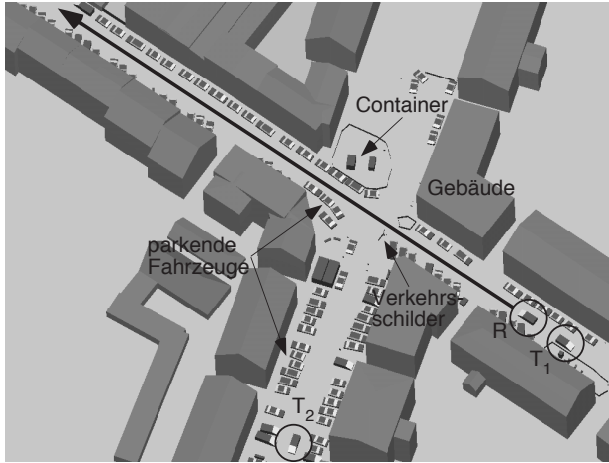


Bild 6.2: Modell des urbanen Messszenarios in der Stadt Karlsruhe

Es wurden Kanalmessungen für zwei unterschiedliche Positionen des Senderfahrzeugs durchgeführt. In Bild 6.2 sind diese mit T_1 und T_2 bezeichnet. Das Empfängerfahrzeug R bewegte sich bei beiden Messungen in Pfeilrichtung entlang der eingezeichneten Linie. Die Messstrecke betrug ca. 140 m. Für die Senderposition T_1 herrschte immer Sichtverbindung (LOS) zwischen Sender und Empfänger. Der Abstand zwischen Sender und Empfänger zu Beginn der Messstrecke war 12 m. Bei der Position T_2 änderten sich die Sichtbedingungen zwischen NLOS und LOS. Während beider Messungen betrug die Geschwindigkeit v^R des Empfängers ca. 10 km/h, was bei der gegebenen Fahrtstrecke eine Messdauer von etwa 50 s zur Folge hatte. Da sich neben dem Empfänger keine weiteren bewegten Fahrzeuge im Messszenario befanden, kann der zugehörige Betrag der maximal auftretenden Doppler-Verschiebung $f_{D,\max}^R$ mittels (5.30) abgeschätzt werden: $f_{D,\max}^R \approx 48$ Hz. Um Schwankungen von v^R bzw. $f_{D,\max}^R$ während der Messung zu berücksichtigen, wurde das Abtastintervall T_s der Übertragungsfunktion $H_M(f, t)$ zu $T_s = 5 \cdot 1,024$ ms = 5,12 ms gewählt. Mit (5.29) ergibt sich hieraus der Betrag der maximal zulässigen Doppler-Verschiebung $f_{D,\max}$ eines relevanten Mehrwegepfadens zu $f_{D,\max} \approx 98$ Hz. Der Vergleich mit $f_{D,\max}^R$ zeigt, dass genügend Reserve vorhanden war.

Für die Simulation wurde T_s ebenfalls zu 5,12 ms gesetzt. Die Bewegung des Empfängers erfolgte geradlinig mit einer Geschwindigkeit von exakt 10 km/h. Wie bei der Messung waren die Antennen 25 cm über der Mitte des

Autodachs positioniert. Es wurden ebenfalls $\lambda/4$ -Monopole verwendet, wobei die Richtcharakteristik der Messung aus Anhang A.5 entspricht.

Die Ergebnisse von Messung und Simulation werden im Folgenden anhand einer schmalbandigen und einer breitbandigen Analyse des Kanals verglichen (vgl. Abschnitt 5.2). Erstere beschreibt im Wesentlichen das zeitvariante Verhalten der Funkfelddämpfung. Die breitbandige Analyse liefert hingegen Informationen über die Frequenzselektivität des Kanals.

6.2.1.1 Schmalbandige Analyse

Der Übertragungsfaktor $H(f_0, t) = H^{\text{TP}}(t)$ des Kanals bei der Mittenfrequenz $f_0 = f_{\text{HF}} = 5,2 \text{ GHz}$ bildet die Grundlage für die schmalbandige Analyse von Messung und Simulation. $H_{\text{M}}^{\text{TP}}(t)$ bezeichnet dabei den gemessenen und $H_{\text{S}}^{\text{TP}}(t)$ den simulierten Übertragungsfaktor.

Zunächst wird die mittlere Funkfelddämpfung $D_{\text{F}}(t)$ des Kanals betrachtet. Sie wird durch

$$D_{\text{F}}(t) = \frac{1}{l(t)} \quad (6.1)$$

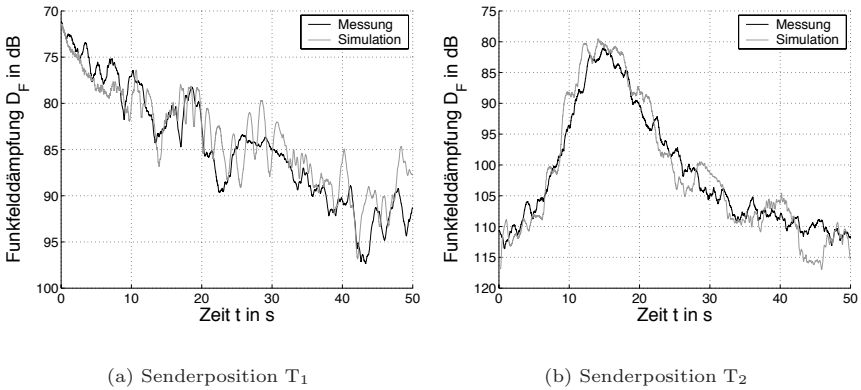
bestimmt, wobei $l(t)$ den Anteil des langsamen Schwundes des Übertragungsfaktors bezeichnet. Dieser lässt sich mittels (5.13) jeweils für $H_{\text{M}}^{\text{TP}}(t)$ und $H_{\text{S}}^{\text{TP}}(t)$ berechnen. Es wird hierbei über eine Strecke von 40λ gemittelt (vgl. Abschnitt 5.2.1.1).

In Bild 6.3 sind die gemessene und simulierte Funkfelddämpfung in dB für beide Senderpositionen dargestellt. Bei Position T_1 (Bild 6.3(a)) nimmt die mittlere Funkfelddämpfung mit der Messzeit zu, da sich der Empfänger immer weiter vom Sender wegbewegt. Die Messung und die Simulation zeigen hierbei das gleiche Verhalten. Der Verlauf der Messkurve wird durch die Simulation sehr gut nachgebildet. Die geringfügigen Oszillationen der Simulation im Bereich zwischen 20s und 30s werden durch einen starken Mehrwegepfad verursacht, der in der Messung nicht auftritt.

Bild 6.3(b) zeigt die gemessene und simulierte Funkfelddämpfung für Senderposition T_2 . An den hohen Werten von $D_{\text{F}}(t)$ im Anfangsbereich der Messstrecke ist gut zu erkennen, dass zunächst NLOS herrscht. Sobald R in den Sichtbereich von T_2 gelangt (vgl. Bild 6.2), wird $D_{\text{F}}(t)$ deutlich kleiner. Anschließend fährt R wieder in einen NLOS-Bereich, was durch die hohen Dämpfungswerte deutlich wird. Sowohl im NLOS-Bereich als auch im LOS-Bereich folgt die simulierte Kurve sehr gut der Messung.

Wie bei einer Vielzahl von unterschiedlichen Mobilfunkkanälen ist $D_{\text{F}}(t)$ für beide gemessenen Szenarien log-normal verteilt [Lee82]. Dies wird ebenfalls durch die Simulation bestätigt.

Ein Maß für die Güte der Simulation ist der Fehler zwischen den dB-Werten der gemessenen Funkfelddämpfung $D_{\text{F}}^{\text{M}}(t)[\text{dB}]$ und der simulierten Funkfelddämpfung $D_{\text{F}}^{\text{S}}(t)[\text{dB}]$. Hierzu wird die Differenz $E_{\text{sim}}(t) = D_{\text{F}}^{\text{M}}(t)[\text{dB}] - D_{\text{F}}^{\text{S}}(t)[\text{dB}]$ gebildet. Entscheidend für die Bewertung ist der zugehörige mittlere Fehler μ_{E} und

Bild 6.3: Vergleich der Funkfelddämpfung $D_F(t)$

dessen Standardabweichung σ_E . Vor allem σ_E , welches die Schwankung des Fehlers beschreibt, gibt Aufschluss über die Güte der Simulation. In der Regel liegt σ_E für strahlenoptische Wellenausbreitungsmodelle etwa zwischen 3 dB und 9 dB [HWL99], [Did00], [RWH02], [RG02]. Der mittlere Fehler μ_E ist hierbei meist wesentlich kleiner. μ_E und σ_E sind für die beiden Senderpositionen T₁ und T₂ in Tabelle 6.1 aufgelistet. Die niedrigen Werte von μ_E und σ_E für beide Messszenarien spiegeln die hohe Qualität des implementierten Wellenausbreitungsmodells wider.

Tabelle 6.1: Mittelwert μ_E und Standardabweichung σ_E des Fehlers $E_{\text{sim}}(t)$ in dB

Senderposition	μ_E	σ_E
T ₁	0,8	2,8
T ₂	0,3	2,9

Bei der Messung für den Senderstandort T₁ entfernt sich der Empfänger radial vom Sender. Die gefahrene Strecke entspricht daher direkt einer Abstandsänderung zwischen T₁ und R. Der Abstand beträgt 12 m zu Beginn und etwa 152 m am Ende der Messstrecke. Für diesen Abstandsbereich ist in Bild 6.4(a) neben der gemessenen Funkfelddämpfung D_F^M die sich ergebende Freiraumdämpfung D_{F0} eingezeichnet. Die Freiraumdämpfung berücksichtigt nur den direkten Ausbreitungspfad zwischen Sender und Empfänger [GW98]. Es ist zu erkennen, dass die gemessene Dämpfung in den meisten Fällen etwas niedriger ist als D_{F0} .

Der Grund hierfür liegt in den zahlreichen starken Mehrwegepfaden, die im Wesentlichen durch Reflexionen am Boden und an den Häuserwänden verursacht werden (vgl. Bild 6.2).

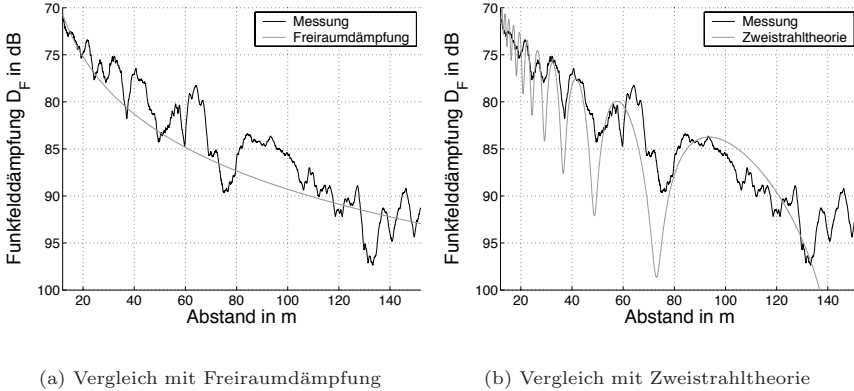


Bild 6.4: Vergleich von D_F^M für Senderposition T_1 mit Freiraumdämpfung und Zweistrahtheorie

Ein sehr einfaches Ausbreitungsmodell ist die so genannte Zweistrahtheorie [GW98]. Bei ihr wird davon ausgegangen, dass neben dem direkten nur noch der boden-reflektierte Pfad für die Wellenausbreitung relevant ist. In Bild 6.4(b) wird die gemessene Funkfelddämpfung mit der sich aus der Zweistrahtheorie ergebenden Dämpfung verglichen. Für die Bodenreflexion in der Zweistrahtheorie werden die Materialparameter von Beton angesetzt. Die zugehörige Kurve in Bild 6.4(b) zeigt den typischen Verlauf mit sich abwechselnden Interferenzmaxima (niedrige Dämpfung) und -minima (hohe Dämpfung). Dieses Interferenzmuster spiegelt sich ebenfalls in der Messkurve wider, wobei die Minima weniger stark ausgeprägt sind. Die entsprechenden Maxima werden ab etwa 20 m Abstand sehr gut durch die Zweistrahtheorie beschrieben. Bei kleineren Abständen existiert die Bodenreflexion in der Messung nicht, da sie durch die Messfahrzeuge abgeschattet wird. Der Vergleich macht deutlich, dass der bodenreflektierte Pfad eine entscheidende Rolle bei der Wellenausbreitung zwischen Fahrzeugen spielt [Sch98]. Verantwortlich für die Abweichungen zwischen beiden Kurven sind die in der Realität auftretenden zahlreichen zusätzlichen starken Mehrwegepfade.

Für Systemuntersuchungen ist das Verhalten des schnellen Schwundes von großer Bedeutung, wobei vor allem dessen statistische Eigenschaften interessieren. Eine charakteristische Funktion ist hierbei die kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung (CDF). Sie wird mittels (5.15) für den gemessenen und simulierten schnellen Schwund berechnet. In Bild 6.5 sind die Ergebnisse für beide Senderpositionen

dargestellt. Die einzelnen Kurven geben die Wahrscheinlichkeit an, mit welcher die Amplitude des schnellen Schwundes unterhalb der an der x-Achse aufgetragenen Werte liegt. Der Vergleich zwischen Messung und Simulation zeigt eine sehr gute Übereinstimmung für beide Senderpositionen. Bei T_1 ist die absolute Abweichung stets kleiner als 3,8 %. Dieser Wert ergibt sich bei einer Amplitude von -4 dB. Für die zweite Senderposition ist der maximale Fehler 5 %. Er tritt bei der Amplitude 0 dB auf.

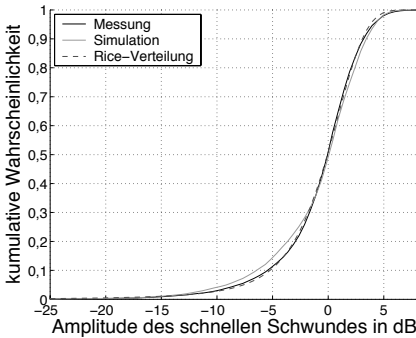
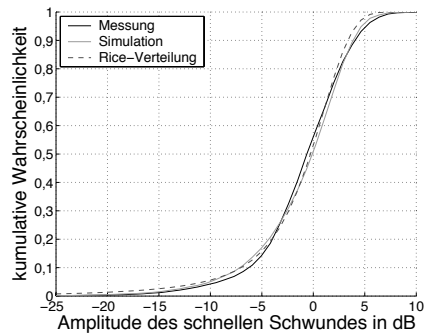
(a) Senderposition T_1 (b) Senderposition T_2

Bild 6.5: Vergleich der gemessenen und simulierten kumulativen Wahrscheinlichkeitsverteilungen des schnellen Schwundes

Eine gängige analytische Funktion zur Beschreibung der CDF des schnellen Schwundes ist die Rice-Verteilung [Pro01]. Sie ist besonders geeignet, um den schnellen Schwund von Funkkanälen mit einem dominanten Mehrwegepfad (meist der direkte Pfad) zu beschreiben. Durch eine Parameteroptimierung wird die Rice-Verteilung an die beiden Messungen angepasst. Die sich ergebenden Kurven sind ebenfalls in Bild 6.5(a) und Bild 6.5(b) eingezeichnet. Da für die Senderposition T_1 stets der direkte Pfad vorhanden ist, lässt sich die zugehörige CDF sehr gut durch eine Rice-Verteilung beschreiben. Bei Senderposition T_2 herrscht über einen großen Teil der Messung NLOS-Bedingung. Dadurch ergibt sich eine schlechtere Anpassung der Rice-Verteilung als bei der Messung für T_1 . Der charakteristische Parameter der Rice-Verteilung ist der K-Faktor [Pro01]. Für die beiden Messungen ergeben sich die K-Faktoren zu: $K_1 \approx 7,4$ dB und $K_2 \approx 6$ dB.

Neben der CDF ist die Pegelunterschreitungsrate (LCR) eine wichtige Kennfunktion des schnellen Schwundes (vgl. Abschnitt 5.2.1.1). Sie wird anhand von (5.16) berechnet. In Bild 6.6 ist die LCR für die beiden Senderpositionen dargestellt.

Die LCR gibt an, wie oft pro Sekunde die Amplitude des schnellen Schwundes unter den an der x-Achse aufgetragenen Wert fällt.

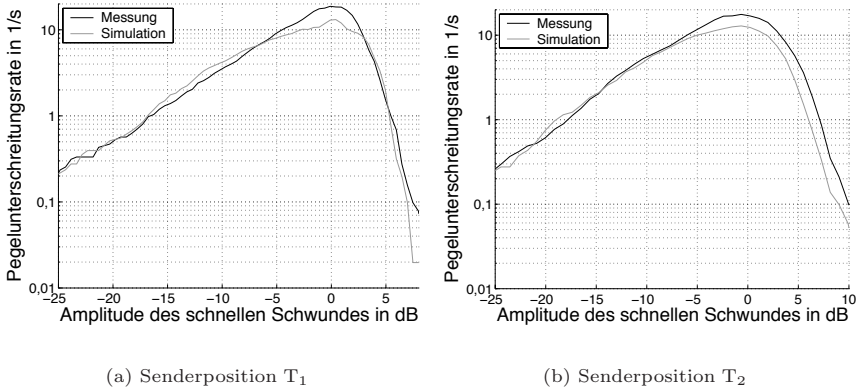


Bild 6.6: Vergleich der gemessenen und simulierten Pegelunterschreitungen des schnellen Schwundes

Bei der Senderposition T₁ (Bild 6.6(a)) wird die gemessene LCR im Bereich zwischen -5 dB und 2 dB durch die Simulation etwas unterschätzt. Für alle übrigen Amplitudenwerte ergibt sich eine gute Übereinstimmung. Die simulierte LCR für T₂ ist im Vergleich zur Messung ebenfalls oberhalb -5 dB etwas zu niedrig. Im restlichen Bereich wird die Messung durch die Simulation jedoch sehr gut wiedergegeben.

Die Zeitvarianz des Kanals wird durch das zugehörige Doppler-Verhalten bestimmt. Da Letzteres ebenfalls zeitlichen Schwankungen unterliegt, erfolgt der Vergleich zwischen Messung und Simulation anhand des Spektrogramms des Kanals. Das Spektrogramm gibt das momentane Doppler-Spektrum in Abhängigkeit der Messzeit wieder.

Für Systemuntersuchungen ist vor allem das Doppler-Verhalten des schnellen Schwundes von Bedeutung. Zur Berechnung des zugehörigen Spektrogramms wird zunächst der komplexe schnelle Schwundanteil $s_c(t)$ des Übertragungsfaktors $H^{\text{TP}}(t)$ mittels

$$s_c(t) = \frac{H^{\text{TP}}(t)}{l(t)} \quad (6.2)$$

berechnet. Das Spektrogramm bzw. das momentane zeitabhängige Doppler-Spektrum $S(f_D, t)$ ergibt sich hiermit zu:

$$S(f_D, t) = \left| \int_{t - \frac{T_w}{2}}^{t + \frac{T_w}{2}} s_c(\xi) e^{-j2\pi f_D \xi} d\xi \right|^2 \quad (6.3)$$

Das Integral führt dabei die zeitabhängige Fourier-Transformation im Bereich eines Fensters mit der Länge T_w aus. Dieses Fenster wird kontinuierlich entlang des gesamten Signals $l_c(t)$ verschoben, wodurch das zeitabhängige Doppler-Spektrum entsteht. Die Auflösung f_D^{res} im Doppler-Frequenzbereich kann direkt aus T_w mittels $f_D^{\text{res}} \approx 1/T_w$ abgeschätzt werden. Für den zeitdiskreten Fall, wie er durch Messung und Simulation gegeben ist, wird die kontinuierliche Fourier-Transformation durch die diskrete Fourier-Transformation (DFT) ersetzt [KK98]. Das im vorliegenden Fall verwendete Abtastintervall von $T_s = 5,12$ ms führt zu einer maximal erfassbaren Doppler-Verschiebung von $f_{D,\text{max}} \approx 98$ Hz. Die Fensterbreite wird unter Berücksichtigung von T_s zu $T_w = 196 \cdot T_s \approx 1$ s gesetzt, woraus sich eine Auflösung f_D^{res} von etwa 1 Hz ergibt.

Bild 6.7 zeigt die Spektrogramme von Messung und Simulation für die Senderposition T_1 . Die verschiedenen Grauwerte geben die normierte Leistung P_0 in dB an, wobei die Normierung anhand der Maximalleistung des gesamten Spektrogramms erfolgt. Beide Bilder zeigen deutlich das zeitveränderliche Verhalten des Doppler-Spektrums. Die einzelnen ausgeprägten Linien spiegeln dabei die sich verändernde Doppler-Verschiebung der zugehörigen Mehrwegepfade wider. Der starke Beitrag zwischen -40 Hz und -50 Hz in Bild 6.7(a) wird durch den direkten Ausbreitungspfad hervorgerufen. Leichte Schwankungen in der Empfängergeschwindigkeit v^R verursachen die Variation der zugehörigen Doppler-Verschiebung. Bei der Simulation (Bild 6.7(b)) treten diese Schwankungen nicht auf, da v^R konstant ist.

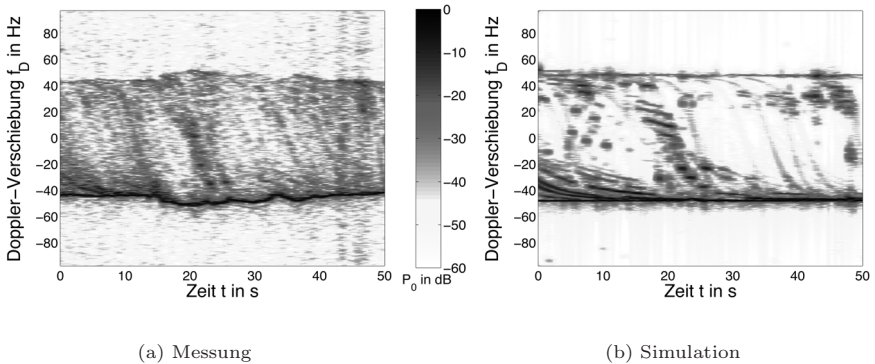


Bild 6.7: Gemessenes und simuliertes Spektrogramm für Senderposition T_1

Die wesentlichen Leistungsbeiträge zum Doppler-Spektrum konzentrieren sich auf den durch v^R und das zugehörige $f_{D,\text{max}}$ begrenzten Bereich $[-f_{D,\text{max}}, +f_{D,\text{max}}]$. Beiträge außerhalb werden im Wesentlichen durch thermisches Rauschen (nur bei der Messung) und die in (6.3) angewandte Fensterung von $l_c(t)$ hervorgerufen. Um letzteren Effekt zu reduzieren, kommt bei der Berechnung der

Spektrogramme mittels (6.3) ein Hamming-Fenster zum Einsatz [Har78]. Dessen Nebenkeulenniveau liegt bei ca. -43 dB.

Der Vergleich des gemessenen mit dem simulierten Spektrogramm zeigt eine gute Übereinstimmung. Die verschiedenen markanten Beiträge zum momentanen Doppler-Spektrum am Anfang der Messung, bei $t \approx 23$ s und $t \approx 47$ s werden durch die Simulation wiedergegeben. Bei $t \approx 23$ s befindet sich der Empfänger am Ausgang einer Straßenkreuzung in dem zahlreiche parkende Fahrzeuge und einige Container stehen (siehe Bild 6.2). In deren Umgebung entstehen Mehrwegepfade, die aus allen Richtungen im Azimut auf R einfallen. Hieraus resultieren relevante Pfade mit Doppler-Verschiebungen zwischen $-f_{D,\max}$ und $+f_{D,\max}$. Dieser Effekt ist sowohl bei der Messung als auch bei der Simulation deutlich zu erkennen. Die wellenförmigen Strukturen in beiden Spektrogrammen werden weitestgehend durch Reflexionen bzw. Beugungen an parkenden Fahrzeugen verursacht, an denen der Empfänger vorbeifährt.

In Bild 6.8 ist das gemessene und simulierte Spektrogramm für Senderposition T_2 dargestellt. In der Straßenschlucht, entlang derer sich R bewegt, fallen die meisten Mehrwegepfade zu Beginn der Messung von vorne (entgegen der Bewegungsrichtung) auf den Empfänger ein. Hierbei entstehen hohe positive Doppler-Verschiebungen, was durch Bild 6.8(a) und Bild 6.8(b) bestätigt wird. Im Bereich der Straßenkreuzung wechseln die Doppler-Beiträge ihr Vorzeichen, da die Fahrtrichtung von R hier tangential zu T_2 ist. Ab $t \approx 27$ s treffen die Pfade vorzugsweise von hinten (entlang der Bewegungsrichtung) auf den Empfänger, wodurch die hohe negative Doppler-Verschiebung des Empfangssignal erzeugt wird.

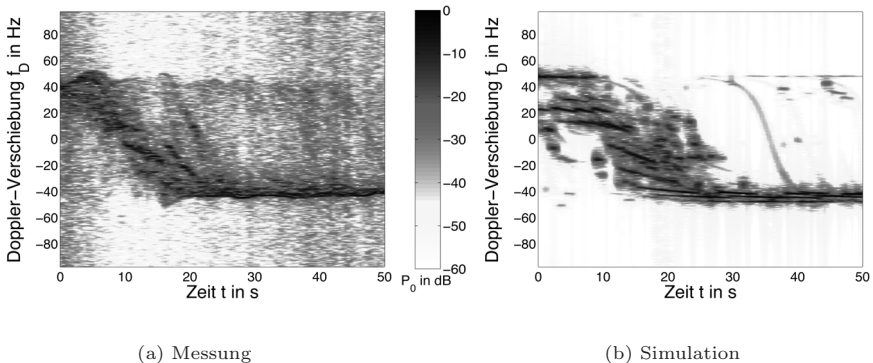


Bild 6.8: Gemessenes und simuliertes Spektrogramm für Senderposition T_2

Bei der Messung in Bild 6.8(a) treten Beiträge zum Doppler-Spektrum außerhalb des Bereiches $[-f_{D,\max}, +f_{D,\max}]$ vor allem bei NLOS-Bedingung auf. Diese Leistungsanteile werden maßgeblich durch thermisches Rauschen im Messempfänger

verursacht, da im NLOS-Fall das Signal-zu-Rausch-Verhältnis geringer ist als bei LOS-Bedingung.

Ausgehend vom Spektrogramm, können die momentanen Werte für die mittlere Doppler-Verschiebung $\overline{f_D}$ und die Doppler-Verbreiterung σ_{f_D} anhand von (5.21) berechnet werden. Hieraus ergeben sich die entsprechenden zeitabhängigen Größen $\overline{f_D}(t)$ und $\sigma_{f_D}(t)$. In Tabelle 6.2 sind die über die gesamte Messzeit t gemittelten Werte von $\overline{f_D}(t)$ und $\sigma_{f_D}(t)$ für die Senderpositionen T_1 und T_2 aufgelistet. Bei der Berechnung der Werte wird nur der Doppler-Frequenzbereich zwischen -50 Hz und +50 Hz berücksichtigt, um den unerwünschten Einfluss des thermischen Rauschens beim gemessenen Signal zu verringern. Weiterhin werden, vorgegeben durch die Hamming-Fensterfunktion, lediglich Leistungsbeiträge bis zu einer relativen Leistung von -43 dB bezüglich des Maximums mit einbezogen.

Tabelle 6.2: Gemessene und simulierte Mittelwerte für die momentane mittlere Doppler-Verschiebung $\overline{f_D}(t)$ und Doppler-Verbreiterung $\sigma_{f_D}(t)$ und die 90 %-Werte von $\sigma_{f_D}(t)$ in Hz

	$\overline{f_D}^{T_1}$	$\overline{f_D}^{T_2}$	$\sigma_{f_D}^{T_1}$	$\sigma_{f_D}^{T_2}$	$\sigma_{f_D,90\%}^{T_1}$	$\sigma_{f_D,90\%}^{T_2}$
Messung	-40,9	-20,0	23,8	23,7	41,0	34,0
Simulation	-43,8	-20,5	22,9	16,1	41,2	31,1

Da sich für die Senderposition T_1 der Empfänger radial vom Sender wegbewegt, ergibt sich eine hohe mittlere Doppler-Verschiebung $\overline{f_D}^{T_1}$, die vom Betrag her nahe bei $f_{D,\max}$ liegt. Im Falle der Senderposition T_2 ist der Betrag von $\overline{f_D}^{T_2}$ geringer, da die Doppler-Verschiebung der relevanten Mehrwegepfade während der Messung ihr Vorzeichen ändert. σ_{f_D} hat für beide Messungen dieselbe Größenordnung. Die einzelnen Werte der gemessenen Doppler-Verschiebung und Doppler-Verbreiterung werden durch die Simulation gut wiedergegeben. Einzig bei $\sigma_{f_D}^{T_2}$ wird der Wert leicht unterschätzt. Dies liegt größtenteils an den Rauschbeiträgen im gemessenen Signal, die zu einer Vergrößerung der Doppler-Verbreiterung führen. Die Größe $\sigma_{f_D,90\%}$ gibt den Wert der Doppler-Verbreiterung an, der in 90 % der Fälle unterschritten wird. Auch hier stimmen Messung und Simulation gut überein.

6.2.1.2 Breitbandige Analyse

Der Vergleich der breitbandigen Eigenschaften des Kanals erfolgt anhand des zeitabhängigen Leistungsverzögerungsspektrums (PDP) und der zugehörigen Impulsverbreiterung (siehe Abschnitt 5.2.2). Das gemessene PDP $P_M(\tau, t)$ wird mittels inverser diskreter Fourier Transformation (IDFT) [KK98] und anschließender Betragsquadrat-Bildung aus der zeitvarianten Übertragungsfunktion $H_M^{TP}(\nu, t)$ berechnet (vgl. (5.24)). Durch die Bandbegrenzung des Messsystems verursacht jeder Mehrwegepfad im PDP, neben einem Hauptpuls, zahlreiche Nebenkeulen. Um

deren Einfluss zu verringern, wird $H_M^{\text{TP}}(\nu, t)$ mit einem Hamming-Fenster gefiltert. Dessen Nebenkeulenniveau liegt bei etwa -43 dB gegenüber dem Hauptpuls [Har78]. Vor der Berechnung des simulierten PDPs $P_S(\tau, t)$ wird die Übertragungsfunktion $H_S^{\text{TP}}(\nu, t)$ ebenfalls mit einem 120 MHz breiten Hamming-Fenster gefiltert.

Das gemessene und simulierte zeitabhängige Leistungsverzögerungsspektrum ist in Bild 6.9 für die Senderposition T_1 dargestellt. Die unterschiedlichen Grauwerte in den Bildern geben die normierte Empfangsleistung P_0 in dB an. Normiert wird hierbei auf die maximale Leistung, die während der gesamten Messung bzw. Simulation auftritt. Die einzelnen Linien in den PDPs zeigen den zeitabhängigen Verlauf der Leistung und der Verzögerungszeit der Mehrwegepfade. Bei einigen dieser Beiträge sind starke Leistungsschwankungen zu erkennen, was ein Indiz dafür ist, dass hier mehrere Pfade miteinander interferieren.

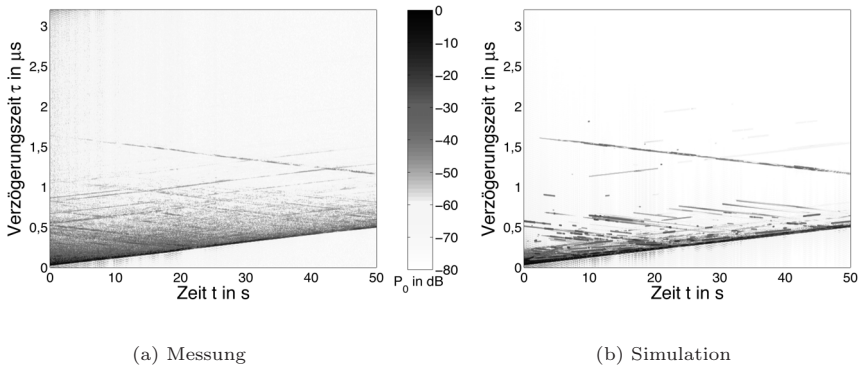


Bild 6.9: Gemessenes und simuliertes zeitvariantes Leistungsverzögerungsspektrum für Senderposition T_1

Da sich in diesem Szenario der Empfänger vom Sender wegbewegt, ist über der Zeit t ein stetiges Ansteigen der Verzögerung τ des direkten (kürzesten) Pfades zu beobachten. In den beiden PDPs sind grob zwei verschiedene Kategorien von Pfaden zu erkennen. Bei einigen Pfaden vergrößert sich die Laufzeit τ mit der Zeit t wie beim direkten Pfad. Sie treffen von hinten (in Bewegungsrichtung) auf den Empfänger und erzeugen im zeitabhängigen PDP parallele Linien zum direkten Pfad. Weiterhin gibt es zahlreiche Pfade, die von vorne auf R einfallen. Ihre Verzögerung vermindert sich in gleichem Maße, wie die des direkten Pfades zunimmt. Viele dieser Pfade werden durch die parkenden Fahrzeuge hervorgerufen.

Der Vergleich des gemessenen mit dem simulierten PDP zeigt, dass die meisten relevanten Mehrwegepfade durch die Simulation gefunden werden. Einige wenige Pfade treten lediglich bei der Messung auf. Auch der umgekehrte Fall ist teilweise

zu beobachten. Von Bedeutung für das Kanalmodell ist jedoch, dass vor allem die Struktur des PDPs mit dem charakteristischen Verlauf der einzelnen Pfade gut von der Simulation wiedergegeben wird.

Bild 6.10 zeigt die PDPs für Senderposition T_2 . Die Empfangsleistung ist ebenfalls auf die Maximalleistung des gesamten PDPs normiert. Es sind deutlich die Unterschiede in der Empfangsleistung der Pfade bei LOS- und NLOS-Bedingung zu erkennen. Sobald der Empfänger aus dem Schattenbereich herausfährt, tritt der starke direkte Pfad auf. Er verschwindet wieder, wenn R die Straßenkreuzung verlässt. Während R sich im Bereich der Straßenkreuzung bewegt, gibt es zahlreiche Mehrwegepfade mit größerer Verzögerung. Befindet sich der Empfänger in der Straßenschlucht unter NLOS-Bedingung, sind die Laufzeitunterschiede zwischen den Mehrwegepfaden geringer. In diesem Bereich weisen die meisten Pfade ähnliche Laufzeitänderungen auf. D.h. sie beschreiben im zeitvarianten PDP parallele Linien. Ein Vergleich zwischen Messung und Simulation zeigt, dass wie bei Senderposition T_1 eine gute Übereinstimmung des charakteristischen Verlaufs des zeitabhängigen Leistungsverzögerungsspektrums herrscht.

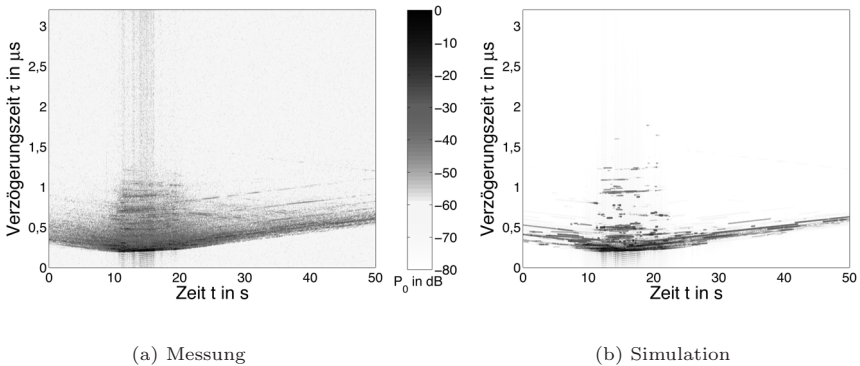


Bild 6.10: Gemessenes und simuliertes zeitvariantes Leistungsverzögerungsspektrum für Senderposition T_2

Für beide Messszenarien werden im Folgenden die zeitlichen Mittelwerte der Impuls-Verbreiterung $\sigma_\tau(t)$ bestimmt. Die Grundlage bildet sowohl bei der Messung als auch bei der Simulation das zeitvariante Leistungsverzögerungsspektrum $P_M(\tau, t)$ bzw. $P_S(\tau, t)$. Durch (5.26) erfolgt die Berechnung von $\sigma_\tau(t)$. Entscheidend für eine aussagekräftige Abschätzung der Impuls-Verbreiterung ist der betrachtete Dynamikbereich des momentanen PDPs. Dieser gibt an, bis zu welchem Bruchteil der Leistung des momentan stärksten Pfades Leistungsbeiträge im PDP bei der Bestimmung von $\sigma_\tau(t)$ berücksichtigt werden. Durch die Bandbegrenzung erzeugt jeder Mehrwegpfad neben dem Hauptpuls zahlreiche Nebenkeulen über der Lauf-

zeit τ . Da hierfür ein Hamming-Fenster zum Einsatz kommt, liegt die maximale relative Leistung dieser Nebenkeulen bei -43 dB im Vergleich zum Hauptpuls. Der Einfluss der Nebenkeulen wirkt sich störend auf die Abschätzung von $\sigma_\tau(t)$ aus. Daher werden zunächst für jeden Zeitpunkt t die Leistungsverzögerungsspektren $P_M(\tau, t)$ und $P_S(\tau, t)$ auf einen Dynamikbereich von 43 dB begrenzt. Somit ist gesichert, dass die Nebenkeulen des stärksten Pfades keinen Einfluss auf die Impulsverbreiterung haben. Sehr schwache Mehrwegpfade, die durch die Begrenzung ebenfalls wegfallen, können in guter Näherung vernachlässigt werden.

Bei der Messung hat zusätzlich zu den Nebenkeulen das thermische Rauschen im Messempfänger einen störenden Einfluss auf die Berechnung der Impulsverbreiterung. D.h. ab einem bestimmten Abstand zur Leistung des stärksten Pfades tritt im Leistungsverzögerungsspektrum nur noch Rauschleistung auf. Eine von der Firma MEDAV entwickelte Software zur Bearbeitung der Messergebnisse des *Channel Sounders* schätzt diesen Abstand zu jedem Zeitpunkt t der Messung [Mat05]. Dieser zeitabhängige Dynamikbereich wird zusätzlich bei der Bestimmung der gemessenen Impuls-Verbreiterung mit berücksichtigt. Die Simulation bleibt davon unbeeinflusst. Für die Senderposition T_1 liegt der zeitvariante Dynamikbereich zwischen 20 dB und 45 dB. Bei T_2 schwankt er zwischen 11 dB und 42 dB. Die niedrigere untere Grenze für Senderposition T_2 resultiert aus der überwiegenden NLOS-Bedingung während der Messung.

In Tabelle 6.3 sind die über die Zeit t gemittelten Werte der gemessenen und simulierten Impuls-Verbreiterung $\sigma_\tau(t)$ aufgelistet. Die beiden Werte der Impuls-Verbreiterung $\sigma_\tau^{T_1}$ für Senderposition T_1 haben dieselbe Größenordnung. Bei Senderposition T_2 wird die mittlere Impuls-Verbreiterung $\sigma_\tau^{T_2}$ durch die Simulation etwas unterschätzt. Der Grund hierfür liegt in der Dominanz der teilweise extremen NLOS-Situation, in denen das Wellenausbreitungsmodell unter Umständen nicht alle relevanten Ausbreitungspfade findet. Solche NLOS-Bedingungen spielen bei der Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation jedoch, wenn überhaupt, nur eine untergeordnete Rolle.

Tabelle 6.3: Gemessene und simulierte Mittel- und 90 %-Werte für die momentane Impuls-Verbreiterung $\sigma_\tau(t)$ in ns

	$\sigma_\tau^{T_1}$	$\sigma_\tau^{T_2}$	$\sigma_{\tau,90\%}^{T_1}$	$\sigma_{\tau,90\%}^{T_2}$
Messung	41,2	45,1	68,0	64,0
Simulation	45,7	36,5	77,8	63,6

Die Größe $\sigma_{\tau,90\%}$ gibt den Wert der Impuls-Verbreiterung an, der in 90 % der Fälle unterschritten wird. Auch hier sind nur geringfügige Abweichungen zwischen Messung und Simulation vorhanden.

Aus Tabelle 6.3 können mittels (5.27) die entsprechenden mittleren Kohärenzbandbreiten der beiden Szenarien abgeschätzt werden.

6.2.2 Autobahnszenario

Für die Verifikation des Gesamtmodells erfolgten die Messungen in einem typischen Autobahnszenario. Es handelte sich dabei um eine stark befahrene Strecke mit insgesamt sechs Fahrspuren (drei in jede Fahrtrichtung), die fast ausschließlich durch bewaldetes Gebiet führte. Während der Messung sind Sender und Empfänger auf der rechten Fahrspur gefahren. Die durchschnittliche Geschwindigkeit beider Fahrzeuge betrug etwa 90 km/h. Zur Variation der Sichtverhältnisse zwischen Sender und Empfänger und damit der Wellenausbreitungssituation wurden Messungen unter LOS- und NLOS-Bedingung durchgeführt. In Bild 6.11 sind zwei Momentaufnahmen der jeweiligen Messsituation dargestellt. Sie wurden aus dem Empfängerfahrzeug heraus aufgenommen. Im LOS-Fall (Bild 6.11(a)) variierte der Abstand zwischen Sender und Empfänger von ca. 35 m bis 100 m, was einer normalen Verkehrssituation auf Autobahnen entspricht. Unter NLOS-Bedingung (Bild 6.11(b)) befand sich ein Lkw etwa in der Mitte zwischen den beiden Messfahrzeugen. Der Abstand von Sender und Empfänger lag hierbei zwischen 80 m und 120 m.



(a) LOS-Situation



(b) NLOS-Situation

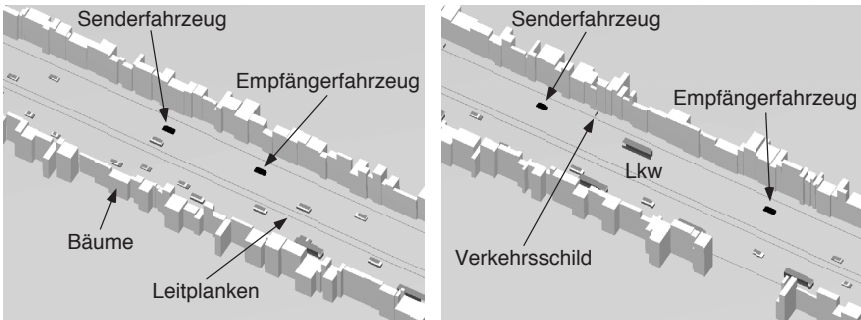
Bild 6.11: Typische Situationen während der Autobahn-Messung

Für beide Sichtbedingungen wurden jeweils drei Messungen von durchschnittlich 1,5 min Länge durchgeführt. Die resultierenden Kanalkenngrößen werden zunächst für jede Messung getrennt bestimmt. Anschließend erfolgt für die LOS- und die NLOS-Situation jeweils eine Mittelung der Kenngrößen und Kennfunktionen über die einzelnen Messungen.

Der Kanal wurde mit dem vom Messsystem vorgegebenen minimal möglichen Abtastintervall $T_s = 1,024 \text{ ms}$ gemessen (vgl. Abschnitt 6.1). Mit (5.29) ergibt sich hieraus der Betrag der maximal zulässigen Doppler-Verschiebung relevanter Mehrwegpfade zu $f_{D,\max} \approx 488 \text{ Hz}$. Ein Vergleich mit den Überlegungen in

Abschnitt 5.3.1 zeigt, dass eine mehr als doppelt so hohe Abtastrate notwendig wäre, um das zeitvariante Kanalverhalten exakt zu erfassen. Die Leistungsbeiträge zum Doppler-Spektrum bei hohen Doppler-Verschiebungen (größer als etwa 500 Hz) sind jedoch im Vergleich zu denen bei geringen Doppler-Frequenzen wesentlich stärker gedämpft. Aus dem in Bild 5.1(d) dargestellten Doppler-Spektrum ergibt sich im LOS-Fall ein minimaler Abstand zwischen dem Maximum und den Leistungsbeiträgen für $|f_D| > 488$ Hz von ca. 30 dB. Bei der NLOS-Situation beträgt dieser etwa 21 dB (vgl. Bild A.2(d)). Das zeitvariante Verhalten des Kanals wird maßgeblich durch die Beiträge mit hoher Leistung bestimmt. Diese liegen bei einer Doppler-Verschiebung, die hauptsächlich durch die Relativgeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger bestimmt ist. Sie ist im Allgemeinen gering und vom Betrag nicht größer als 488 Hz. Dieser Wert entspricht bei $f_{HF} = 5,2$ GHz einer Relativgeschwindigkeit von ca. 101 km/h. Eine Vernachlässigung der Signalbeiträge mit $|f_D| > 488$ Hz ist daher für die Verifikation des Kanalmodells in guter Näherung zulässig.

Zur Generierung der Simulationsszenarien werden die Verkehrs- und Umgebungsparameter aus Anhang A.4 verwendet. Das Sender- und das Empfängerfahrzeug fahren dabei, vorgegeben durch die Messung, auf der rechten Fahrspur, wobei ihre mittlere Wunschgeschwindigkeit auf 90 km/h gesetzt wird. Bild 6.12 zeigt jeweils eine Momentaufnahme eines simulierten LOS- und NLOS-Szenarios.



(a) LOS-Situation

(b) NLOS-Situation

Bild 6.12: Momentaufnahmen der Simulationsszenarien

Für jede der beiden Sichtbedingungen werden jeweils sechs Realisierungen der Verkehrsumgebung generiert. Die Dauer jeder einzelnen Realisierung entspricht dabei 10s Echtzeit. Innerhalb dieser Zeit bewegen sich Sender und Empfänger um ca. 250m. Wie bei den Messergebnissen, werden die resultierenden Kanalkenngrößen und -kennfunktionen anhand einer Mittelwertbildung über die einzelnen

Realisierungen bestimmt. Durch diese Mittelung ist die statistische Signifikanz des Gesamtergebnisses gewährleistet. Um Mess- und Simulationsergebnisse vergleichen zu können, wird das Abtastintervall T_s für die Simulationen ebenfalls auf $T_s = 1,024$ ms gesetzt. Jede Realisierung enthält somit fast 10000 Momentaufnahmen des Kanals.

In Bild 6.11 ist zu erkennen, dass es während der Messung regnete. Bevor Messung und Simulation schmal (Abschnitt 6.2.2.2) und breitbandig (Abschnitt 6.2.2.3) verglichen werden, erfolgt daher zunächst die Untersuchung der resultierenden Auswirkungen einer nassen Fahrbahn auf die Wellenausbreitung.

6.2.2.1 Einfluss der nassen Fahrbahn auf die Bodenreflexion

Bereits in Bild 6.4(b) wird gezeigt, dass neben dem direkten Strahl auch der an der Fahrbahn reflektierte Strahl einen dominierenden Einfluss auf die mittlere Funkfelddämpfung des Kanals hat. Durch die kohärente Überlagerung beider entstehen die typischen Interferenzmaxima und -minima, welche durch die Zweistrahltheorie vorhergesagt werden [GW98]. Je nach Größe des Reflexionsfaktors der Fahrbahn sind diese mehr oder weniger stark ausgeprägt. Der Reflexionsfaktor hängt dabei stark von den Materialeigenschaften der Fahrbahn ab. Da die Autobahnmessungen bei Regen stattfanden, muss zusätzlich der Einfluss des Wassers auf der Fahrbahn berücksichtigt werden.

Zur Untersuchung des Effektes wurde eine separate Messung auf der Autobahn durchgeführt, bei der sich der Sender mit etwa konstanter Relativgeschwindigkeit vom Empfänger wegbewegt. Der Abstand zwischen Sender und Empfänger ändert sich dabei von anfänglich etwa 45 m bis hin zu 125 m. Die resultierende mittlere Funkfelddämpfung nach (6.1) ist in Bild 6.13 dargestellt. Zum Vergleich ist die durch die Zweistrahltheorie prognostizierte Funkfelddämpfung eingezeichnet, wobei in Bild 6.13(a) reiner Beton als Fahrbahnoberfläche angenommen wird. Bild 6.13(b) zeigt im Gegensatz dazu das Ergebnis für eine Betonoberfläche mit zusätzlicher Wasserschicht. Die Dicke dieser Schicht wird so gewählt, dass sich eine bestmögliche Übereinstimmung zwischen Messung und Rechnung ergibt. Im vorliegenden Fall ist der zugehörige Wert 0,8 mm. Der resultierende Reflexionsfaktor wird, wie in Abschnitt 4.3.2.2 aufgezeigt, berechnet. Die Betonschicht wird dabei nach unten als unendlich ausgedehnt angesetzt. In Anhang A.3 sind die verwendeten Materialparameter von Beton und Wasser aufgelistet. Für die Berechnung der Funkfelddämpfung mittels Zweistrahltheorie wird die Charakteristik der Messantenne berücksichtigt (vgl. Anhang A.5).

In Bild 6.13(a) ist zu erkennen, dass ohne Berücksichtigung der Wasserschicht die Interferenzeinbrüche im Vergleich zur Messung zu groß ausfallen. Auch die Position der Einbrüche ist etwas verschoben. Bei den Maxima wird die Dämpfung zu niedrig vorausgesagt. Durch die Untersuchung des Leistungsverzögerungsspektrums kann gezeigt werden, dass in dieser Messung außer dem direkten und dem bodenreflektierten Strahl keine weiteren dominanten Pfade vorkommen. Die Abweichungen zwischen Messung und Theorie sind daher durch einen zu großen Betrag des Re-

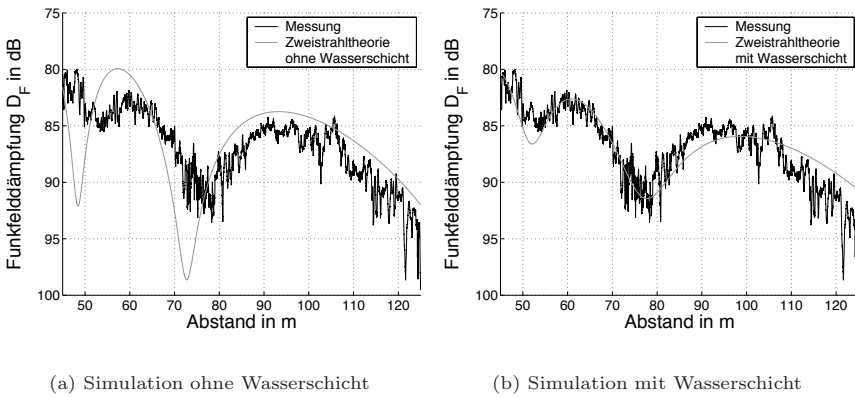


Bild 6.13: Vergleich der Messung mit Zweistrahltheorie für trockene und nasse Fahrbahn

flexionsfaktors der Fahrbahn zu erklären. Mit Wasserschicht reduziert sich dieser und das Interferenzmuster ist, wie in Bild 6.13(b) gezeigt, weniger stark ausgeprägt. Mit der Berücksichtigung der Wasserschicht folgt die Simulation sehr gut der Messung.

Der Betrag der Reflexionsfaktoren von Beton und von Beton mit einer 0,8 mm dicken Wasserschicht ist zum Vergleich in Abhängigkeit des Einfallswinkels θ_i in Bild 6.14 dargestellt (vgl. Abschnitt 4.3.2). Es handelt sich hierbei um die Reflexionsfaktoren für parallele Polarisation, da die Antennen vertikal polarisiert senden.

Der bei der Messung auftretende Wertebereich von θ_i , der durch die Höhe der Sende- und Empfangsantennen und deren Abstand bestimmt wird, ist grau hinterlegt. Bis etwa $\theta_i = 80^\circ$ ist die Reflexion der nassen Fahrbahn stärker als die der trockenen. Die Einbrüche des Reflexionsfaktors bei bestimmten θ_i werden durch das Brewster-Winkel-Phänomen hervorgerufen [GW98]. Der (pseudo) Brewster-Winkel für die geschichtet modellierte Fahrbahn liegt im gemessenen Bereich von θ_i . Daher ist hier der zugehörige Betrag des Reflexionsfaktors geringer als bei Beton ohne Wasserschicht. Das Resultat ist das schwächer ausgeprägte Interferenzmuster in Bild 6.13(b).

Die Ergebnisse zeigen, dass für eine exakte Modellierung des Kanals eine genaue Beschreibung der Fahrbahnverhältnisse notwendig ist. Würde man beispielsweise im vorliegenden Fall eine trockene Fahrbahn ansetzen, ergäben sich, verursacht durch die stärkeren Schwankungen der mittleren Funkfelddämpfung, auch veränderte Eigenschaften des schnellen Schwundes. Für die folgenden

Vergleiche wird daher die Fahrbahn bei den Simulationen mit einer 0,8 mm dicken Wasserschicht überzogen. Die Untersuchungen in Kapitel 7 und Anhang A.1 erfolgen hingegen bei trockener Fahrbahn.

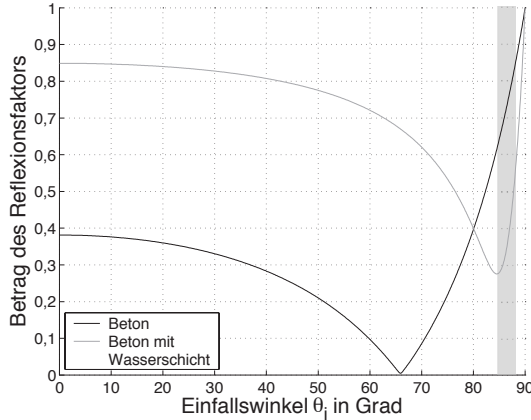
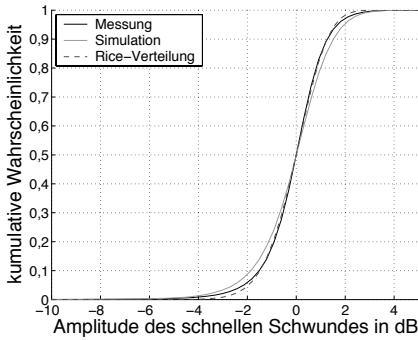


Bild 6.14: Betrag des Reflexionsfaktors (parallele Polarisation) von Beton und von Beton mit einer 0,8 mm dicken Wasserschicht

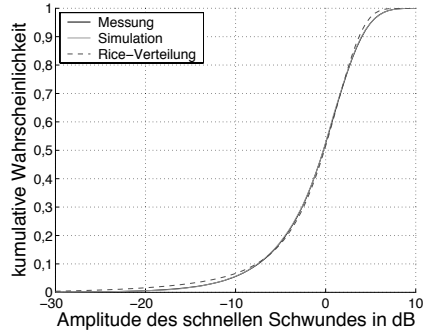
6.2.2.2 Schmalbandige Analyse

Für den Vergleich der schmalbandigen Kanaleigenschaften wird zunächst die kumulative Verteilungsfunktion (CDF) des schnellen Schwundes betrachtet. In Bild 6.15 ist die CDF für die LOS- und NLOS-Bedingung dargestellt. Weiterhin ist jeweils die an die Messkurve angepasste Rice-Verteilung eingezeichnet. Die zugehörigen K-Faktoren sind 15,3 dB bei Sichtverbindung und 5,5 dB im NLOS-Fall. Der hohe Wert bei LOS-Bedingung ergibt sich aus der Dominanz des direkten Ausbreitungspfades, was zusätzlich zu dem relativ kleinen Wertebereich des schnellen Schwundes von etwa -10 dB bis 5 dB führt (Bild 6.15(a)). Verursacht durch starkes *Fading*, ist dieser bei der NLOS-Situation wesentlich größer und umfasst Werte zwischen -30 dB bis 10 dB (Bild 6.15(b)).

Der Vergleich zwischen Messung und Simulation zeigt für die LOS-Situation (Bild 6.15(a)) eine gute Übereinstimmung. Die absolute Abweichung ist stets kleiner als 4,7 %, wobei dieser Wert bei einer Amplitude von 0,9 dB auftritt. Da die Rice-Verteilung besonders geeignet ist, den schnellen Schwund bei Vorhandensein eines dominanten Mehrwegpfades zu beschreiben, kann diese gut an die Messung angepasst werden. Beim NLOS-Fall in Bild 6.15(b) ist zu erkennen, dass die gemessene und die simulierte Kurve fast identisch sind. Die maximale Differenz beträgt 0,7 % bei einer Amplitude von ca. 1 dB. Durch die Abschattung des direkten Pfades ist die Anpassung der Rice-Verteilung etwas schlechter als für den LOS-Fall.



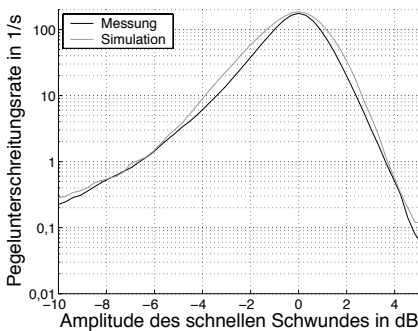
(a) LOS-Situation



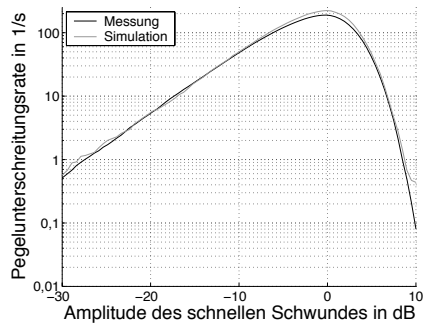
(b) NLOS-Situation

Bild 6.15: Vergleich der kumulativen Wahrscheinlichkeitsverteilung des schnellen Schwundes

Als weitere Kenngröße des Kanals wird die Pegelunterschreitungsrate (LCR) von Messung und Simulation in Bild 6.16 verglichen. Bei der LOS-Situation in Bild 6.16(a) ist über einen gewissen Amplitudenbereich eine geringfügige Überschätzung der LCR durch die Simulation zu erkennen. Allgemein wird die Messkurve jedoch gut durch die simulierte Kurve wiedergegeben. Wie die CDF



(a) LOS-Situation



(b) NLOS-Situation

Bild 6.16: Vergleich der Pegelunterschreitungsrate des schnellen Schwundes

in Bild 6.15(b) zeigen auch die gemessene und simulierte LCR für die NLOS-Bedingung in Bild 6.16(b) eine sehr gute Übereinstimmung. Lediglich in einem kleinen Bereich um 0 dB wird die Messung leicht überschätzt. Wegen der stärkeren Schwankung des schnellen Schwundanteils im NLOS-Fall ist bei gleicher Amplitude die Pegelunterschreitungsrate höher als bei Sichtverbindung. Im Vergleich zu den Ergebnissen aus Abschnitt 6.2.1.1 sind die maximalen Werte der LCR wesentlich größer, was durch die zugehörige höhere Doppler-Verbreiterung verursacht wird (vgl. Tabelle 6.4).

Zur Untersuchung des Doppler-Verhaltens des Kanals wird zunächst das Spektrogramm einer charakteristischen Verkehrssituation betrachtet. Die Bestimmung des Spektrogramms erfolgt nach (6.3), wobei die Doppler-Auflösung f_D^{es} , wie in Bild 6.7 bzw. Bild 6.8, etwa 1 Hz beträgt. Als Fensterfunktion kommt ebenfalls ein Hamming-Filter mit einem Nebenkeulenniveau von ca. -43 dB zum Einsatz.

Aus den oben beschriebenen LOS-Messungen wird ein Teilstück von 10 s Länge separiert. Die Besonderheit bei diesem Messausschnitt ist, dass sich vor dem Senderfahrzeug ein Lkw befindet. Zum Vergleich wird eines der sechs Simulationsszenarien für die LOS-Situation, bei dem ebenfalls ein Lkw vor dem Sender fährt, herangezogen. Bild 6.17 zeigt das resultierende gemessene und simulierte Spektrogramm über den Beobachtungszeitraum von 10 s. Aus Gründen der Übersicht ist die Doppler-Verschiebung f_D auf den Bereich $[-100 \text{ Hz}, +100 \text{ Hz}]$ begrenzt. Die Grauwerte geben die normierte Leistung P_0 an.

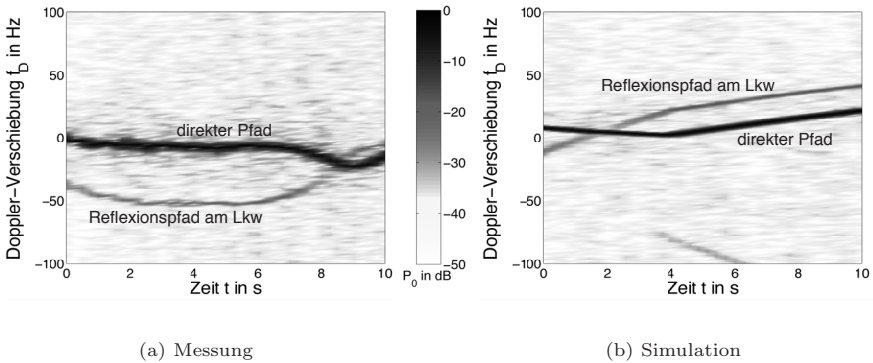


Bild 6.17: Spektrogramm einer Verkehrssituation, bei der sich ein Lkw vor dem Sender befindet

Den stärksten Beitrag zum Doppler-Spektrogramm liefert naturgemäß der direkte Pfad. Die entsprechende Doppler-Verschiebung variiert bei einer Kolonnenfahrt, vorgegeben durch die Relativgeschwindigkeit von Sender und Empfänger, im Allgemeinen nur in einem relativ kleinen Bereich um $f_D = 0$ Hz. Ein weiterer relevan-

ter Beitrag in Bild 6.17(a) und Bild 6.17(b) wird durch einen Reflexionspfad am vorausfahrenden Lkw generiert. Die zugehörige Doppler-Verschiebung wird zusätzlich durch die Relativgeschwindigkeit des Lkw beeinflusst. Anhand von Bild 6.17 ist zu erkennen, dass Mess- und Simulationsszenario qualitativ dasselbe Doppler-Verhalten zeigen, wobei die Geschwindigkeiten der Lkws unterschiedlich sind.

In Bild 6.18 ist beispielhaft das normierte momentane Doppler-Spektrum der eben beschriebenen Messung und Simulation für $t = 6\text{ s}$ dargestellt. Hierbei ist die Leistungsverteilung über die gesamte Doppler-Bandbreite (von -488 Hz bis $+488\text{ Hz}$) berücksichtigt. Wie in Bild 6.17 liefern sowohl bei der Messung (Bild 6.18(a)) als auch bei der Simulation (Bild 6.18(b)) der direkte und der am Lkw reflektierte Pfad die stärksten Beiträge. Der reflektierte Anteil liegt dabei in beiden Fällen etwa 20 dB unterhalb der Leistung des direkten Pfades. Die überwiegende Zahl der restlichen Leistungsbeiträge wird durch Streupfade von am Straßenrand befindlichen Bäumen hervorgerufen.

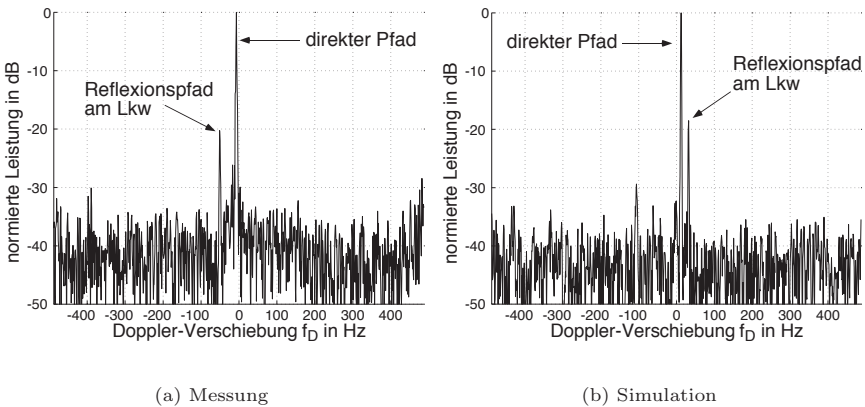


Bild 6.18: Momentane gemessene und simulierte Doppler-Spektren bei $t = 6\text{ s}$

Im Folgenden werden die Mittelwerte der mittleren Doppler-Verschiebung und Doppler-Verbreiterung für den LOS- und NLOS-Fall bestimmt. Grundlage hierfür bilden, wie in Abschnitt 6.2.1.1, die zeitabhängigen Größen $\overline{f_D}(t)$ und $\sigma_{f_D}(t)$, welche sich aus den zugehörigen Spektrogrammen ergeben. Vorgegeben durch die Hamming-Fensterfunktion, werden hierbei lediglich Beiträge bis zu einer relativen Leistung von -43 dB bezüglich des Maximums berücksichtigt. Die Mittelung erfolgt einerseits über die Zeit t und weiterhin über die verschiedenen Realisierungen von Messung und Simulation. In Tabelle 6.4 sind die sich ergebenden Durchschnittswerte für die jeweilige Sichtbedingung aufgelistet. Zusätzlich sind die 90 %-Werte der Doppler-Verbreiterung eingetragen.

Tabelle 6.4: Gemessene und simulierte Mittelwerte für die momentane mittlere Doppler-Verschiebung $\overline{f_D}(t)$ und Doppler-Verbreiterung $\sigma_{f_D}(t)$ und die 90 %-Werte von $\sigma_{f_D}(t)$ in Hz

		$\overline{f_D}$	σ_{f_D}	$\sigma_{f_D,90\%}$
LOS	Messung	-1,4	65,8	97,8
	Simulation	6,3	79,6	99,7
NLOS	Messung	4,0	318,4	405,2
	Simulation	-9,8	370,6	475,7

Bei einer Kolonnenfahrt, wie sie in den gemessenen und simulierten Szenarien vorliegt, ist die Relativgeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger im Mittel sehr gering. Als Resultat ergibt sich, wie in Tabelle 6.4 gezeigt, ein kleines durchschnittliches $\overline{f_D}$. Die mittlere Doppler-Verbreiterung ist im LOS-Fall wesentlich kleiner als bei unterbrochener Sichtverbindung. In 90 % der Fälle liegt σ_{f_D} unterhalb ca. 100 Hz. Die Messung und die Simulation liefern für σ_{f_D} und $\sigma_{f_D,90\%}$ Werte in derselben Größenordnung. Bei NLOS wird σ_{f_D} und $\sigma_{f_D,90\%}$ durch die Simulation etwas zu hoch abgeschätzt. Die Abweichungen können jedoch im Allgemeinen toleriert werden.

6.2.2.3 Breitbandige Analyse

Das zeitvariante Leistungsverzögerungsspektrum (PDP) $P(\tau, t)$ und die zugehörige Impuls-Verbreiterung $\sigma_\tau(t)$ dienen als Grundlage für die Analyse der breitbandigen Kanaleigenschaften. Zunächst wird anhand typischer Szenarien der Einfluss verschiedener Umgebungsobjekte, wie Straßenschilder oder Bäume, auf die Messung und die Simulation untersucht. Für die beiden Sichtbedingungen LOS und NLOS werden anschließend die durchschnittlichen Werte der Impulsverbreiterung ermittelt und verglichen. Die Berechnung des gemessenen PDP $P_M(\tau, t)$ und des simulierten PDP $P_S(\tau, t)$ erfolgt analog zu Abschnitt 6.2.1.2. Es kommt ebenfalls ein Hamming-Filter zur Unterdrückung der Nebenkeulen zum Einsatz.

Zum Vergleich des Einflusses verschiedener Umgebungsobjekte sind in Bild 6.19 die zeitabhängigen Leistungsverzögerungsspektren eines 10 s langen Messausschnitts und einer der simulierten Kanalrealisierungen dargestellt. Die verschiedenen Grauwerte geben die normierte Empfangsleistung P_0 an. Es wird hierbei jeweils auf das globale Maximum des Messausschnitts bzw. der Simulation normiert. In beiden Fällen besteht Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger. Vor dem Senderfahrzeug befindet sich ein Lkw. Sowohl in der Messumgebung als auch im Simulationsszenario existieren neben Bäumen einige Verkehrsschilder am Rand der Straße.

Anhand der einzelnen Linien in den beiden PDPs kann der Verlauf der Verzögerungszeit einzelner Pfade nachvollzogen werden. Die verschiedenen Pfade werden

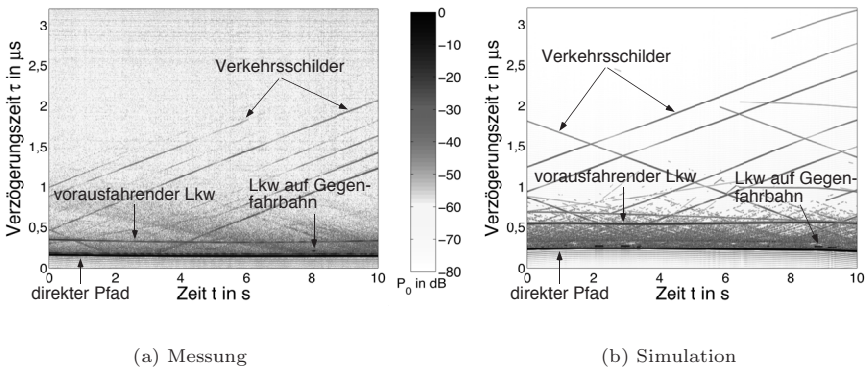


Bild 6.19: Zeitvariantes Leistungsverzögerungsspektrum eines typischen Verkehrsszenarios auf der Autobahn

dabei durch unterschiedliche Umgebungsobjekte verursacht. Für einige Mehrwegepfade sind die zugehörigen Ursachen in Bild 6.19(a) und Bild 6.19(b) eingetragen. Auffällig sind die zahlreichen parallel verlaufenden Linien, die durch Beugungspfade an Verkehrsschildern hervorgerufen werden. Die Steigung der Linien hängt hierbei direkt mit der Geschwindigkeit von Sender und Empfänger zusammen. Bei positiver Steigung bewegen sich beide weg vom Verkehrsschild. Im entgegengesetzten Fall hat die Steigung ein negatives Vorzeichen. Für Messung und Simulation ergeben sich in etwa dieselben Steigungen, was bedeutet, dass die Fahrzeuge in beiden Fällen ähnliche Geschwindigkeiten besitzen. Auch die Leistung der zugehörigen Pfade, welche nachfolgend noch genauer betrachtet wird, hat dieselbe Größenordnung.

Da sich der Abstand zwischen Sender, Empfänger und vorausfahrendem Lkw über die Messzeit kaum ändert, verlaufen die Beiträge des direkten und des am Lkw reflektierten Pfades nahezu horizontal. Bei der Simulation sind die Abstände größer als bei der Messung, was zu höheren Laufzeiten der entsprechenden Mehrwegepfade führt. Bei der Zeit $t \approx 8$ s in Bild 6.19(a) passiert ein Lkw auf der Gegenfahrbahn das Sender- und das Empfängerfahrzeug. Die hierdurch entstehenden Leistungsbeiträge im PDP sind jedoch nur von kurzer Dauer, da die Bedingung für eine Reflexion am Lkw nur sehr kurz existiert. Dieser Effekt ist ebenfalls im simulierten PDP zu erkennen. Die diffusen Beiträge zum PDP in der näheren Umgebung des direkten Pfades werden durch Streupfade an Bäumen generiert, worauf später noch speziell eingegangen wird. Bild 6.19(a) und Bild 6.19(b) zeigen, dass die durch das Kanalmodell generierten Simulationsszenarien die realen Verhältnisse und Ausbreitungseffekte sehr gut wiedergeben.

Ein quantitativer Vergleich der Ausbreitungseffekte wird anhand des momentanen Leistungsverzögerungsspektrums $P(\tau, t_0)$ zu einem festen Zeitpunkt $t = t_0$ durchgeführt. Ausgangspunkt bilden hierbei die PDPs in Bild 6.19. Für den Vergleich wird eine fiktive Sendeleistung von 0 dBm angenommen. In Bild 6.20 sind das resultierende gemessene und das simulierte momentane PDP dargestellt. Bild 6.20(a) entspricht dem momentanen PDP $P_M(\tau, t_0)$ aus Bild 6.19(a) für $t_0 = 9,4$ s. Das simulierte PDP $P_S(\tau, t_0)$ in Bild 6.20(b) ergibt sich aus Bild 6.19(b) bei $t_0 = 6,1$ s. Beide PDPs zeigen die absolute Empfangsleistung P_R über der Verzögerung τ .

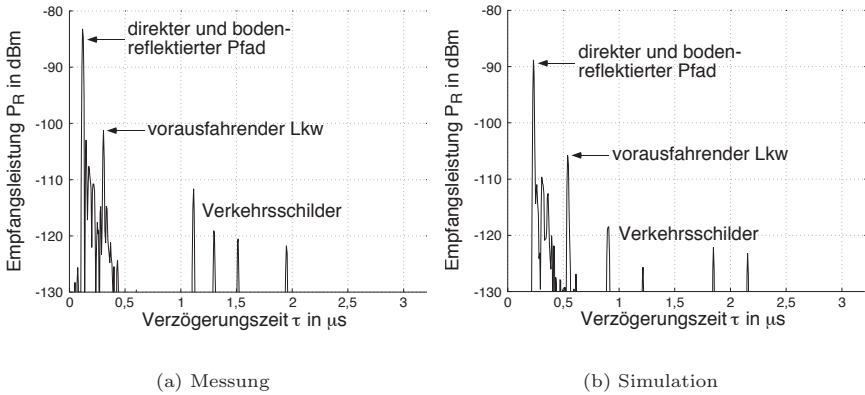


Bild 6.20: Beispiel für ein gemessenes und simuliertes momentanes Leistungsverzögerungsspektrum

Die stärksten Beiträge zum Leistungsverzögerungsspektrum liefern der direkte und der am Boden reflektierte Pfad. Da der Laufzeitunterschied zwischen beiden geringer als die systembedingte Auflösung τ_{res} ist (vgl. Abschnitt 6.1), können sie nicht getrennt werden. In Bild 6.20(b) ist die absolute Verzögerung beider Pfade etwa doppelt so groß wie bei der Messung in Bild 6.20(a), was eine etwas niedrigere Empfangsleistung zur Folge hat. Der entsprechende Unterschied beträgt etwa 6 dB. Ähnliches gilt für den Beitrag, der durch den vorausfahrenden Lkw hervorgerufen wird. Berücksichtigt man die Laufzeitunterschiede und die daraus resultierende zusätzliche Pfaddämpfung, so ergibt sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den zugehörigen gemessenen und simulierten Absolutwerten der Leistungsbeiträge. Die Leistungen der Pfade, die durch Beugung an unterschiedlichen Verkehrsschildern verursacht werden, liegen bei Messung und Simulation für ähnliche Verzögerungszeiten ebenfalls in derselben Größenordnung.

Es sei darauf hingewiesen, dass die Simulation in diesem Beispiel nicht das exakte Ergebnis der Messung liefern kann, da die Positionen der einzelnen Fahrzeuge und

der Umgebungsobjekte (Bäume, Verkehrsschilder usw.) in beiden Fällen unterschiedlich sind. Die Ergebnisse zeigen jedoch, dass das implementierte Wellenausbreitungsmodell realistische Werte liefert.

Zur Untersuchung der Streubeiträge durch Bäume wird im Folgenden der Verzögerungsbereich des PDPs in der Nähe des direkten Pfades betrachtet. Es werden hierbei die Sichtverhältnisse LOS und NLOS unterschieden. Wie in der vorangegangenen Betrachtung, wird von einer fiktiven Sendeleistung $P_T = 0$ dBm ausgegangen. In Bild 6.21 sind zunächst ein typisches gemessenes und simuliertes momentanes PDP im Bereich zwischen $0 \mu\text{s}$ und $0,6 \mu\text{s}$ für die LOS-Bedingung dargestellt. Sowohl in der zugehörigen Messumgebung als auch im Simulationsszenario verläuft die Autobahn durch einen bewaldeten Abschnitt (siehe Bild 6.11 und Bild 6.12). Weiterhin befinden sich nur wenige Fahrzeuge in der näheren Umgebung von Sender und Empfänger.

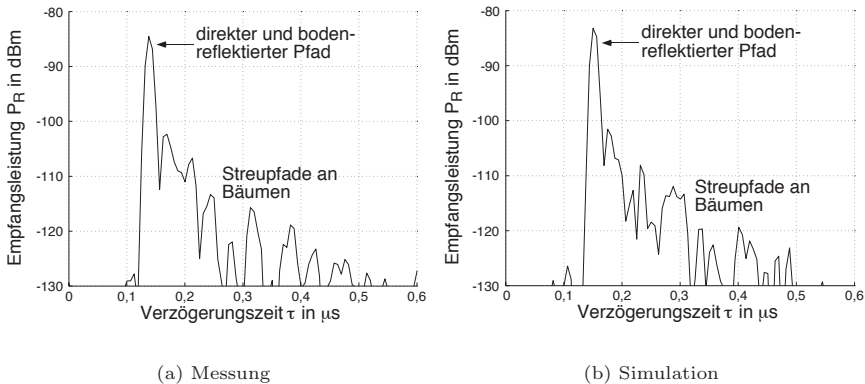


Bild 6.21: Vergleich der gemessenen und simulierten Streubeiträge durch Bäume im Leistungsverzögerungsspektrum unter LOS-Bedingung

Die Verzögerungszeit des direkten bzw. am Boden reflektierten Pfades in Bild 6.21 ist bei Messung und Simulation ungefähr gleich. Bei beiden ergeben sich etwa dieselben zugehörigen Leistungsbeiträge. Die Mehrwegepfade im Bereich von $0,17 \mu\text{s}$ bis $0,6 \mu\text{s}$ werden maßgeblich durch Streuung an Bäumen hervorgerufen. Es ist zu erkennen, dass die Leistung dieser Streubeiträge bei der Messung und der Simulation in etwa dieselbe Abhängigkeit von τ aufweisen. Der Leistungsbeitrag des stärksten Streupfades liegt in beiden Fällen ca. 20 dB unterhalb dem des direkten und bodenreflektierten Pfades.

Die Verhältnisse unter NLOS-Bedingung sind in Bild 6.22 dargestellt. Da sich in diesem Fall ein Lkw zwischen Sender und Empfänger befindet, sind die Pfade mit der kürzesten Laufzeit solche, die durch Zweifachbeugung um den Lkw herum

gebogen werden bzw. durch einen Wellenleitereffekt zwischen Lkw und Fahrbahn unter dem Lkw verlaufen. Letztere entstehen durch unterschiedliche Kombinationen von Reflexionen und Beugungen an der Lkw-Unterseite und der Fahrbahn. In der Regel liefern diese Mehrwegpfade einen wesentlich stärkeren Beitrag zum PDP als die reinen Beugungspfade.

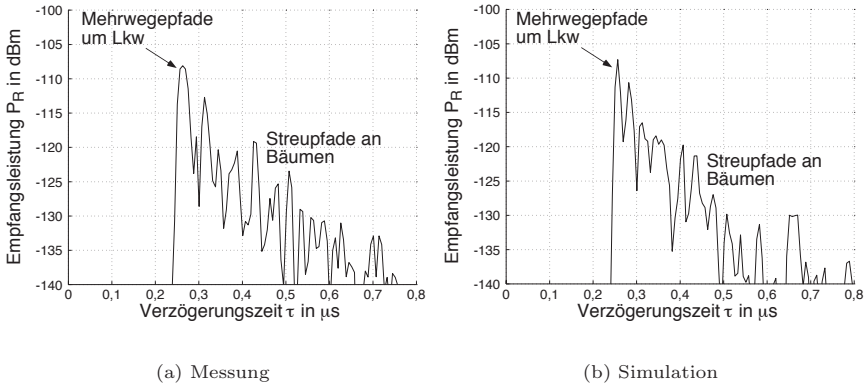


Bild 6.22: Vergleich der gemessenen und simulierten Streubeiträge durch Bäume im Leistungsverzögerungsspektrum unter NLOS-Bedingung

Die kürzeste Pfadlaufzeit ist für Messung (Bild 6.22(a)) und Simulation (Bild 6.22(b)) im vorliegenden Beispiel etwa gleich. Trotz ihrer hohen Dämpfung haben die zugehörigen Pfade im Vergleich zu den Streupfaden an Bäumen immer noch eine größere Leistung. Der absolute Wert ihres Leistungsbeitrags wird hierbei durch die Simulation sehr gut wiedergegeben. Wie unter LOS-Bedingung zeigt die gemessene und simulierte Leistung der Streupfade eine sehr ähnliche Abhängigkeit von der Verzögerungszeit.

Um eine allgemeinere Aussage über den Einfluss der Streuung an Bäumen machen zu können, werden die mittleren Leistungsverzögerungsspektren unter LOS- und NLOS-Bedingung jeweils für einen 10 s langen Mess- bzw. Simulationsausschnitt bestimmt. Bei der Wahl der Ausschnitte wird darauf geachtet, dass im relevanten Verzögerungszeitbereich neben den Streubeiträgen der Bäume keine weiteren Pfade die Auswertung stören. Für die Berechnung der durchschnittlichen PDPs ist es notwendig, zu jedem Zeitpunkt t die relative Verzögerung τ_{rel} einzuführen. Sie gibt im momentanen PDP die Laufzeitdifferenz der Mehrwegpfade zu dem Pfad mit der kürzesten absoluten Verzögerung an. Bei Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger ist dies der direkte und der bodenreflektierte Pfad. Unter NLOS-Bedingung ergeben sich die Beiträge mit der kürzesten Laufzeit aus den um den Lkw gebeugten Pfaden. Bei beiden Sichtverhältnissen haben die Bezugspfade

immer die größte Leistung. Für die Messung und die Simulation wird $P_M(\tau_{\text{rel}}, t)$ bzw. $P_S(\tau_{\text{rel}}, t)$ berechnet. Die Mittelwertbildung der Empfangsleistung erfolgt für jedes τ_{rel} über die Zeit t , wobei die linearen Leistungswerte betrachtet werden.

Bild 6.23 zeigt die resultierenden mittleren PDPs für den LOS- und NLOS-Fall über dem relativen Verzögerungsbereich von $0 \mu\text{s}$ bis $0,5 \mu\text{s}$. Für die LOS-Bedingung beträgt der Abstand zwischen Sender- und Empfängerfahrzeug während der Messung im Durchschnitt etwa 48 m. Bei der Simulation liegt dieser Wert bei 54 m. Die mittleren Abstände im NLOS-Fall sind 101 m (Messung) und 110 m (Simulation).

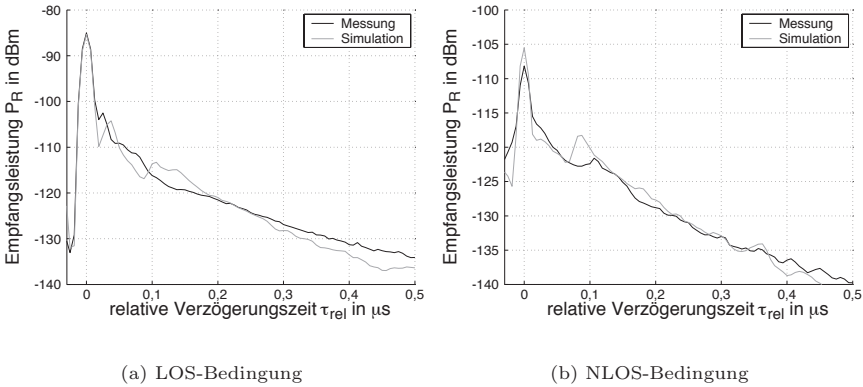


Bild 6.23: Über 10 s gemittelte Werte des Leistungsverzögerungsspektrums für LOS- und NLOS-Bedingung

Der gemessene und simulierte Leistungsanteil bei $\tau_{\text{rel}} = 0 \mu\text{s}$ hebt sich für beide Sichtbedingungen von den durch Bäume verursachten Streubeiträgen deutlich ab. Die dB-Werte der Empfangsleistung der Streupfade verringern sich hierbei mit der relativen Verzögerung in erster Näherung linear. Im LOS-Fall (Bild 6.23(a)) beginnt die Leistung der Streupfade etwa 20 dB unterhalb der des direkten Anteils. Bei NLOS-Bedingung liegt dieser Wert für die Messung bei ca. 7 dB und für die Simulation bei ca. 13 dB. Der Unterschied ergibt sich aus der etwas höheren Empfangsleistung bei $\tau_{\text{rel}} = 0 \mu\text{s}$. Über der relativen Verzögerung zeigt der Verlauf der Streuleistung für Messung und Simulation jedoch das gleiche Verhalten. Die Ergebnisse machen deutlich, dass das entwickelte Streumodell für Bäume aus Abschnitt 4.3.4.2 im Mittel die Realität sehr gut beschreibt.

Abschließend werden die Mittel- und 90 %-Werte der Impuls-Verbreiterung $\sigma_\tau(t)$ für die LOS- und NLOS-Situation bestimmt. Es wird hierbei genauso vorgegangen wie in Abschnitt 6.2.1.2. Alle Messabschnitte und simulierten Kanalrealisierungen werden berücksichtigt. Bei der Berechnung der simulierten Impuls-Verbreiterung

erfolgt aufgrund des benutzten Hamming-Fensters eine Begrenzung des Dynamikbereiches der zugehörigen Leistungsverzögerungsspektren auf 43 dB. Im Fall der Messung wird der zeitabhängige Dynamikbereich durch die zum *Channel Sounder* gehörende Software der Firma MEDAV bestimmt [Mat05] (vgl. Abschnitt 6.2.1.2). Bei den LOS-Messungen liegt dieser zwischen 26 dB und 45 dB, wobei der Durchschnittswert ca. 40 dB beträgt. Überschreitet der Dynamikbereich den Wert von 43 dB, wird er auf diesen Betrag begrenzt. Für die NLOS-Situation ergeben sich Schwankungen des Dynamikbereiches zwischen 10 dB und 39 dB. Im Durchschnitt liegt dieser bei etwa 28 dB. Die resultierenden Werte der Impuls-Verbreiterung sind in Tabelle 6.5 eingetragen.

Tabelle 6.5: Gemessene und simulierte Mittel- und 90 %-Werte für die momentane Impuls-Verbreiterung $\sigma_\tau(t)$ in ns

		σ_τ	$\sigma_{\tau,90\%}$
LOS	Messung	40,3	71,8
	Simulation	50,4	68,9
NLOS	Messung	98,2	182,0
	Simulation	115,4	171,9

Der Vergleich zwischen der LOS und NLOS-Bedingung zeigt, dass sich bei Letzterer die Mittelwerte von $\sigma_\tau(t)$ gegenüber der LOS-Situation in etwa verdoppelt haben. Die 90 %-Werte sind ca. um den Faktor 2,5 gestiegen. Der Grund liegt im Nichtvorhandensein des dominanten direkten Pfades. Sowohl für die LOS- als auch für die NLOS-Situation haben die gemessenen und simulierten Mittel- und 90 %-Werte der Impuls-Verbreiterung dieselbe Größenordnung.

6.3 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde das Kanalmodell anhand von umfangreichen Messdaten bei einer Frequenz von 5,2 GHz verifiziert. Es fanden sowohl Vergleiche der schmal- als auch der breitbandigen Kanalkenngrößen und -funktionen statt. Für Letztere beträgt die betrachtete Bandbreite 120 MHz. In einem ersten Schritt ist die Genauigkeit des implementierten strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells geprüft worden. Hierfür wurde der Funkkanal in einer typischen urbanen Straßenumgebung der Stadt Karlsruhe gemessen. Sende- und Empfängerfahrzeug befanden sich dabei in fest definierten Verkehrsszenarien. Diese Szenarien wurden für die Simulation möglichst exakt nachgebildet. D.h. in diesem Teil der Verifikation erfolgte die Umgebungsmodellierung nicht stochastisch, sondern rein deterministisch anhand des realen Szenarios. Weiterhin wurde während der Messungen lediglich das Empfängerfahrzeug bewegt. Der Sender blieb stationär an fest definierten Punkten. Andere bewegte Fahrzeuge waren im Messszenario ebenfalls nicht vorhan-

den. Durch Vergleich der verschiedenen Kanalkenngrößen und -funktionen konnte festgestellt werden, dass das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell sehr realistische Ergebnisse liefert. Auch bei absoluten Größen, wie der mittleren Funkfelddämpfung, zeigt das Modell eine gute Übereinstimmung mit der Messung.

In einem weiteren Schritt wurde das Gesamtmodell anhand von verschiedenen Kanalmessungen in einem typischen Autobahnverkehrsszenario verifiziert. Hierbei wurde zwischen LOS- und NLOS-Bedingung unterschieden. Bei NLOS-Situation befand sich ein Lkw zwischen den beiden Messfahrzeugen. Für beide Sichtverhältnisse sind die wesentlichen schmal- und breitbandigen Kanalkenngrößen und -funktionen verglichen worden. Es wurde gezeigt, dass sowohl im LOS- als auch im NLOS-Fall die Statistik der Messergebnisse durch die Simulation mit guter Genauigkeit wiedergegeben werden. Ein Teil der Untersuchungen bezog sich speziell auf das entwickelte Streumodell für Bäume. Der Vergleich zwischen Messung und Simulation ergab diesbezüglich eine sehr gute Übereinstimmung.

Ein weiteres Augenmerk lag auf der Untersuchung des Einflusses der Fahrbahn. Der durch sie erzeugte bodenreflektierte Strahl hat einen wesentlichen Einfluss auf den Kanal. Die Untersuchungen zeigen, dass eine genaue Modellierung der Fahrbahnoberfläche notwendig ist. Speziell die Auswirkungen einer regennassen Fahrbahn wurden beschrieben.

Durch die umfangreiche Verifikation konnte gezeigt werden, dass das Kanalmodell sowohl im LOS- als auch im NLOS-Fall sehr gut geeignet ist, um den Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkanal zu beschreiben. Weiterhin kann es für verschiedene urbane und ländliche Umgebungen eingesetzt werden. In Anhang A.1 sind einige charakteristische Kanalkenngrößen für unterschiedliche typische Verkehrsszenarien aufgezeigt. Deren Bestimmung ist ausschließlich mit dem entwickelten Kanalmodell erfolgt.

Kapitel 7

Systemsimulationen auf Link-Ebene basierend auf dem IEEE802.11a WLAN-Standard

Die Anwendung des in dieser Arbeit beschriebenen Funkkanalmodells steht im Vordergrund dieses Kapitels. Es zeigt die Ergebnisse von umfangreichen Systemsimulationen, die mit Hilfe charakteristischer simulierter Funkkanäle für verschiedene Verkehrsszenarien durchgeführt wurden. Das hierzu implementierte Systemmodell basiert auf dem IEEE *Wireless Local Area Network* (WLAN) Standard IEEE802.11a, der, wie bereits eingangs von Kapitel 6 dargestellt, bei der Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation in Zukunft eine Schlüsselrolle spielen wird [ZR03]. Die durchgeführten Untersuchungen beschränken sich auf die physikalische Schicht (engl. *physical layer*, PHY) des Übertragungssystems. Es wird weiterhin lediglich die Kommunikation zwischen zwei Fahrzeugen bzw. zwischen einem Fahrzeug und einem stationären Zugangsknoten (*Access Point*) betrachtet. Eine Berücksichtigung der durch mehrere Nutzer verursachten *Multiple Access Interference* (MAI) erfolgt nicht.

Im Folgenden werden die wichtigsten Parameter der physikalischen Schicht des IEEE802.11a Standards kurz erläutert, wobei eine genaue Darstellung in [IEEE99] zu finden ist. Danach erfolgt die Beschreibung des implementierten Systemmodells. Die Simulationsszenarien und die resultierenden Ergebnisse werden abschließend diskutiert.

7.1 Der IEEE802.11a WLAN-Standard

Beim IEEE802.11a WLAN-Standard handelt es sich um ein *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) Übertragungssystem. Der Grundgedanke bei OFDM-Systemen besteht in der Aufteilung der zur Verfügung stehenden Bandbreite in eine Vielzahl schmaler benachbarter Frequenzbänder mit jeweils einem separaten Unterträger [ZW95], [Küc98]. Die Übertragung der Datensymbole erfolgt dabei parallel über die einzelnen Unterträger, wodurch OFDM zur Klasse der Mehrträgerverfahren zählt. Durch die Verwendung von rechteckförmigen Sendepulsen und einer angepassten Symboldauer sind die Unterträger orthogonal zueinander, d.h. benachbarte Träger stören sich trotz überlappender Spektren nicht. Wird der Unterträgerabstand klein genug gewählt, verhält sich der Mobilfunkkanal im Bereich eines einzelnen Frequenzbandes nicht frequenzselektiv. Es ergibt

sich hieraus im Empfänger eine sehr einfache Entzerrung der auf den Unterträgern übertragenen Datensymbole.

Die Erzeugung des Sendesignals in einem OFDM-System erfolgt nach der Zuordnung der Datensymbole auf die einzelnen Unterträger durch eine Anwendung der IDFT bzw. IFFT. Im Empfänger werden die Datensymbole durch eine entsprechende DFT bzw. FFT des Empfangssignals ermittelt. Aufgrund der Verwendung der FFT bzw. IFFT ergibt sich zwangsläufig eine Blockverarbeitung der zu übertragenden Daten, wobei die resultierenden Blöcke als OFDM-Symbole bezeichnet werden. Die Eingangswerte der IFFT bilden dabei ein OFDM-Symbol im Frequenzbereich und die Ausgangswerte ein OFDM-Symbol im Zeitbereich. Bei einer FFT-Länge N_{FFT} besteht ein OFDM-Symbol daher aus N_{FFT} Abtastwerten (gilt bei System ohne Überabtastung).

Durch die Übertragung der Daten über einen Mobilfunkkanal geht aufgrund der Zeitvarianz die Orthogonalität im Frequenzbereich verloren. Weiterhin verursachen die durch die Mehrwegeausbreitung bedingten unterschiedlichen Laufzeiten der einzelnen Übertragungspfade Intersymbolinterferenz (ISI). Abhilfe schafft bei OFDM-Systemen die Verlängerung der OFDM-Symboldauer T_S um das *Guard-Intervall* T_G . Hierzu werden die hinteren N_G Abtastwerte des OFDM-Symbols im Zeitbereich kopiert und dem OFDM-Symbol vorangestellt, was einer zyklischen Erweiterung des OFDM-Symbols entspricht. Das OFDM-Symbol ohne *Guard-Intervall* wird auch als Kernsymbol bezeichnet. Im Empfänger werden zur Auswertung lediglich die Abtastwerte des Kernsymbols verwendet. Die zusätzlichen Abtastwerte des *Guard-Intervalls* sind nicht von Bedeutung und werden verworfen. Während der Übertragung des *Guard-Intervalls* kann daher der Mobilfunkkanal ein- bzw. ausschwingen, so dass das Kernsymbol frei von Intersymbolinterferenz bleibt.

Der IEEE802.11a WLAN-Standard wurde zur Datenübertragung innerhalb von Gebäuden konzipiert und sieht Nettobitraten von bis zu 54 Mbit/s vor. Er arbeitet im 5 GHz-Band, wobei zur Datenübertragung eine Systembandbreite von $B_S = 20$ MHz vorgesehen ist. Die OFDM-Kernsymboldauer beträgt $T_S = 3,2 \mu\text{s}$, woraus sich der Unterträgerabstand $\Delta f_U = 1/T_S = 312,5$ kHz ergibt. Bei der vorgegebenen Bandbreite ergeben sich 64 Unterträger, die verwendet werden könnten. Zur Einhaltung der vorgegebenen spektralen Maske des Systems werden davon jedoch nur 52 genutzt. Neben den äußeren Unterträgern ist auch der Träger in der Mitte des Spektrums freigehalten, um Störungen durch Gleichanteile im Signal (engl. *DC-offsets*) zu vermeiden. Wird eine FFT der Länge $N_{\text{FFT}} = 64$ realisiert, beträgt die Abtastfrequenz $f_s = N_{\text{FFT}}/T_S = 20$ MHz. Die Länge des *Guard-Intervalls* T_G beträgt $0,8 \mu\text{s}$, was bei $f_s = 20$ MHz 16 Abtastwerten entspricht. Es ergibt sich somit eine OFDM-Gesamtsymboldauer von $T_{\text{Ges}} = T_S + T_G = 4 \mu\text{s}$.

Der Standard IEEE802.11a sieht insgesamt acht Übertragungsmodi mit Nettoübertragungsraten von 6 Mbit/s bis 54 Mbit/s vor. Sie unterscheiden sich in der verwendeten Modulationsform und der Coderate des eingesetzten Faltungscodes. Als Modulationsformen sind BPSK, QPSK, 16-QAM und 64-QAM vorgesehen. Die möglichen Coderaten sind $R_C = 1/2, 2/3$ oder $3/4$. Beispielsweise werden beim niederratigen robusten 6 Mbit/s-Modus BPSK-Modulation und eine Coderate von

$R_C = 1/2$ verwendet. Mit 64-QAM und $R_C = 3/4$ wird die höchstmögliche Datenrate von 54 Mbit/s erreicht.

Die Datenübertragung bei IEEE802.11a verläuft paketorientiert. D.h. die zu übertragenden OFDM-Symbole werden zu *Frames* (Paketen) zusammengefasst. Die Anzahl N_{PL} der OFDM-Symbole (nur Nutzsymbole) pro *Frame*, auch Paketlänge genannt, ist dabei variabel und hängt vom momentanen Kanalverhalten ab. Sie wird vom Sender im Hinblick auf einen maximalen Datendurchsatz gewählt. Am Anfang jedes *Frames* wird eine Präambel an das Datenpaket angefügt. Sie enthält fest vorgegebene Datensymbole, die unter anderem zur Einregelung der *Automatic Gain Control* (AGC) im Empfänger, Frequenzsynchronisation, *Frame*-Synchronisation und Kanalschätzung genutzt werden. Die Dauer T_P der Präambel hat einen Wert von $T_P = 16 \mu\text{s}$, was 4 OFDM-Symbolen (inkl. *Guard*-Intervall) entspricht. Alle OFDM-Symbole eines *Frames*, die nach der Präambel gesendet werden, erhalten vier Pilot-Träger. D.h. vier der 52 datentragenden Unterträger sind mit bekannten Datensymbolen belegt. Es bleiben demnach $N_{Tr} = 48$ Unterträger zur Datenübertragung übrig. Auf Basis der Piloten ist im Empfänger beispielsweise eine Nachregelung der Frequenzsynchronisation möglich [Sch01].

7.2 Das Systemmodell

Für die Systemsimulationen wurde ein Modell der physikalischen Schicht des IEEE802.11a Standards in der Entwicklungsumgebung *System Studio* implementiert [Syn05]. Das Modell arbeitet vollständig im digitalen Basisband des Übertragungssystems. Analoge Effekte und Einflüsse durch nicht ideale ZF- und HF-Komponenten wie Mischer, Verstärker usw. gehen nicht in das Modell ein [RPCS05]. Lediglich das als ideal angenommene Pulsformungsfilter (Sendefilter) und das Empfangsfilter werden berücksichtigt. Eine *Frame*-Synchronisation und eine AGC sind im Modell nicht implementiert, wodurch das Funkanalmodell, wie später erläutert wird, speziell angepasst werden muss.

Da das Systemmodell nur die PHY-Schicht des Systems beschreibt, findet keine Regelung der Paketlänge N_{PL} statt. Sie wird daher vor jeder Simulation fest vorgegeben. Dies gilt ebenfalls für die Modulationsform und die Coderate R_C . Die Abtastrate des Systems beträgt $f_s = 20 \text{ MHz}$. Es findet demnach keine Überabtastung statt, was eine FFT-Länge von $N_{FFT} = 64$ zur Folge hat. f_s bestimmt die minimale Zeiteinheit des Modells von $T_{res} = 1/f_s = 50 \text{ ns}$.

Als Ergebnis liefert das Systemmodell die Bitfehlerrate¹ (*BER*) im Empfänger in Abhängigkeit des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses (*SNR*). Das Modell kann grob in Sender, Übertragungskanal und Empfänger eingeteilt werden und ist im Einzelnen in Bild 7.1 als Blockschaltbild dargestellt. Die einzelnen Blöcke und der Signalfluss werden im Folgenden kurz erläutert.

¹Die Bitfehlerrate bezeichnet hier streng genommen die Bitfehlerwahrscheinlichkeit. Beide Begriffe werden jedoch üblicherweise synonym verwendet.

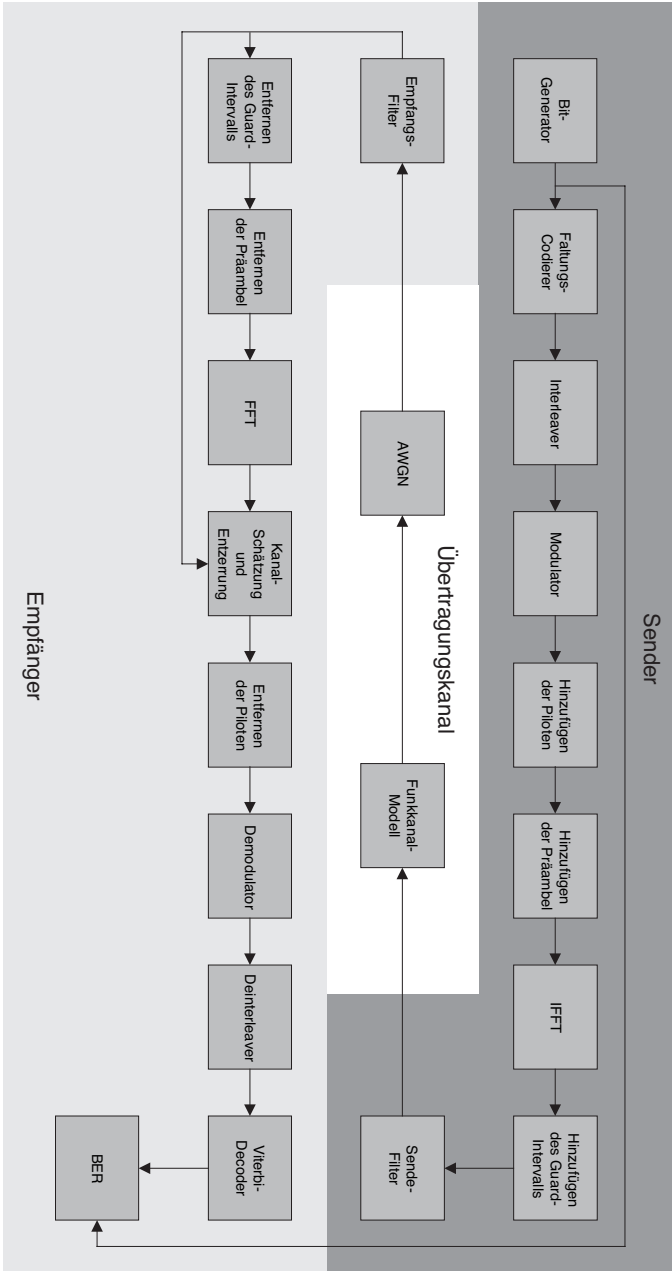


Bild 7.1: Blockdiagramm des implementierten IEEE802.11a Systemmodells

7.2.1 Sender

Im Bit-Generator werden die zu übertragenden Informationsbits durch einen Pseudozufallsgenerator erzeugt. Ein Faltungs-Codierer fügt dem Bit-Strom Redundanz zur späteren Fehlerkorrektur zu. Der Codierer hat die in [IEEE99] vorgeschlagene Struktur. Anschließend werden die einzelnen Bits zu Blöcken zusammengefasst. Die Größe der Blöcke hängt von der verwendeten Modulationsform ab und entspricht der Anzahl der Datenbits pro OFDM-Symbol. Bei BPSK ergibt sich beispielweise eine Blockgröße von 48, da hierbei auf den 48 nutzbaren Unterträgern jeweils 1 bit pro Datensymbol übertragen wird. Im *Interleaver* werden die Datenbits eines OFDM-Symbols durch ein vorgegebenes Permutationsschema miteinander vertauscht. Der Modulator bildet einzelne Bits bzw. Gruppen von Bits auf die Datensymbole des Signalraums ab. Danach werden jedem OFDM-Symbol die vier Pilotsignale an vorgegebener Position hinzugefügt.

Abhängig von der eingangs gewählten Paketlänge N_{PL} erfolgt danach die Positionierung der Präambel am Anfang eines jeden *Frames*. Die anschließende IFFT bildet den Übergang vom Frequenz- in den Zeitbereich. Nach der Erweiterung jedes OFDM-Symbols um das *Guard*-Intervall erfolgt die Impulsformung durch das Sendefilter. Es kommt hierbei ein Rechteck-Filter zum Einsatz. Dessen *Cutoff*-Frequenz entspricht dabei der Nyquist-Frequenz f_N des Systems. Sie ist durch die Abtastfrequenz f_s mit $f_N = f_s/2 = 10$ MHz gegeben [Pro01]. Die durchschnittliche normierte Leistung des gefilterten Sendesignals hat den Wert $\overline{P_{T,0}} = 1$.

7.2.2 Übertragungskanal

Der Übertragungskanal besteht aus dem Funkkanalmodell und einem Generator für additives weißes Gauß'sches Rauschen (*additive white Gaussian noise*, AWGN). Letzteres wird dem Nutzsignal überlagert und zur Einstellung des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses im Empfänger verwendet. Das *SNR* dient als unabhängige Variable bei den Betrachtungen der Simulationsergebnisse in Abschnitt 7.3.

Für die Integration des in dieser Arbeit vorgestellten Kanalmodells wurde eine angepasste Schnittstelle zum Systemmodell implementiert. Diese Schnittstelle beruht im Wesentlichen auf der Abbildung der simulierten bandunbegrenzten zeitvarianten Tiefpass-Kanalimpulsantwort $h_S^{TP}(\tau, t)$ auf ein zeitdiskretes *Tapped-Delay-Line* Modell [Pät02]. Solche Modelle werden durch diskrete FIR-Filter² mit angepassten zeitvarianten Filterkoeffizienten realisiert. Die Bestimmung der Koeffizienten und der Ordnung des Filters wird nachfolgend beschrieben.

Da im Modell des Empfängers keine *Frame*-Synchronisation stattfindet, muss diese vorher im Funkkanalmodell realisiert werden. Dies wird vereinfachend dadurch erreicht, dass die zeitabhängige Grundverzögerung $\tau_{\min}(t)$ des simulierten Kanals mittels

$$h_S^{TP}(\tau_{\text{rel}}, t) = h_S^{TP}(\tau - \tau_{\min}(t), t) \quad \text{mit} \quad \tau_{\text{rel}} = \tau - \tau_{\min}(t) \quad (7.1)$$

²FIR: *Finite Impulse Response*

aus der Kanalimpulsantwort eliminiert wird. Die Grundverzögerung entspricht dabei der Verzögerung des Pfades mit der kürzesten Laufzeit. Für $\tau_{\text{rel}} < 0$ enthält die bandunbegrenzte Kanalimpulsantwort $h_{\text{S}}^{\text{TP}}(\tau_{\text{rel}}, t)$ keinen Beitrag, und es gilt $h_{\text{S}}^{\text{TP}}(\tau_{\text{rel}}, t) = 0$. In fast allen Fällen der in dieser Arbeit durchgeführten Systemsimulationen handelt es sich beim kürzesten Pfad auch um den stärksten. Für die wenigen Fälle, in denen dies nicht gilt, ist die Verzögerung des stärksten Pfades nur unwesentlich größer als $\tau_{\text{min}}(t)$. D.h. der stärkste Pfad trifft immer im Anfangsbereich des *Guard*-Intervalls am Empfänger ein. Somit ist eine quasi ideale *Frame*-Synchronisation gewährleistet.

Zur Bestimmung der zeitvarianten Filterkoeffizienten des *Tapped-Delay-Line* Modells wird zunächst die kontinuierliche τ_{rel} -Achse der korrigierten Kanalimpulsantwort $h_{\text{S}}^{\text{TP}}(\tau_{\text{rel}}, t)$ in Bereiche (*Taps*) der Breite $\tau_{\text{res}} = T_{\text{res}} = 1/B_{\text{S}} = 50$ ns unterteilt. τ_{res} entspricht dabei der minimalen Laufzeitdifferenz zweier Mehrwegepfade, die vom System noch aufgelöst werden kann (vgl. Abschnitt 6.1). Anschließend werden die komplexen Gewichte aller Pfade, die in ein und dasselbe *Tap* fallen, kohärent addiert. Die resultierenden komplexen und zeitabhängigen *Tap*-Gewichte $c(\tau_{j,\text{rel}}, t)$ werden den diskreten Verzögerungszeiten $\tau_{j,\text{rel}}$ der zugehörigen linken *Tap*-Grenze zugeordnet. Mit τ_{res} ergeben sich die diskreten Werte von $\tau_{j,\text{rel}}$ zu: 0 ns, 50 ns, 100 ns, Durch die kohärente Addition der einzelnen Mehrwegepfade eines *Taps* unterliegen die einzelnen *Tap*-Gewichte $c(\tau_{j,\text{rel}}, t)$ bezüglich der Zeit t einem schnellen Schwund (vgl. Abschnitt 5.2.1.1).

Die *Tap*-Gewichte $c(\tau_{j,\text{rel}}, t)$ entsprechen den zeitvarianten Filterkoeffizienten. Für die Simulationen werden Mehrwegepfade bis zu einer maximalen relativen Verzögerung von $\tau_{\text{rel}}^{\text{max}} = 4 \mu\text{s}$ berücksichtigt. D.h. die τ_{rel} -Achse wird in 80 *Taps* unterteilt. Dieser Wert bestimmt gleichzeitig die Filterordnung.

In Richtung der t -Achse liegt die simulierte Kanalimpulsantwort zu den Abtastzeitpunkten t_i bereits in diskreter Form vor (vgl. Abschnitt 5.3). Daher erfolgt zunächst die Bestimmung der *Tap*-Gewichte (Filterkoeffizienten) $c(\tau_{j,\text{rel}}, t_i)$ separat für alle t_i einer Kanalsimulation. Die Abtastfrequenz ist hierbei jedoch noch viel geringer als die benötigten 20 MHz. Um das zugehörige Abtastintervall $T_{\text{s}} = 50$ ns zu erreichen, werden die einzelnen $c(\tau_{j,\text{rel}}, t_i)$ bezüglich der Zeit t entsprechend interpoliert. Es kommt dabei vereinfachend eine lineare Interpolation zum Einsatz. Das Ergebnis sind *Tap*-Gewichte $c(\tau_{j,\text{rel}}, t_{i,\text{int}})$, die in τ_{rel} - und t -Richtung mit dem Abtastintervall 50 ns vorliegen.

Bedingt durch die Funkfeldämpfung des Kanals liegt die mittlere normierte Empfangsleistung $\overline{P_{\text{R},0}}$ nur noch bei einem Bruchteil der Sendeleistung $\overline{P_{\text{T},0}}$ und ist von zeitlichen Schwankungen, die aus dem langsamen Schwund des Kanals hervorgehen, gekennzeichnet. Dieser langsame Schwund wird im Empfänger durch die AGC ausgeglichen. Sie ist dafür verantwortlich, dass der A/D-Wandler immer optimal angesteuert wird. Das resultierende Signal ist weitestgehend durch Effekte des schnellen Schwundes (Interferenz) bestimmt. Da der Empfänger des Systemmodells keine AGC enthält, werden die langsamen Schwankungen der zeitvarianten Leistung $P_{\text{c}}(t)$ der Impulsantwort des verwendeten FIR-Filters eliminiert.

Die Anwendung des Verfahrens erfolgt vor der Interpolation der *Tap*-Gewichte. Analog zu (5.13) wird aus $P_c(t)$ die zugehörige mittlere zeitabhängige Leistung $\overline{P_c}(t)$ berechnet. Die Länge des Mittelungsintervalls T_w ergibt sich aus der Dauer, die der Empfänger benötigt, um eine Strecke von 40λ zurückzulegen. Der Wert entspricht dem, der in Kapitel 6 und Anhang A.1 verwendet wird, um den schnellen und langsamen Schwund zu trennen. Die Beseitigung des langsamen Schwundes in der Impulsantwort des FIR-Filters erfolgt durch Normierung der *Tap*-Gewichte $c(\tau_{j,\text{rel}}, t_i)$ zu den entsprechenden Abtastzeitpunkten t_i auf die Wurzel der jeweiligen Leistung $\overline{P_c}(t_i)$. Für das implementierte *Tapped-Delay-Line* Modell dienen die normierten und interpolierten *Tap*-Gewichte $c_0(\tau_{j,\text{rel}}, t_{i,\text{int}})$ als Filterkoeffizienten. Durch die Normierung und $\overline{P_{T,0}} = 1$ hat das Ausgangssignal des Funkkanalmodells die mittlere Leistung $\overline{P_{c,0}} \approx 1$.

Das Entfernen des langsamen Schwundes bzw. der mittleren Funkfelddämpfung aus dem Kanal setzen voraus, dass immer genügend Signalleistung für den betrachteten Bereich des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses im Empfänger vorhanden ist. Dies wird für die Simulationen in Abschnitt 7.3 stets angenommen.

7.2.3 Empfänger

Das Eingangssignal des Empfängers wird zunächst mit der Impulsantwort der Empfangsfilters gefaltet. Die Übertragungsfunktion des Empfangsfilters entspricht der des Sendefilters. Nach Entfernen des *Guard*-Intervalls in jedem OFDM-Symbol und der Präambel jedes *Frames* erfolgt durch die FFT der Übergang vom Zeit- in den Frequenzbereich. Für die anschließende Kanalschätzung und -entzerrung wird die Präambel aus einer Kopie des Ausgangssignals des Empfangsfilters entnommen. Am Anfang jedes *Frames* werden die Übertragungsfaktoren jedes Unterträgers geschätzt, wobei eine ideale Schätzung angenommen wird. Zwischen den einzelnen Paketen werden die Schätzwerte konstant gehalten. Die Kanalentzerrung erfolgt mittels *Zero Forcing Equaliser* bei dem die Datensymbole jedes Unterträgers durch den zugehörigen geschätzten Übertragungsfaktor dividiert werden [Gib97]. Danach werden bei jedem OFDM-Symbol die Piloten entfernt. Im vorliegenden Systemmodell ist keine Nutzung der Piloten vorgesehen. Der Demodulator bildet die Datensymbole auf die einzelnen Bits ab. Aus dem resultierenden Bitstrom werden durch den *Deinterleaver* und den *Viterbi*-Decoder die empfangenen Nutzbits bestimmt. Ein Vergleich dieser Bits mit den gesendeten Nutzbits liefert die Bitfehlerrate (*BER*) für den betrachteten Übertragungskanal.

7.3 Simulationsergebnisse für verschiedene Verkehrsszenarien

Für die Systemsimulationen werden die Verkehrsumgebungen *urbanes Gebiet* und *Autobahn* näher betrachtet. Im Falle des urbanen Gebietes wird eine vierspurige Hauptverkehrsstraße angenommen. Die Autobahn besteht insgesamt aus sechs

Fahrspuren. Alle zugehörigen Verkehrs- und Umgebungsparameter sind im Anhang A.4 dokumentiert. Bei den Kanalsimulationen wird zwischen den Bedingungen LOS und NLOS unterschieden (vgl. Bild 6.12). Im NLOS-Fall befindet sich ein Lkw zwischen Sender und Empfänger. Sender- und Empfängerfahrzeug bewegen sich dabei immer auf derselben Fahrspur. Bei beiden Fahrzeugen handelt es sich, wie in Kapitel 6, um Vans.

Als Sende- und Empfangsantenne kommen vertikal orientierte Hertz'sche Dipole zum Einsatz. Denkbar wäre hier auch die Verwendung von $\lambda/2$ -Dipolen oder $\lambda/4$ -Monopolen. Alle drei Antennentypen zeigen im Azimut eine omnidirektionale Richtcharakteristik. Da sich die meisten relevanten Mehrwegepfade bei der Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation in bzw. nahe der horizontalen Ebene ausbreiten, ergibt sich für die drei Antennentypen ein sehr ähnliches Verhalten des Kanals. Die Simulationsergebnisse für den Hertz'schen Dipol sind somit in der Regel auch auf $\lambda/2$ -Dipole bzw. $\lambda/4$ -Monopole übertragbar. Als Gewinn G_{Hertz} des Hertz'schen Dipols wird sein Richtfaktor (engl. *directivity*) von $D_{\text{Hertz}} = 1,5$ angenommen. Für die Simulationen werden die Antennen mittig 20 cm über dem Autodach platziert. Die Sendefrequenz beträgt 5,2 GHz.

Neben der Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation wird zusätzlich das Systemverhalten für die Kommunikation zwischen einem Fahrzeug und einem stationären Zugangsknoten (*Access Point*) untersucht. In Anhang A.1 sind für die untersuchten Szenarien die wichtigsten Kanalparameter zusammengefasst.

Das Resultat der Systemsimulationen ist die vom Funkkanal abhängige *BER* über dem *SNR* im Empfänger. Letzteres wird im Bereich von 5 dB bis 40 dB variiert. Da der IEEE802.11a Standard ein paketorientiertes System darstellt, ist die zugehörige Paketfehlerrate³ (engl. *packet error rate*, *PER*) eine wichtige Größe zur Beurteilung der Übertragungsqualität. Die *PER* kann mittels

$$PER = 1 - (1 - BER)^{N_{\text{nutz}}} \quad (7.2)$$

aus der *BER* abgeschätzt werden. N_{nutz} bezeichnet die Anzahl der Nutzbits pro Paket bzw. *Frame*. Sie hängt von der Paketlänge N_{PL} , der Coderate R_c , der Anzahl der Nutzträger N_{Tr} und der verwendeten Modulationsform ab. Letztere bestimmt die Anzahl N_B der Bits pro Datensymbol. Die Anzahl der Nutzträger ist vom System mit $N_{\text{Tr}} = 48$ vorgegeben. Es ergibt sich:

$$N_{\text{nutz}} = N_{\text{Tr}} N_{\text{PL}} N_B R_c = 48 N_{\text{PL}} N_B R_c \quad (7.3)$$

Ein Paket wird als fehlerhaft betrachtet, wenn mindestens eines seiner Nutzbits fehlerhaft ist. Die Herleitung von (7.2) beruht auf der Annahme statistisch unabhängiger Bitfehler. Diese werden beispielsweise durch einen AWGN Kanal bei Verwendung einer binären Modulationsform ($N_B = 1$) oder einen binären symmetrischen Kanal (engl. *binary symmetric channel*, *BSC*) erzeugt [BL95]. In realen Mobilfunkkanälen ist diese Bedingung in der Regel nicht erfüllt, da Bündelfehler

³Die Paketfehlerrate bezeichnet hier streng genommen die Paketfehlerwahrscheinlichkeit. Beide Begriffe werden jedoch üblicherweise synonym verwendet.

auftreten. Diese erzeugen bei gleicher BER eine niedrigere PER . Anhand von (7.2) kann jedoch eine obere Abschätzung der PER durchgeführt werden.

In (7.3) erkennt man, dass die PER sehr schnell mit größer werdender Anzahl der Nutzbits pro Paket ansteigt. Der Sender regelt daher die veränderlichen Parameter in (7.3) so, dass eine tolerable PER vorliegt. Da im vorliegenden Systemmodell diese Regelung nicht implementiert ist, muss N_{PL} , N_B , R_c zu Beginn jeder Simulation fest vorgegeben werden. Tabelle 7.1 zeigt die verwendeten Einstellungen.

Tabelle 7.1: Verwendete Parameter des Systemmodells

Parameter	Wert
Paketlänge N_{PL}	20
Coderate R_c	0,5
Modulationsform (N_B)	BPSK (1), QPSK (2)

Der IEEE802.11a Standard ist für die Datenübertragung innerhalb von Gebäuden entwickelt worden. Beim zugehörigen Übertragungskanal handelt es sich im Allgemeinen um einen „gutmütigen“ Kanal, der nur eine geringe Störung der Datenübertragung verursacht [Zwi99]. Der Fahrzeug-Fahrzeug-Kanal weist im Gegensatz dazu eine größere Zeitvarianz und Frequenzselektivität auf, was die Übertragung wesentlich stärker stören wird. Für die Systemsimulationen wird daher eine vergleichsweise geringe Paketlänge von $N_{PL} = 20$ und die höchstmögliche Coderate von $R_c = 0,5$ gewählt. Weiterhin werden lediglich die beiden robustesten Modulationsformen BPSK und QPSK betrachtet. Der hieraus resultierende 6 Mbit/s- bzw. 12 Mbit/s-Übertragungsmodus ist im Allgemeinen ausreichend für die Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation.

In den nächsten beiden Abschnitten sind die berechneten Bit- und Paketfehleraten für die untersuchten Straßenverkehrsszenarien dargestellt. Pro Simulation werden bei der Modulationsform BPSK $50 \cdot 10^6$ Nutzbits und bei QPSK $100 \cdot 10^6$ Nutzbits übertragen. Dies entspricht bei den in Tabelle 7.1 aufgelisteten Systemparametern jeweils einer Echtzeit-Übertragungsdauer von ca. 10 s. Für jedes der betrachteten Straßenverkehrsszenarien werden mittels drei Kanalrealisierungen mit entsprechender Länge (10 s) generiert. Aus den drei resultierenden BER -über- SNR -Kurven wird der Mittelwert gebildet. Anhand dieser Mittelwerte erfolgt die Berechnung der PER mittels (7.2).

Der Standard geht von einer zufriedenstellenden Datenübertragung aus, wenn die PER kleiner als 10 % ist. Für die folgenden Betrachtungen wird als Schwelle ein üblicher Wert von 8 % angenommen.

7.3.1 Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation

In diesem Abschnitt wird die Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation für die Sichtverhältnisse LOS und NLOS untersucht. Unter LOS-Bedingung bewegen sich

Sender- und Empfängerfahrzeug hintereinander auf der linken Fahrspur. Der mittlere Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne beträgt dabei etwa 30 m im urbanen und 50 m im Autobahnszenario. Im NLOS-Fall fahren beide Fahrzeuge auf der rechten Fahrspur. Wie in Hierbei ergeben sich mittlere Antennenabstände von ca. 85 m (*urbanes Gebiet*) bzw. ca. 125 m (*Autobahn*). Die simulierten Bit- und Paketfehlerraten für BPSK-Modulation und LOS sind in Bild 7.2 dargestellt.

Bild 7.2(a) zeigt die *BER* in Abhängigkeit von *SNR* für die beiden betrachteten Umgebungsklassen, wobei zum Vergleich ebenfalls die resultierende *BER* eines AWGN-Kanals eingezeichnet ist. Der AWGN-Kanal kann hierbei als Optimum angesehen werden. Es ist zu erkennen, dass sowohl der urbane als auch der Autobahn-Kanal trotz LOS eine wesentlich höhere *BER* erzeugen als der AWGN-Kanal. In der urbanen Umgebung erzeugen die zahlreichen starken Mehrwegepfade durch Interferenz sehr hohe Einbrüche des Empfangspegels. Diese Eigenschaft des schnellen Schwundes ist im Autobahnszenario wesentlich geringer ausgeprägt, was zu einer durchweg niedrigeren *BER* führt.

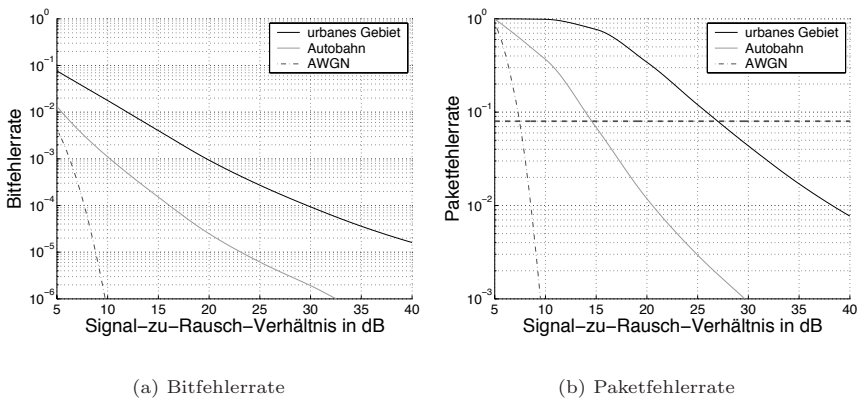


Bild 7.2: Bit- und Paketfehlerrate für BPSK-Modulation und LOS

Die aus der *BER* resultierende *PER* ist in Bild 7.2(b) dargestellt, wobei die gestrichelte Linie die eingangs festgelegte 8%-Schwelle markiert. Es lässt sich ablesen, dass im Autobahnszenario der 6 Mbit/s-Übertragungsmodus mit einer Paketlänge $N_{\text{PL}} = 20$ bei einem *SNR* von mindestens etwa 15 dB erreicht werden kann. Dieser Wert ist doppelt so groß wie beim AWGN-Kanal. Für die urbane Umgebung liegt das notwendige *SNR* aufgrund des stärkeren *Fadings* um ca. 12 dB höher. Die genauen Werte sind in Tabelle 7.2 am Ende dieses Abschnitts aufgelistet. Beim Unterschreiten der *PER*-Schwelle wird das System in der Realität versuchen, die Paketlänge N_{PL} zu vergrößern bzw. den nächsthöheren Übertragungsmodus zu erreichen, um den Datendurchsatz zu steigern.

Bild 7.3 zeigt die Simulationsergebnisse für den 12 Mbit/s-Übertragungsmodus (QPSK-Modulation). Die Erhöhung der Modulationsordnung führt erwartungsgemäß zu einem Anstieg der BER bei allen Kanälen. Neben der Vergrößerung der BER hat die Verdopplung von N_{nutz} durch $N_B = 2$ einen negativen Einfluss auf die PER (vgl. Bild 7.3(b)). Das für die vorgegebene PER -Schwelle notwendige SNR erhöht sich beim urbanen Szenario um etwa 7 dB auf ca. 34 dB. Beim Autobahn-szenario fällt die Erhöhung gegenüber dem 6 Mbit/s-Übertragungsmodus mit ca. 5 dB etwas geringer aus. Der AWGN-Kanal benötigt bei QPSK-Modulation ein SNR von 12 dB, um die Schwelle zu erreichen.

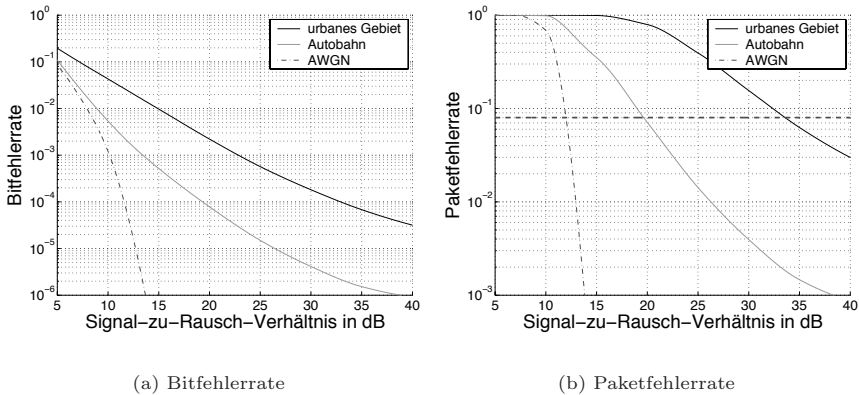
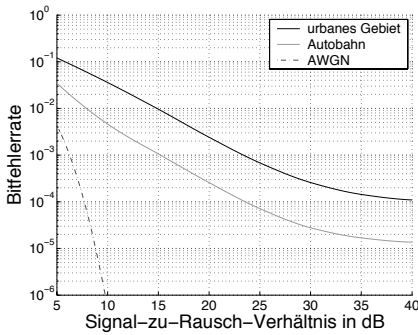


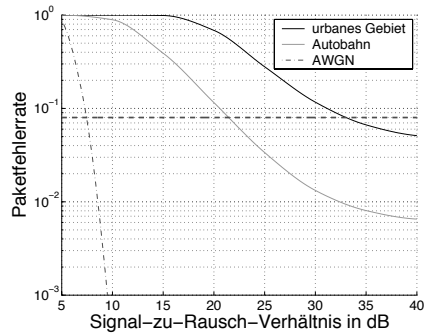
Bild 7.3: Bit- und Paketfehlerrate für QPSK-Modulation und LOS

Für den Fall, dass die Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger durch einen Lkw gestört wird (NLOS-Fall), sind die resultierenden Bit- und Paketfehler-raten in Bild 7.4 (BPSK) bzw. Bild 7.5 (QPSK) dargestellt. Bedingt durch die ausgeprägten *Fading*-Eigenschaften der Kanäle sind BER und PER in Vergleich zum LOS-Fall angestiegen. Für die BPSK-Modulation liegen die SNR -Schwellwerte in der Größenordnung derer, die sich bei LOS und QPSK ergeben (siehe Bild 7.3(b)). Wird die Modulationsform QPSK gewählt, ist bei der urbanen Umgebung im betrachteten SNR -Bereich keine Kommunikation mehr möglich. Das notwendige SNR im Autobahnszenario liegt bei ca. 28 dB.

Alle BER - und PER -Kurven der in diesem Abschnitt untersuchten Verkehrsszenarien zeigen bei hohen SNR -Werten ein gewisses Sättigungsverhalten. D.h. bei weiterer Erhöhung des Signal-zu-Rauschverhältnisses strebt die BER bzw. PER gegen einen Grenzwert. Der Grund für dieses Verhalten liegt maßgeblich in der Zeitvarianz des Kanals, wodurch sich in ungünstigen Fällen die Phasen der Übertragungsfaktoren der einzelnen Unterträger innerhalb der Zeitdauer eines Pakets sehr stark ändern können. Da die Kanalschätzung nur am Anfang eines Pakets



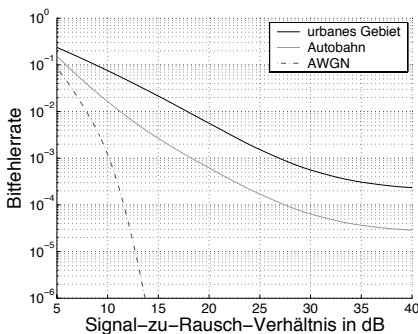
(a) Bitfehlerrate



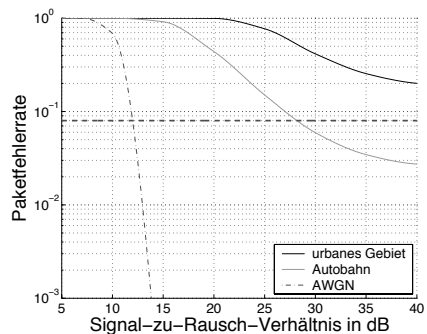
(b) Paketfehlerrate

Bild 7.4: Bit- und Paketfehlerrate für BPSK-Modulation und NLOS

durchgeführt wird, ergeben sich dadurch auch bei unendlich großem SNR Bitfehler. Eine weitere Ursache hierfür kann durch das Eintreffen relevanter Mehrwegpfade außerhalb des *Guard*-Intervalls gegeben sein. Solche Pfade verursachen Intersymbolinterferenz (ISI). Bei alle untersuchten Kanäle spielt die ISI jedoch nur eine vergleichsweise geringe Rolle. Charakteristische Werte der für die ISI verantwortlichen Impulsverbreiterung sind in Anhang A.1 zu finden.



(a) Bitfehlerrate



(b) Paketfehlerrate

Bild 7.5: Bit- und Paketfehlerrate für QPSK-Modulation und NLOS

Die ermittelten SNR -Schwellwerte sind für die verschiedenen Szenarien und den AWGN-Kanal in Tabelle 7.2 zusammengefasst. An den Stellen, an denen kein Wert eingetragen ist, liegt das entsprechende SNR außerhalb des betrachteten Bereichs. Es ist ebenfalls möglich, dass die PER -Schwelle aufgrund des Sättigungsverhaltens der PER nie erreicht wird.

Tabelle 7.2: Notwendiges SNR in dB für $PER = 8\%$

Simulationsszenario		SNR (BPSK)	SNR (QPSK)
AWGN		7,4	12,0
LOS	<i>urbanes Gebiet</i>	27,0	33,6
	<i>Autobahn</i>	14,6	19,6
NLOS	<i>urbanes Gebiet</i>	33,0	-
	<i>Autobahn</i>	21,5	28,2

Der Anstieg der mittleren Funkfelddämpfung durch die Unterbrechung der Sichtverbindung, kann dazu führen, dass bei vorgegebener Sendeleistung die zugehörige mittlere Empfangsleistung zu gering ist, um die geforderten SNR -Schwellwerte zu erreichen. Eine Datenübertragung ist dann im entsprechenden Übertragungsmodus nicht mehr möglich. In Anhang A.1 sind charakteristische Durchschnittswerte der mittleren Funkfelddämpfung für die betrachteten Verkehrsszenarien angegeben.

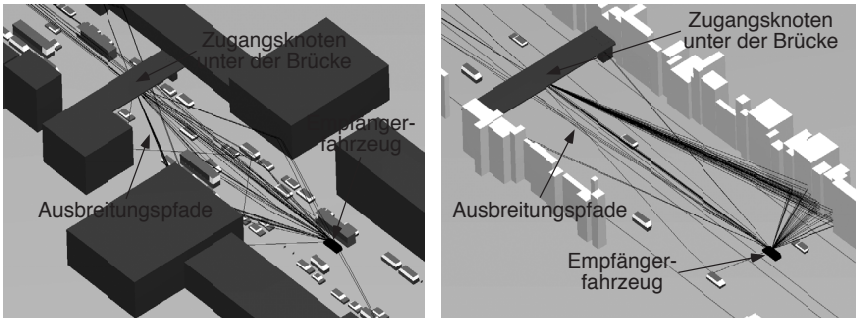
7.3.2 Kommunikation zwischen Fahrzeug und Zugangsknoten

Um einem Fahrzeugführer beispielsweise Zugang zum Internet zu ermöglichen, müssen feststehende Zugangsknoten in gewissen Abständen und in der Nähe der Straße eingerichtet werden. Es bietet sich an, hierfür ebenfalls die WLAN-Kommunikationsstruktur zu nutzen. Als mögliche Position von solchen *Access Points* eignen sich beispielsweise Brücken oder große Verkehrsschilder (Schilderbrücken) [FWMW03].

Für die Untersuchungen in diesem Abschnitt dient eine Brücke als Ort für den *Access Point*. Er befindet sich sowohl im urbanen als auch im Autobahnszenario zentral unterhalb der Brücke. Bild 7.6 zeigt jeweils eine Momentaufnahme für eine der erzeugten Umgebungsrealisierungen. Die Antenne des Zugangsknotens ist 30 cm unterhalb des Brückenunterbodens angebracht, wobei dieser eine Durchfahrts Höhe von 5 m hat. Wie bei der Fahrzeugantenne handelt es sich um einen vertikal orientierten Hertz'schen Dipol. Bei allen generierten Realisierungen befindet sich die Brücke etwa in der Mitte der vom Empfängerfahrzeug zurückgelegten Strecke. Während der Fahrt des Empfängers herrscht immer Sichtverbindung zur Antenne des *Access Points*.

Zur Illustration sind in Bild 7.6 jeweils die 50 stärksten Mehrwegepfade als schwarze Linien eingezeichnet. In der urbanen Umgebung (Bild 7.6(a)) sind die

zahlreichen Interaktionen der elektromagnetischen Welle mit den Gebäuden und Fahrzeugen gut zu erkennen. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind im Autobahn-szenario (Bild 7.6(b)) alle Streupfade einer Vegetationsfläche zu einem Pfad zusammengefasst. Da bei beiden Szenarien der Sender stationär ist, wird die momentane mittlere Doppler-Verschiebung hauptsächlich durch die Empfängergeschwindigkeit bestimmt. In Anhang A.1 sind einige charakteristische Parameter der hier untersuchten Kanäle zu finden.

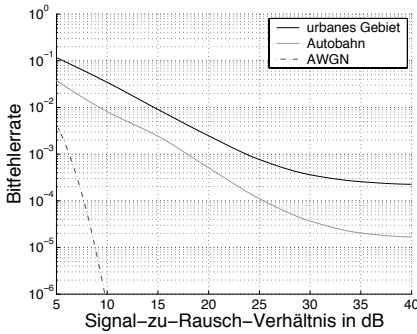


(a) *urbanes Gebiet*

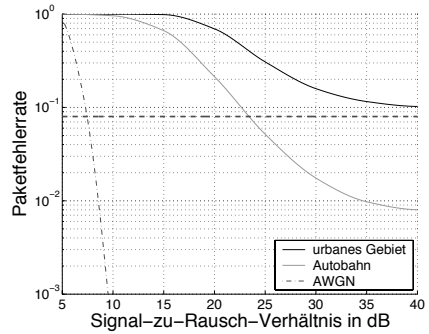
(b) *Autobahn*

Bild 7.6: Beispielszenarien für die Kommunikation zwischen einem Fahrzeug und einem Zugangsknoten

Die aus den Systemsimulationen resultierenden *BER*- und *PER*-Kurven für BPSK-Modulation mit $R_c = 0,5$ sind in Bild 7.7 dargestellt. Ein Vergleich mit den Kurven für BPSK und LOS-Bedingung aus Bild 7.2 zeigt, dass die *BER* und *PER* trotz Sichtverbindung zwischen *Access Point* und Empfänger stark angestiegen ist. Da das System einen hohen Untertägerabstand von $\Delta f_U = 312,5$ kHz besitzt, ist die vergleichsweise gering ausfallende Erhöhung der mittleren Doppler-Verschiebung des Kanals von einigen hundert Hz nicht der Grund für die Verschlechterung. Vielmehr liegt der Grund bei der urbanen Umgebung vor allem in der gestiegenen Häufigkeit von starken *Fading*-Einbrüchen im Empfangssignal, d.h. die zugehörige Pegelunterschreitungsrate (LCR) ist für tiefe Signaleinbrüche stark angestiegen (vgl. Abschnitt 5.2.1.1). Im Autobahnszenario fällt der Anstieg etwas geringer aus. Es ist jedoch zusätzlich eine erhebliche Vergrößerung der zugehörigen mittleren Schwunddauer (AFD) zu verzeichnen. Der sich ergebende *SNR*-Schwellwert für das Autobahnszenario ist mit ca. 23 dB sogar etwas höher als bei BPSK unter NLOS-Bedingung (vgl. Bild 7.4(b)). In der urbanen Umgebung wird die *PER*-Schwelle im betrachteten *SNR*-Bereich nicht unterschritten. Beide *PER*-Kurven in Bild 7.7(b) zeigen bei hohem *SNR* ein deutliches Sättigungsverhalten.



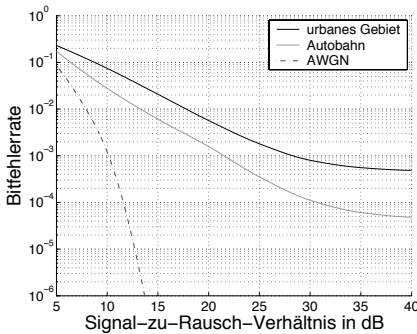
(a) Bitfehlerrate



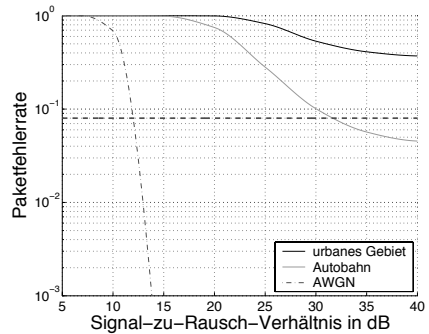
(b) Paketfehlerrate

Bild 7.7: Bit- und Paketfehlerrate für BPSK-Modulation

Die Verwendung der QPSK-Modulation führt, wie erwartet, zu einem weiteren Anstieg der *BER* und *PER* (Bild 7.8). Erst bei einem *SNR* von etwa 32 dB fällt die *PER* im Autobahnzenario unter die Marke von 8%. Wie bei BPSK wird im urbanen Gebiet diese Schwelle nicht erreicht. Die genauen Schwellwerte aus Bild 7.7 und Bild 7.8 sind in Tabelle 7.3 nochmals eingetragen.



(a) Bitfehlerrate



(b) Paketfehlerrate

Bild 7.8: Bit- und Paketfehlerrate für QPSK-Modulation

Tabelle 7.3: Notwendiges SNR in dB für $PER = 8\%$

Simulationsszenario	SNR (BPSK)	SNR (QPSK)
<i>urbanes Gebiet</i>	-	-
<i>Autobahn</i>	23,4	31,7

7.3.3 Abschätzung der Systemreichweite bei Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger

In der überwiegenden Anzahl der Fälle wird die Kommunikation zwischen zwei Fahrzeugen bzw. zwischen einem Fahrzeug und einem Zugangsknoten unter LOS-Bedingung stattfinden. Kommt es zu einer Unterbrechung der Sichtverbindung, wird vom System versucht, die Datenübertragung über ein anderes Fahrzeug zu leiten, zu welchem der momentane Sender und Empfänger Sichtverbindung haben (vgl. Bild 1.2, *Multi-Hop*-Verbindung).

Bei Sichtverbindung kann die mittlere Funkfelddämpfung D_F des Kanals durch die Freiraumdämpfung D_{F0} angenähert werden. Geht man von isotropen Antennen ($G_T = G_R = 1$) und Polarisationsanpassung aus, berechnet sich die zugehörige isotrope Freiraumdämpfung $D_{F0,i}$ zu [GW98]:

$$D_{F0,i} = \frac{P_T}{P_R} = \left(\frac{4\pi d_{\text{sys}}}{\lambda_0} \right)^2 \quad (7.4)$$

d_{sys} bezeichnet hierbei den Abstand zwischen Sender und Empfänger, P_T die Sendeleistung und P_R die Empfangsleistung nach der Antenne bei Leistungsanpassung.

Mit (7.4) wird die Systemreichweite d_{sys} in Abhängigkeit des geforderten Signal-zu-Rausch-Verhältnisses SNR am Signaldetektor des Empfängers durch

$$d_{\text{sys}} = \frac{\lambda_0}{4\pi} \sqrt{\frac{P_T}{P_R}} = \frac{\lambda_0}{4\pi} \sqrt{\frac{P_T}{SNR P_{\text{therm}} F_N}} \quad \text{mit} \quad SNR = \frac{SNR_{\text{ein}}}{F_N} = \frac{P_R/P_{\text{therm}}}{F_N} \quad (7.5)$$

abgeschätzt. SNR_{ein} beschreibt dabei das Signal-zu-Rausch-Verhältnis am Eingang des Empfängers und F_N die Empfängerrauschzahl. Letztere gibt an, um welchen Faktor das Signal-zu-Rausch-Verhältnis zwischen dem Eingang des Empfängers und dem Signaldetektor abnimmt [MG92]. P_{therm} ist das thermische Grundrauschen, welches sich mittels $P_{\text{therm}} = kTB_N$ berechnen lässt. k bezeichnet hierbei die Boltzmann-Konstante, T die absolute Temperatur in Kelvin und B_N die betrachtete Rauschbandbreite. Für die folgenden Untersuchungen wird die Systembandbreite $B_S = 20$ MHz als Rauschbandbreite B_N angenommen. Die Temperatur wird auf den Referenzwert $T = 290$ K $\approx 16,8$ °C und die Empfängerrauschzahl auf $F_N = 4$ (6 dB) gesetzt [VVG⁺03].

In Nordamerika sind für den IEEE802.11a Standard drei mögliche maximale Sendeleistungen in unterschiedlichen Bändern des zur Verfügung stehenden Spektrums vorgesehen. Tabelle 7.4 zeigt die zugehörigen Werte. Sie liegen zwischen 40 mW

und 800 mW. Die Abschätzung der Systemreichweite d_{sys} erfolgt für die zulässigen Sendeleistungen P_T jeweils bei der Mittenfrequenz des zugehörigen Bandes, wobei isotrope Antennen und Polarisationsanpassung vorausgesetzt werden. In Bild 7.9 ist d_{sys} für die verschiedenen P_T in Abhängigkeit des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses am Signaldetektor dargestellt.

Tabelle 7.4: Maximal erlaubte Sendeleistung in den verschiedenen Frequenzbändern des IEEE802.11a Standards (gültig für Nordamerika)

Frequenzband in GHz	maximale Leistung P_T in mW
5,150 ... 5,250	40
5,250 ... 5,350	200
5,725 ... 5,825	800

Die entsprechenden Werte für d_{sys} bei den unterschiedlichen minimal notwendigen Signal-zu-Rausch-Verhältnissen aus Tabelle 7.2 (Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation) sind für den LOS-Fall in Tabelle 7.5 zusammengefasst. Es wird hierbei in erster Näherung angenommen, dass die ermittelten SNR -Werte für alle drei Frequenzbänder aus Tabelle 7.4 und für den ermittelten Abstandsbereich in Bild 7.9 konstant sind.

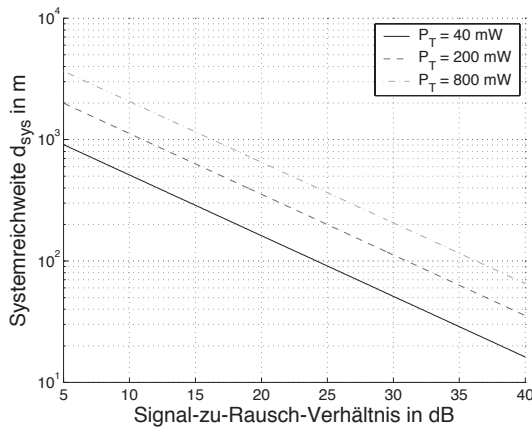


Bild 7.9: Systemreichweite in Abhängigkeit des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses

Die Systemreichweiten sind im Autobahnszenario wesentlich größer als in der urbanen Umgebung. Mit der höchstmöglichen Sendeleistung können Reichweiten von über 1 km erzielt werden. Geht man für die Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation auf der Autobahn von relevanten Fahrzeugabständen bis zu 500 m aus, so bietet der IEEE802.11a Standard eine geeignete Basis für das Übertragungssystem.

Da in urbanen Gebieten die Fahrzeugdichte in der Regel wesentlich höher ist als auf der Autobahn, sind die Werte in Tabelle 7.5 normalerweise ausreichend. Beim Übergang von BPSK zu QPSK reduziert sich d_{sys} erheblich. Es findet näherungsweise eine Halbierung der Reichweite statt. Erwartungsgemäß ergeben sich für den AWGN-Kanal die größten Reichweiten.

Tabelle 7.5: Schätzwerte der Systemreichweite d_{sys} in m für die SNR -Werte aus Tabelle 7.2 (nur AWGN und LOS)

Simulationsszenario	$d_{\text{sys}}(40 \text{ mW})$	$d_{\text{sys}}(200 \text{ mW})$	$d_{\text{sys}}(800 \text{ mW})$
AWGN	688	1510	2772
BPSK <i>urbanes Gebiet</i>	72	158	291
<i>Autobahn</i>	300	658	1208
AWGN	406	890	1634
QPSK <i>urbanes Gebiet</i>	34	74	136
<i>Autobahn</i>	169	371	680

Die abgeschätzten Werte von d_{sys} für die Kommunikation zwischen einem Fahrzeug und einem Zugangsknoten sind in Tabelle 7.6 aufgelistet. Da bei der urbanen Umgebung keine SNR -Werte vorliegen, wird lediglich das Autobahnscenario berücksichtigt. Durch die höhere PER sind die Reichweiten durchweg kleiner als bei der Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation.

Tabelle 7.6: Schätzwerte der Systemreichweite d_{sys} in m für die SNR -Werte der Autobahnumgebung aus Tabelle 7.3

Modulationsform	$d_{\text{sys}}(40 \text{ mW})$	$d_{\text{sys}}(200 \text{ mW})$	$d_{\text{sys}}(800 \text{ mW})$
BPSK	109	239	439
QPSK	42	92	169

7.4 Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wurden Systemsimulationen basierend auf dem IEEE802.11a WLAN-Standard beschrieben. Das zugrunde liegende Systemmodell beschränkt sich dabei auf die physikalische Schicht von IEEE802.11a [IEEE99]. Für unterschiedliche Funkkanäle in den beiden Umgebungsklassen *urbanes Gebiet* und *Autobahn* erfolgte hiermit die Berechnung der Bit- und Paketfehler-rate in Abhängigkeit des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses im Empfänger. Neben der Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation unter LOS- und NLOS-Bedingungen wurde zusätzlich die Kommunikation zwischen einem Fahrzeug und einem an einer Brücke befindlichen stationären Zugangsknoten (*Access Point*) untersucht. Bei den

Systemsimulationen kommt der 6 Mbit/s- und der 12 Mbit/s-Übertragungsmodus des IEEE802.11a Standards zum Einsatz. Die Kanalschätzung und -entzerrung im Empfänger wird mittels einfachem *Zero Forcing Equaliser* realisiert [Gib97]. Weiter Maßnahmen zur Beseitigung der Kanaleinflüsse erfolgen nicht.

Die Ergebnisse zeigen, dass unter den gemachten Voraussetzungen bei LOS-Bedingung und im 6 Mbit/s-Übertragungsmodus eine Kommunikation bei moderatem *SNR* sowohl in urbanen Umgebungen als auch in Autobahnscenarien möglich ist. Eine Erhöhung der Datenrate geht hierbei auf Kosten der Reichweite. Beim Übergang von 6 Mbit/s auf 12 Mbit/s wird diese näherungsweise halbiert. Im NLOS-Fall erhöht sich das für die Datenübertragung notwendige *SNR* durch das starke *Fading* des Kanals maßgeblich. Bei der Fahrzeug-Zugangsknoten-Kommunikation ist trotz Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger ebenfalls ein starker Anstieg der *BER* bzw. *PER* zu verzeichnen. Hierfür ist jedoch nicht die Erhöhung der mittleren Doppler-Verschiebung des Kanals verantwortlich, sondern die größere Häufigkeit von starken *Fading*-Einbrüchen (LCR) und der Anstieg der AFD im Empfangssignal.

Alle *BER*- und *PER*-Kurven der untersuchten Verkehrsszenarien zeigen bei hohen *SNR*-Werten ein Sättigungsverhalten. Der hauptsächliche Grund dafür liegt in der Zeitvarianz des Kanals. Die Intersymbolinterferenz spielt hierbei nur eine geringe Rolle.

Da für die Simulationen ein sehr einfacher Empfänger implementiert wurde, können durch dessen Optimierung die Kanaleinflüsse weiter verringert werden. Beispielsweise wird die Kanalschätzung und -korrektur durch Verwendung eines sogenannten *MMSE-Equalisers* maßgeblich verbessert [FD02]. Weiterhin führen verschiedene Diversitätskonzepte zu merklichen *SNR*-Gewinnen [Gib97]. Neben dem sorgfältigen Entwurf des Empfängers müssen ebenfalls die höheren Systemschichten, wie beispielsweise die Zugriffsschicht (engl. *medium access layer*, MAC), auf die spezielle Kommunikationsstruktur der fahrzeuggetragenen Ad-hoc-Netze angepasst werden [ZR03].

Kapitel 8

Zusammenfassung

In unserer Gesellschaft hat das Automobil über die letzten Jahrzehnte sowohl im wirtschaftlichen als auch im privaten Bereich eine zentrale Position eingenommen. Schon lange bildet es prozentual die Spitze unter den zahlreichen zur Verfügung stehenden Transportmitteln. Ein über die Jahre eklatanter Anstieg der Verkehrsdichte auf unseren Straßen ist die Folge. Bei gegebenem Verkehrsraum und gegebener Qualität der Infrastruktur wird die Leistungsfähigkeit, Wirtschaftlichkeit und Sicherheit des Straßenverkehrs primär durch die für den Teilnehmer verfügbare Information bestimmt. Die Art, Qualität und Verfügbarkeit der Information werden entscheiden, ob der flächendeckende Kollaps des Verkehrs in Zukunft zur Regel wird oder ob eine effiziente Mobilität erhalten bleibt. Der aktuelle Forschungsbereich der Verkehrstelematik beschäftigt sich dabei mit der Erfassung, Übermittlung und Auswertung entsprechender Informationsinhalte [Bär99], [Düc98]. Das Ziel ist die Optimierung des Verkehrsflusses bei gleichzeitiger Erhöhung der Verkehrssicherheit.

Jeder Fahrzeugführer benötigt detaillierte Angaben über den Verkehrszustand auf seiner gewünschten Fahrtroute. Wichtig hierbei ist vor allem die Aktualität und Vollständigkeit dieser Informationen. Die Bereitstellung von Daten über mögliche Ausweichrouten bei einem Verkehrsstau kann genutzt werden, um gezielt den Verkehr zu führen und so die Aufrechterhaltung des Verkehrsflusses zu gewährleisten. Weiterhin spielen Verkehrs- und Fahrbahndaten aus dem unmittelbaren Umfeld des Fahrzeugs eine entscheidende Rolle bei der Vermeidung von Unfällen. Solche Informationen werden primär durch spezielle Sensoren am und im Fahrzeug bereitgestellt. Die Fahrsicherheit lässt sich zusätzlich erhöhen, indem Fahrzeuge Daten untereinander austauschen, was unter dem Namen kooperatives Fahren bekannt ist [AF96], [Tsu02].

Ein wichtiger Schritt zur Bereitstellung von beliebigen Informationsinhalten ist die Anbindung des Fahrzeugs an das Telekommunikationsnetz, wodurch eine neue Qualitätsstufe der Telematik im Fahrzeug erreicht wird. Das internetfähige Auto der Zukunft ermöglicht *Mobile Computing* und hat somit Zugriff auf eine nahezu unerschöpfliche Quelle von Informationen und Dienstleistungen.

Bei der Versorgung der Fahrzeuge mit Informationen wird die Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation in Zukunft eine Schlüsselrolle spielen. Mit mobilen Ad-hoc-Netzen als Kommunikationsstruktur werden eine Vielzahl unterschiedlicher Daten jedem teilnehmenden Fahrzeug zur Verfügung gestellt. Experten aus

Nordamerika gehen davon aus, dass bis zum Jahr 2010 Endgeräte für diesen Zweck auf dem Markt erhältlich sind [ZR03].

Für die Entwicklung, den Test und die Optimierung eines Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikationssystems ist ein realistisches Modell des Übertragungskanals zwischen sich bewegenden Fahrzeugen notwendig. Dieses Modell muss Effekte wie die Frequenzselektivität und die Zeitvarianz des Fahrzeug-Fahrzeug-Kanals genau wiedergeben. Zudem wird die Fähigkeit zur Erzeugung zeitlich hochaufgelöster, physikalisch korrekter und für die Anwendung typischer Zeitserien von Kanalimpulsantworten gefordert. Bisherige Ansätze liefern hierzu nur unzureichende Ergebnisse. In den meisten Fällen wird dabei die komplexe reale Wellenausbreitungssituation nur sehr vereinfacht beschrieben. Häufig ist eine Charakterisierung der Frequenzselektivität nicht möglich, wodurch auch keine Zeitserien von realistischen Kanalimpulsantworten generiert werden können.

Die vorliegende Arbeit hatte daher zum Ziel, ein Kanalmodell zu entwickeln, das den genannten hohen Anforderungen entspricht. Es ergaben sich folgende Schwerpunkte der Arbeit:

- *Entwicklung und Implementierung eines strahlenoptischen Modells für den Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkanal*
- *Adaption und Optimierung von Ray-Tracing-Verfahren für diese spezielle Anwendung*
- *Verifikation des entwickelten Modells anhand von umfangreichen breitbandigen Funkkanalmessungen*
- *exemplarische Anwendung des Kanalmodells bei Systemsimulationen auf Grundlage des IEEE802.11a WLAN-Standards*

Der gewählte Modellansatz besteht im Wesentlichen aus drei Teilen: einem Straßenverkehrsmodell, einem Verfahren zur Modellierung der Umgebung und einem Wellenausbreitungsmodell. Diese wurden neuartig miteinander kombiniert, wodurch das resultierende Modell den komplexen Fahrzeug-Fahrzeug-Kanal erstmals vollständig beschreibt. D.h. es werden sowohl Zeitvarianz und Frequenzselektivität als auch die räumlichen Korrelationseigenschaften richtig wiedergegeben.

Die für die Zeitvarianz des Kanals ausschlaggebende Bewegung von Sender, Empfänger und der weiteren am Straßenverkehr beteiligten Fahrzeuge wird durch ein realistisches Verkehrsmodell beschrieben. Einzelne Fahrzeuge, sowohl Pkw als auch Lkw, interagieren dabei verkehrstechnisch auf der Basis eines mikroskopischen *Follow-the-Leader* Ansatzes. Das Modell liefert Zeitserien der momentanen Positionen und Geschwindigkeiten von Fahrzeugen auf einer vorgegebenen Straße, auch für mehrere Spuren.

Einen entscheidenden Einfluss auf den Funkkanal hat die nähere Umgebung der Straße. Deren Beschreibung erfolgt durch ein voll dreidimensionales stochastisches Umgebungsmodell. Hierbei werden abhängig von einer vorgegebenen Umgebungs-kategorie (z.B. Autobahn, urbanes Gebiet, usw.) verschiedene relevante Objekte, wie

beispielsweise Gebäude, parkende Fahrzeuge und Verkehrsschilder, statistisch am Straßenrand verteilt. Zusammen mit den im Verkehrsmodell generierten bewegten Fahrzeugen liefert das Umgebungsmodell realistische Zeitserien von hochdynamischen Straßenverkehrsumgebungen.

Die Wellenausbreitung wird in den zuvor generierten Verkehrsszenarien mittels strahlenoptischer Methoden kohärent und vollpolarimetrisch berechnet. Es werden hierbei die Ausbreitungsphänomene Reflexion, Beugung und Streuung an Bäumen berücksichtigt. Die Grundlage bilden die Theorie der geometrischen Optik (GO) und die verallgemeinerte Beugungstheorie (UTD). Zur Charakterisierung der Streuung elektromagnetischer Wellen an Bäumen wird die Theorie der Radiosität angewandt. Der ursprünglich polarisationsunabhängige und inkohärente Ansatz wurde im Rahmen der Arbeit durch geeignete Annahmen für den kohärenten und polarimetrischen Einsatz erweitert.

Die vollständig dreidimensionale Beschreibung der Wellenausbreitung erfordert schnelle und effiziente *Ray-Tracing*-Algorithmen zur Bestimmung der einzelnen Ausbreitungspfade. Hierfür wurden bestehende Ansätze optimiert und implementiert. Weiterhin konnte mittels einer eigens entwickelten Interpolationsmethode für die charakteristischen Pfadparameter Betrag der Amplitude, Phase, Laufzeit und Doppler-Verschiebung die Simulationszeit um das bis zu 100-fache verringert werden. Die hohe Effizienzsteigerung der implementierten Verfahren macht die Anwendung strahlenoptischer Methoden für das vorliegende, sehr komplexe Problem erst möglich.

Umfangreiche breitbandige Kanalmessungen bei 5,2 GHz wurden genutzt, um das Kanalmodell zu verifizieren. Die Messungen erfolgten in einem urbanen Gebiet und auf einer typischen Autobahn. Bei beiden Szenarien wurde der LOS- und NLOS-Fall untersucht. Für die entsprechenden Simulationen in der urbanen Umgebung sind Verkehrsszenarien deterministisch generiert worden. Im Autobahnscenario wurden sie stochastisch mit Hilfe des Verkehrs- und Umgebungsmodells erzeugt. Verschiedene schmal- und breitbandige Kanalkenngrößen und -kennfunktionen dienten als Vergleichsgrößen zwischen Messung und Simulation. Es konnte gezeigt werden, dass das Kanalmodell sowohl im LOS- als auch im NLOS-Fall hervorragend geeignet ist, um den Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkanal zu beschreiben. Weiterhin kann es für verschiedene urbane und ländliche Umgebungen eingesetzt werden. Ein Teil der Untersuchungen bezog sich speziell auf das entwickelte Streumodell für Bäume. Der Vergleich zwischen Messung und Simulation ergab diesbezüglich eine sehr gute Übereinstimmung. Zudem wurde festgestellt, dass die Reflektivität der Fahrbahn einen wesentlichen Einfluss auf den Kanal hat.

Abschließend wurde die Anwendung des Kanalmodells bei Systemsimulationen auf Link-Ebene untersucht. Als Basis für das zugehörige Systemmodell diente der IEEE802.11a WLAN-Standard, wobei nur die physikalische Schicht berücksichtigt wurde. Der IEEE802.11a Standard spielt bei der Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation eine Schlüsselrolle [ZR03]. Für unterschiedliche Funkkanäle in den beiden Umgebungsklassen *urbanes Gebiet* und *Autobahn* erfolgte die Berechnung von Bit- und Paketfehlerrate in Abhängigkeit des Signal-zu-Rausch-Verhältnis-

ses im Empfänger. Neben der Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation unter LOS- und NLOS-Bedingungen wurde zusätzlich die Kommunikation zwischen einem Fahrzeug und einem an einer Brücke befindlichen stationären Zugangsknoten (*Access Point*) untersucht. Es konnte gezeigt werden, dass für den 6 Mbit/s-Übertragungsmodus von IEEE802.11a und unter LOS-Bedingung eine Kommunikation zwischen bewegten Fahrzeugen bei moderatem *SNR* sowohl in urbanen als auch in Autobahnsszenarien möglich ist. Bei den Betrachtungen zur Kommunikation zwischen einem Fahrzeug und einem Zugangsknoten hat sich hingegen herausgestellt, dass, hervorgerufen durch stärkeres *Fading*, vor allem in urbanen Gebieten keine effiziente Datenübertragung unter den gemachten Annahmen gewährleistet werden kann.

Die vorgestellte dynamisch-stochastische Beschreibung der Straßenverkehrsumgebung in Kombination mit der strahlenoptischen Modellierung der Wellenausbreitung ermöglicht eine äußerst realistische Simulation des zeitvarianten und frequenzselektiven Verhaltens typischer Fahrzeug-Fahrzeug-Übertragungskanäle. Damit wurde in dieser Arbeit erstmals ein umfassendes Modell für den Fahrzeug-Fahrzeug-Übertragungskanal vorgestellt und erfolgreich eingesetzt. Das Modell bietet eine fundierte Grundlage für die Entwicklung und Optimierung zukünftiger Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikationssysteme.

Anhang

A.1 Charakteristische Kenngrößen des Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkanals

Im Folgenden sind einige charakteristische Kanalkenngrößen für die untersuchten Umgebungsklassen *urbanes Gebiet* und *Autobahn* zusammengefasst. Für die zugrunde liegenden Kanalsimulationen wird im Falle des urbanen Gebiets eine vier-spurige Hauptverkehrsstraße angenommen. Die Autobahn besteht aus insgesamt sechs Fahrspuren. Alle notwendigen Verkehrs- und Umgebungsparameter sind im Anhang A.4 aufgeführt. Es wird zwischen den Bedingungen LOS und NLOS unterschieden (vgl. Bild 6.12). Sender- und Empfängerfahrzeug bewegen sich dabei immer auf derselben Fahrspur. Wie in Kapitel 6 handelt es sich bei beiden Fahrzeugen um einen Van (vgl. Bild 2.4). Unter NLOS-Bedingung befindet sich ein Lkw zwischen Sender und Empfänger. Eine zusätzliche Unterscheidung der Kanalkenngrößen findet für verschiedene Fahrspuren statt. Als Sende- und Empfangsantennen kommen einheitlich vertikal orientierte Hertz'sche Dipole zum Einsatz. Sie sind mittig 20 cm über dem Autodach platziert. Die Sendefrequenz beträgt 5,2 GHz. Der Grund für die Wahl von Hertz'schen Dipolen als Antennen ist in Abschnitt 7.3 kurz erläutert.

Neben dem Fahrzeug-Fahrzeug-Kanal wird zusätzlich der Funkkanal zwischen einem Fahrzeug und einem stationären Zugangsknoten (*Access Point*) untersucht. Hierbei dient eine Brücke mit einer Durchfahrtshöhe von 5 m als Ort für den *Access Point* (siehe Bild 7.6). Er befindet sich sowohl im urbanen als auch im Autobahn-szenario zentral unterhalb der Brücke und wird in den Simulationen als Sender betrachtet. In beiden Umgebungen bewegt sich das Empfängerfahrzeug auf der linken Fahrspur. Die Antenne des Zugangsknotens, ebenfalls ein vertikal orientierter Hertz'scher Dipol, ist 30 cm unterhalb des Brückenunterbodens angebracht.

Für jedes der betrachteten Straßenverkehrsszenarien werden drei Kanalrealisierungen generiert. Die Dauer jeder einzelnen Realisierung entspricht dabei 10 s Echtzeit. Anhand der momentanen Doppler-aufgelösten Tiefpass-Kanalimpulsantwort $s^{\text{TP}}(\tau, f_D)$ aus (5.11) erfolgt die Ermittlung der zugehörigen Kenngrößen, wobei der Kanal als bandunbegrenzt angenommen wird. $s^{\text{TP}}(\tau, f_D)$ wird hierbei zu jedem Abtastzeitpunkt des Kanals bestimmt, woraus sich die momentanen Kanalkenngrößen ergeben. Analog zu Abschnitt 6.2 werden aus ihnen durch Mittelwertbildung über die einzelnen Realisierungen und die Zeit die durchschnittlichen Größen berechnet.

Folgende Kanalkenngrößen werden ermittelt: die Doppler-Verbreiterung σ_{f_D} , der K-Faktor der Rice-Verteilung K , die isotrope Funkfelddämpfung $D_{F,i}$, die Standardabweichung¹ $\sigma_{D_{F,i}}$ von $D_{F,i}$ und die Impulsverbreiterung σ_τ . $D_{F,i}$ wird aus der simulierten Funkfelddämpfung D_F mittels [GW98]

$$D_{F,i} = \frac{D_F}{G_T G_R} \quad \text{mit} \quad G_T = G_R = G_{\text{Hertz}} = 1,5 \quad (\text{A.1})$$

abgeschätzt². Weiterhin erfolgt die Bestimmung der 90 %-Werte von σ_{f_D} und σ_τ . Sie geben den Wert an, der in 90 % der Fälle unterschritten wird. Zum Vergleich werden der sich aus den Simulationen ergebende Mittelwert $v_{T,R}$ der Absolutgeschwindigkeit des Sender- und Empfängerfahrzeuges und der durchschnittliche Abstand d_{TR} zwischen Sende- und Empfangsantenne angegeben. Der K-Faktor der Rice-Verteilung wird durch Parameteroptimierung an die Simulation angepasst.

Die Ergebnisse für die Umgebungsklasse *urbanes Gebiet* sind in Tabelle A.1 aufgelistet. Unter LOS-Bedingung zeigt der Kanal lediglich bei σ_τ größere Unterschiede zwischen der linken und der rechten Fahrspur. Der hauptsächliche Grund liegt in der höheren Anzahl von Lkws auf der rechten Spur. Sie erzeugen durch Reflexionen an ihrer Front bzw. ihrem Heck relevante Mehwegepfade, die zu einer Vergrößerung von σ_τ führen. Bei NLOS spielt dieser Effekt kaum eine Rolle. Sowohl die linke als auch die rechte Fahrspur zeigen im NLOS-Fall ähnliche Kanalkenngrößen. Zwischen LOS und NLOS erhöht sich die Doppler-Verbreiterung maßgeblich. Der K-Faktor liegt etwas niedriger, da der dominante direkte Pfad fehlt. Trotz etwa doppeltem Abstand d_{TR} und Unterbrechung der Sichtverbindung hat $D_{F,i}$, verursacht durch die starken Reflexionspfade an den Gebäudewänden am Straßenrand, einen vergleichsweise geringen Wert. Die Standardabweichung $\sigma_{D_{F,i}}$ weist bei allen Simulationen dieselbe Größenordnung auf.

Tabelle A.1: Mittelwerte charakteristischer Kanalkenngrößen für die Umgebungsklasse *urbanes Gebiet* (σ_{f_D} [Hz], $\sigma_{f_D,90\%}$ [Hz], $v_{T,R}$ [km/h], K [dB], $D_{F,i}$ [dB], $\sigma_{D_{F,i}}$ [dB], d_{TR} [m], σ_τ [ns], $\sigma_{\tau,90\%}$ [ns])

Verkehrsszenario		σ_{f_D}	$\sigma_{f_D,90\%}$	$v_{T,R}$	K	$D_{F,i}$	$\sigma_{D_{F,i}}$	d_{TR}	σ_τ	$\sigma_{\tau,90\%}$
LOS	linke Spur	68,2	116,7	48,5	8,9	76,1	3,0	32,1	32,7	51,3
	rechte Spur	68,7	128,6	37,0	9,3	74,9	2,5	29,8	80,1	126,3
NLOS	linke Spur	113,4	225,9	45,0	6,8	84,9	3,2	70,3	39,8	74,3
	rechte Spur	96,3	217,7	36,1	6,9	86,3	3,5	82,9	48,9	75,5
<i>Access Point</i>		176,3	380,6	53,7	6,5	-	-	-	69,4	127,6

Beim Kanal zwischen einem Fahrzeug und einem *Access Point* ist festzustellen, dass σ_{f_D} gegenüber dem Fahrzeug-Fahrzeug-Kanal stark angewachsen ist. Auch

¹ $\sigma_{D_{F,i}}$ wird aus den dB-Werten von $D_{F,i}$ berechnet.

² Als Gewinn G_{Hertz} des Hertz'schen Dipols wird sein Richtfaktor von $D_{\text{Hertz}} = 1,5$ angenommen.

σ_τ hat sich im Vergleich zum durchschnittlichen Verhalten des Fahrzeug-Fahrzeug-Kanals etwas vergrößert. Der K-Faktor liegt trotz LOS in der Größenordnung des NLOS-Szenarios, was auf zahlreiche, starke Mehrwegepfade schließen lässt. Da $D_{F,i}$ hier direkt vom Abstand d_{TR} abhängt und sich dieser innerhalb eines Szenarios stark ändert, ist eine Angabe von Mittelwerten in Tabelle A.1 nicht sinnvoll.

Die sich aus den Simulationen ergebenden Kanalkenngrößen der Umgebungs-kategorie *Autobahn* sind in Tabelle A.2 zusammengefasst. Da die Wahrscheinlichkeit, dass ein Lkw auf der linken Spur fährt sehr gering ist, wird im NLOS-Fall lediglich die mittlere und die rechte Fahrspur betrachtet. Bei der Auswertung der Simulationsergebnisse hat sich gezeigt, dass sich anhand der Rice-Verteilung die CDF des schnellen Schwundes nur unzureichend beschreiben lässt, weshalb auf eine Angabe des K-Faktors in Tabelle A.2 verzichtet wird. Vor allem bei kleinen Signalpegeln liefert die Rice-Verteilung zu geringe Werte. Dieser Effekt ist bei den Untersuchungen in Abschnitt 6.2.2 schwächer ausgeprägt, da er erheblich von der Reflektivität des Fahrbahnbodens beeinflusst wird. Letztere wird in Abschnitt 6.2.2 durch die zusätzliche Wasserschicht auf der Fahrbahn im relevanten Einfallswinkelbereich stark abgeschwächt (vgl. Bild 6.14). Die Simulationsergebnisse in diesem Abschnitt gelten für eine trockene Fahrbahn. Der Einfluss der Fahrbahnreflektivität zeigt sich auch bei anderen Kanalparametern, was durch einen Vergleich mit den Ergebnissen aus Abschnitt 6.2.2 festgestellt werden kann. Die unterschiedlichen Antennencharakteristiken haben nur eine geringe Auswirkung.

Tabelle A.2: Mittelwerte charakteristischer Kanalkenngrößen für die Umgebungs-kategorie *Autobahn* (σ_{f_D} [Hz], $\sigma_{f_D,90\%}$ [Hz], $v_{T,R}$ [km/h], $D_{F,i}$ [dB], $\sigma_{D_{F,i}}$ [dB], d_{TR} [m], σ_τ [ns], $\sigma_{\tau,90\%}$ [ns])

Verkehrsszenario		σ_{f_D}	$\sigma_{f_D,90\%}$	$v_{T,R}$	$D_{F,i}$	$\sigma_{D_{F,i}}$	d_{TR}	σ_τ	$\sigma_{\tau,90\%}$
LOS	linke Spur	77,9	91,3	112,2	80,6	3,7	49,6	26,0	33,1
	rechte Spur	96,3	117,8	101,6	79,0	2,0	45,0	117,1	176,3
NLOS	mittlere Spur	129,7	178,5	110,3	95,2	3,2	128,5	20,6	29,1
	rechte Spur	188,7	352,5	90,2	94,1	3,3	124,0	49,4	80,7
<i>Access Point</i>		85,7	141,5	114,8	-	-	-	34,2	63,4

Wie in der urbanen Umgebung steigt σ_τ im Autobahnszenario unter LOS-Bedingung beim Übergang von der linken auf die rechte Fahrspur an. Der Grund hierfür liegt ebenfalls in der höheren Anzahl von Lkws auf dieser Spur. Trotz der im Vergleich zum urbanen Gebiet mehr als doppelt so hohen durchschnittlichen Geschwindigkeit $v_{T,R}$ hat die Doppler-Verbreiterung auf der Autobahn bei LOS dieselbe Größenordnung. Bei NLOS-Bedingung ist hingegen auf der rechten Fahrspur eine Erhöhung von σ_{f_D} festzustellen. Die isotrope Funkfelddämpfung $D_{F,i}$ nimmt auf der Autobahn beim Übergang von LOS nach NLOS stärker zu als in der urbanen Umgebung, was durch das Fehlen der starken Gebäudereflexionen

begründet ist. Vergleicht man die Ergebnisse mit denen aus Abschnitt 6.2.2, so erkennt man, dass die trockene Fahrbahn den Wellenleitereffekt unter dem Lkw begünstigt. Dieser Wellenleitereffekt beeinflusst maßgeblich die Funkfelddämpfung im NLOS-Fall. Hieraus resultiert auch die vergleichsweise niedrige Impulsverbreiterung.

Der Kanal zwischen Fahrzeug und Zugangsknoten im Autobahnszenario zeigt im Gegensatz zum urbanen Gebiet keine wesentliche Erhöhung der Doppler-Verbreiterung. Die Impuls-Verbreiterung hat sich gegenüber dem Fahrzeug-Fahrzeug-Kanal auf der linken Spur bei LOS-Bedingung etwas vergrößert. Betrachtet man die Ergebnisse der Systemsimulationen aus Abschnitt 7.3.2, so ist zu erkennen, dass der Fahrzeug-Zugangsknoten-Kanal auch im Autobahnszenario eine höhere Bitfehlerrate erzeugt als der Fahrzeug-Fahrzeug-Kanal bei NLOS-Bedingung. Dies liegt nicht zuletzt an der hohen Wahrscheinlichkeit von tiefen Empfangssignaleinbrüchen und der resultierenden großen mittleren *Fading*-Dauer (AFD) in diesem Bereich. Das Verhalten der zugehörigen CDF lässt sich, wie bereits erwähnt, nicht durch eine Rice-Verteilung annähern.

A.2 Doppler-Spektren für verschiedene Antennenpositionen und Sichtverhältnisse

Im Rahmen dieser Arbeit werden die Sende- und die Empfangsantenne immer auf dem Autodach platziert. Diese Position ist optimal für die Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation, da mit einer einzelnen Antenne eine azimutale Abdeckung von 360° erreicht werden kann. Die Kfz-Hersteller sind jedoch bemüht, Antennen aus ästhetischen Gründen in die Fahrzeugkarosserie zu integrieren. Mögliche Orte hierfür sind neben der Front- und der Heckscheibe auch die beiden Außenspiegel. Um in diesem Fall eine 360° -Abdeckung zu erreichen, sind jedoch immer mehrere Antennen notwendig. Es gibt auch Bestrebungen, Kommunikation und Sensorik in ein und dasselbe System zu integrieren. Die favorisierten Antennenpositionen sind dabei die beiden Stoßstangen und auf der Vorderseite des Fahrzeugs der Kühlergrill. Auch bei diesem Konzept werden mehrere Antennen benötigt.

Durch die verschiedenen Antennenpositionen ergeben sich unterschiedliche charakteristische Doppler-Spektren für den Fahrzeug-Fahrzeug-Kanal. Die Entstehung der einzelnen Beiträge zum Doppler-Spektrum in einem typischen urbanen Gebiet und einem Autobahnszenario ist in Abschnitt 5.3.1 für auf dem Autodach positionierte Antennen beschrieben. Zwischen Sender und Empfänger besteht dabei immer Sichtverbindung (LOS). Im Folgenden wird zusätzlich die für die Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation wichtige NLOS-Situation betrachtet. Weiterhin werden die Doppler-Spektren für unterschiedliche Antennenpositionen untersucht.

Die Bestimmung des momentanen bandunbegrenzten Doppler-Spektrums $S(f_D, t_i)$ erfolgt dabei, wie in Abschnitt 5.3.1, jeweils für eine urbane Straßenumgebung und ein Autobahnszenario. Das Sender- und das Empfängerfahrzeug sind Pkws. Als Antennen werden ebenfalls vertikal orientierte Hertz'sche Dipole ver-

wendet. Die Sendefrequenz f_0 beträgt wiederum 5,2 GHz. Die für die Untersuchung benutzten Umgebungs- und Straßenverkehrsparameter sind dieselben wie in Abschnitt 5.3.1. Bei allen Simulationen bewegen sich das Sender- und das Empfängerfahrzeug auf der linken Fahrspur. $S(f_D, t_i)$ wird über einen Zeitraum von 2 s mit einem Abtastintervall $T_s = 100$ ms ermittelt. Alle Schaubilder in diesem Abschnitt zeigen typische Doppler-Spektren des Fahrzeug-Fahrzeug-Kanals, deren prinzipielle Form durch weitere Simulationen bestätigt wurde.

In Bild A.1 ist die Situation für das untersuchte NLOS-Szenario dargestellt. Zwischen dem Sender- und dem Empfängerfahrzeug befindet sich ein Lkw, der die Sichtverbindung blockiert. Die Antennen sind jeweils 25 cm über der Mitte des Autodachs platziert. Der Abstand zwischen den Fahrzeugen ergibt sich aus der Verkehrssimulation und ist naturgemäß im urbanen Straßenverkehr geringer als auf der Autobahn. Bild A.2 zeigt die resultierenden momentanen Doppler-Spektren $S(f_D, t_i)$ für die beiden untersuchten Verkehrsszenarien. Durch die NLOS-Situation hat die relative Leistung von Pfaden hoher Doppler-Verschiebung im Vergleich zur LOS-Situation aus Bild 5.1 abgenommen. Im Doppler-Spektrum des urbanen Szenarios (Bild A.2(a) und Bild A.2(b)) sind deutlich die Pfade zu erkennen, welche die beiden in Abschnitt 5.3.1 beschriebenen charakteristischen Doppler-Verschiebungen erfahren. Der Betrag der maximalen Doppler-Verschiebung $f_{D,\max}$ bleibt auch hier unter dem mit (5.32) abgeschätzten Wert. Bei der Betrachtung des Doppler-Spektrums des Autobahnszenarios (Bild A.2(c) und Bild A.2(d)) fällt auf, dass vereinzelt Pfade mit einer Doppler-Verschiebung auftreten, die höher als der durch (5.32) prognostizierte Maximalwert ist. Es handelt sich hierbei um Beugungspfade, die an den entgegenkommenden Fahrzeugen entstehen. Eine Vielzahl von Simulationen der vorliegenden Situation hat jedoch gezeigt, dass diese Pfade nur sehr selten mit relevanter Leistung auftreten. Ihr Beitrag zur Zeitvarianz des Kanals kann daher im Allgemeinen vernachlässigt werden. Folglich ist eine Abschätzung von $f_{D,\max}$ auch in Autobahnszenarien bei NLOS-Situation durch (5.32) möglich.

Zur Untersuchung unterschiedlicher Antennenpositionen werden die Sende- und Empfangsantenne zunächst an der Position des linken Außenspiegels platziert. Bild A.3 zeigt die Situation. Beide Antennen befinden sich jeweils im Abstand von 10 cm zur Fahrzeugkarosserie. Während der gesamten Simulation besteht Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger. In Bild A.4 sind die zugehörigen momentanen Doppler-Spektren dargestellt. Da die Antennen auf der linken Seite des jeweiligen Fahrzeugs angebracht sind und ihre Höhe über Grund unterhalb der mittleren Fahrzeughöhe liegt, ergeben sich zahlreiche Interaktionen der gesendeten Welle mit entgegenkommenden Fahrzeugen, was zu hohen Doppler-Verschiebungen führt. Sowohl im urbanen (Bild A.4(b)) als auch im Autobahnszenario (Bild A.4(d)) ist die relative Leistung der zugehörigen Mehrwegespfade gegenüber Bild 5.1 angestiegen. Da diese Pfade auch im Autobahnszenario sehr häufig sind, können sie in der Regel nicht vernachlässigt werden. Wird zusätzlich noch die Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger gestört (z.B. durch einen Lkw),

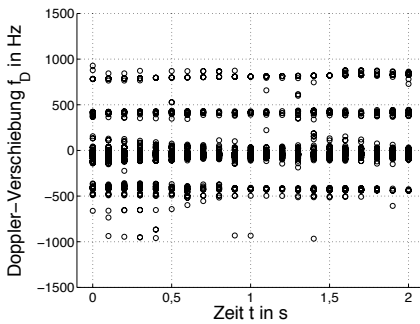
steigt die Relevanz dieser Pfade weiter. Die Abschätzung von $f_{D,\max}$ muss für beide Umgebungen mit (5.32) und $m = 4$ durchgeführt werden.

Als weitere mögliche Einbauorte für die Antennen dienen im folgenden Beispiel die Stoßstangen der Pkws (siehe Bild A.5). In Bild A.5 ist die entsprechende Anordnung dargestellt. Die Sendeantenne befindet sich an der hinteren und die Empfangsantenne an der vorderen Stoßstange des jeweiligen Fahrzeugs. Wie in der vorhergehenden Simulation, sind die Antennen in einer Entfernung von 10 cm vor der Fahrzeugkarosserie platziert. Auch hier besteht während der Simulation Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger.

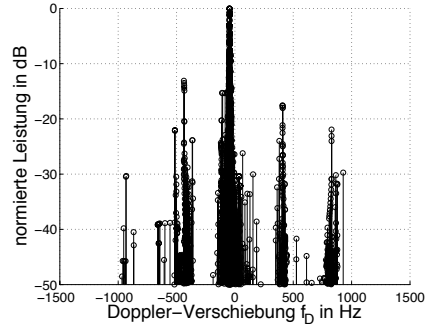
Bild A.6 zeigt die resultierenden momentanen Doppler-Spektren für das urbane und das Autobahnszenario. Da durch die Position der Antennen deren Sichtfeld nach vorne bzw. nach hinten eingeschränkt ist, nimmt die Anzahl der relevanten Pfade mit hoher Doppler-Verschiebung in beiden Szenarien sehr stark ab (Bild A.6(b) und (Bild A.6(d))). Lediglich im urbanen Gebiet entstehen durch Mehrfachinteraktionen vereinzelt relevante Pfade mit relativ hoher Doppler-Verschiebung. Sie liegen in Bild A.6(b) etwa zwischen -750 Hz und -800 Hz. Äquivalente Pfade im Autobahnszenario, wie sie für die Antennenkonfiguration aus Bild A.3 zwischen -1300 Hz und -1800 Hz auftreten (vgl. Bild A.4(d)), bleiben in der Regel aus. Zur Abschätzung von $f_{D,\max}$ kann bei beiden Szenarien (5.32) direkt angewendet werden.



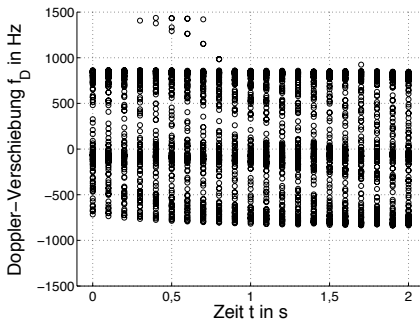
Bild A.1: Position von Sende- und Empfangsantenne auf dem Fahrzeugdach



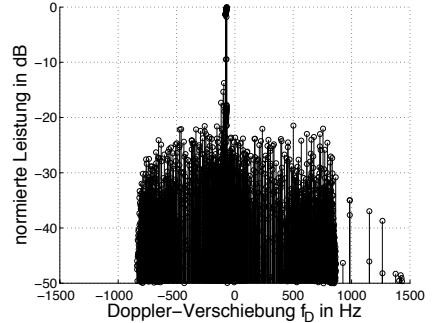
(a) Projektion in der Zeit-Doppler-Ebene



(b) Projektion in der Doppler-Leistung-Ebene



(c) Projektion in der Zeit-Doppler-Ebene



(d) Projektion in der Doppler-Leistung-Ebene

Bild A.2: $S(f_D, t_i)$ eines urbanen (a,b) und eines Autobahnzenarios (c,d) für die Antennenpositionen aus Bild A.1

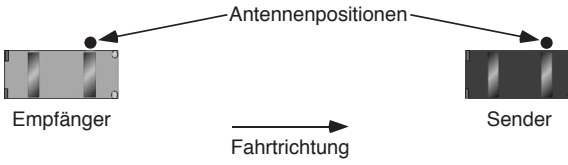
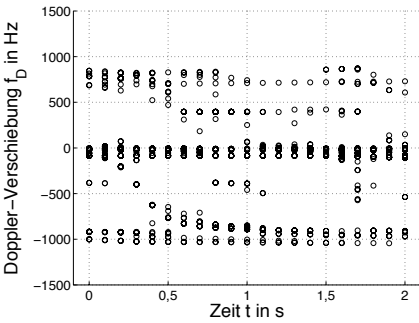
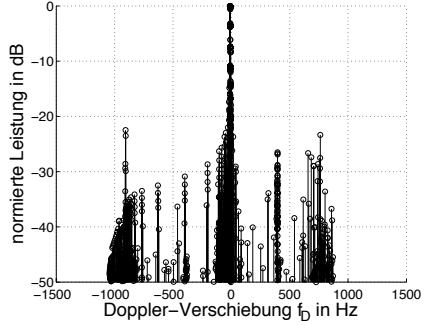


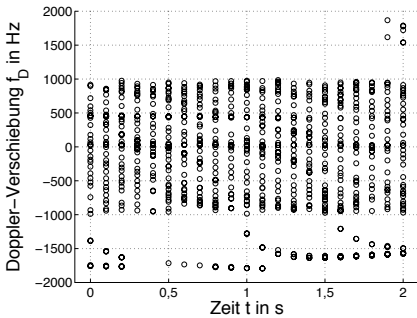
Bild A.3: Position von Sende- und Empfangsantenne im Außenspiegel



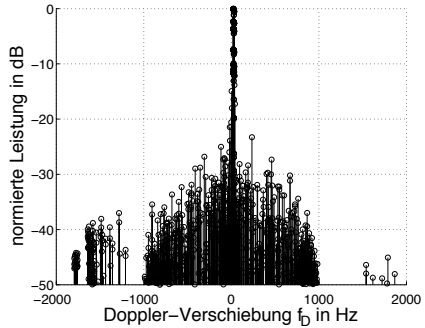
(a) Projektion in der Zeit-Doppler-Ebene



(b) Projektion in der Doppler-Leistung-Ebene



(c) Projektion in der Zeit-Doppler-Ebene



(d) Projektion in der Doppler-Leistung-Ebene

Bild A.4: $S(f_D, t_i)$ eines urbanen (a,b) und eines Autobahnsszenarios (c,d) für die Antennenpositionen aus Bild A.3

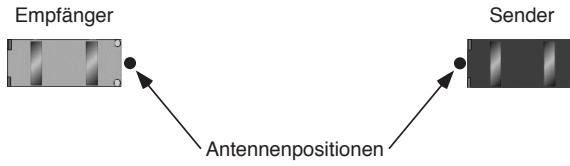
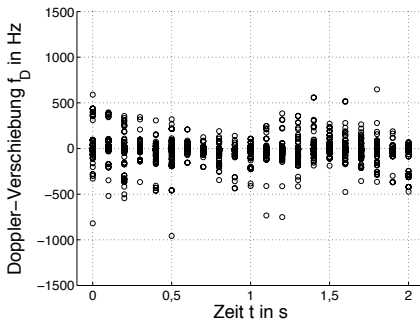
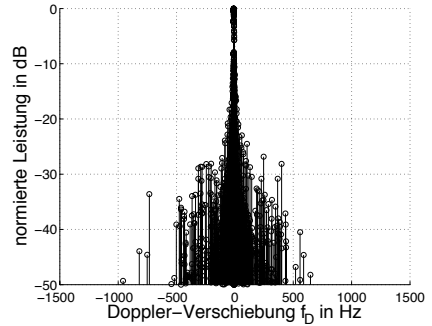


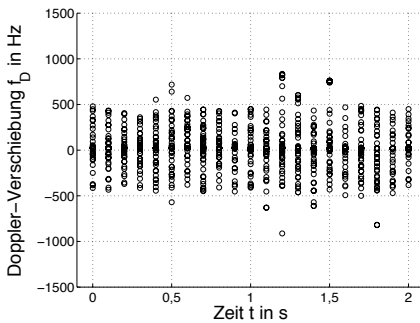
Bild A.5: Position von Sende- und Empfangsantenne in der Stoßstange



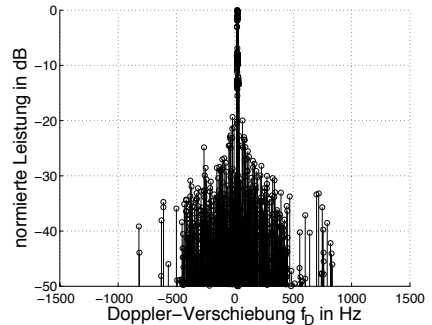
(a) Projektion in der Zeit-Doppler-Ebene



(b) Projektion in der Doppler-Leistung-Ebene



(c) Projektion in der Zeit-Doppler-Ebene



(d) Projektion in der Doppler-Leistung-Ebene

Bild A.6: $S(f_D, t_i)$ eines urbanen (a,b) und eines Autobahnsszenarios (c,d) für die Antennenpositionen aus Bild A.5

A.3 Materialparameter

Die verwendeten Materialparameter sind in Tabelle A.3 aufgelistet. Bei allen Materialien wird davon ausgegangen, dass ihre magnetischen Eigenschaften vernachlässigt werden können, d.h. ihre Permeabilität μ_r wird allgemein zu $\mu_r = 1$ gesetzt. Als Ackerboden dient Puerto-Rico-Boden mit 10 % Wassergehalt [GW98], wobei der Wassergehalt die entscheidende Größe darstellt. Die Oberflächenrauigkeit σ_h von Gebäuden wird etwas höher als die des Straßenbelags angesetzt. Das Verhalten von ideal leitendem Metall (PEC) wird durch ein sehr großes $\varepsilon''_{r,ges}$ angenähert. Für die Streuung an Bäumen werden die Elemente der Streufaktormatrix \bar{S} nach (4.51) aus der polarimetrischen RCS-Matrix $\bar{\sigma}_{NIBS}^0$ bestimmt. Letztere ist für das C-Band aus [UD89] entnommen ($\sigma_{ss,NIBS}^0 = \sigma_{pp,NIBS}^0 = -10$ dB, $\sigma_{sp,NIBS}^0 = \sigma_{ps,NIBS}^0 = -16$ dB). Die Werte geben das Rückstreuverhalten von oben beleuchteter Baumkronen wieder. In erster Näherung können diese Werte auch für das Streuverhalten dichter Bäume von der Seite angesetzt werden. $\varepsilon_{r,ges}$ und σ_h sind für das Streumodell nicht relevant. Beim Wasser ist eine gewisse Verschmutzung durch das erhöhte $\varepsilon''_{r,ges}$ berücksichtigt.

Tabelle A.3: Materialparameter bei 5,2 GHz

	$\varepsilon_{r,ges}$	σ_h [mm]	$(S_{ss}; S_{sp}; S_{ps}; S_{pp})$	Quelle
Ackerboden	$6 - j0,6$	30	-	[GW98], [Döt00]
Beton (Straße)	$5 - j0,1$	0,4	-	[Did00], [Sch98]
Beton (Gebäude)	$5 - j0,1$	1	-	-
Glas	$6 - j0,006$	0	-	[ZSW97], [Bal89]
Kunststoff	$2,5 - j0,005$	0	-	[Did00]
Metall (PEC)	$1 - j10^{10}$	0	-	-
Vegetation	-	-	(1,6; 0,8; 0,8; 1,6)	[UD89]
Wasser	$80 - j40$	0	-	[GW98]

A.4 Verkehrs- und Umgebungsparameter

In den folgenden Tabellen sind die verwendeten Verkehrs- und Umgebungsparameter zusammengefasst.

A.4.1 Abmessung der implementierten Fahrzeugmodelle

Tabelle A.4 zeigt die Abmessungen der verwendeten Fahrzeugtypen (siehe Bild 2.4). Die Maße sind Mittelwerte gängiger Fahrzeuge verschiedener Fahrzeughersteller. Als Bodenfreiheit wird die Achshöhe des Fahrzeugs angenommen.

Tabelle A.4: Fahrzeugabmessungen

Fahrzeugtyp	Gesamthöhe [m]	Breite [m]	Länge [m]	Bodenfreiheit [m]
Klein-Pkw	1,35	1,75	3,50	0,25
Pkw	1,40	1,80	4,20	0,30
Kombi-Pkw	1,40	1,80	4,70	0,30
Van	1,80	1,80	4,70	0,30
Kleintransporter	2,40	2,00	5,30	0,30
Lkw	3,80	2,50	12,00	0,50

A.4.2 Verkehrsparameter

Alle Kanalsimulationen werden für die Verkehrsumgebungsklassen *urbanes Gebiet* und *Autobahn* durchgeführt. Im Falle des urbanen Gebietes wird eine vierspurige Hauptverkehrsstraße angenommen. Die Autobahn besteht insgesamt aus sechs Fahrspuren. In Tabelle A.5 sind die Abmessungen der verwendeten Straßentypen aufgelistet, wobei N_{Sp} die Anzahl der Fahrspuren, B_{Sp} die Spurbreite, B_{MS} die Breite des Mittelstreifens und B_{RS} die Breite des Seitenstreifens bezeichnet. In der urbanen Umgebung werden der Gehweg und ein freier Bereich zum Parken dem Seitenstreifen zugerechnet. Als Grundlage für die verwendeten Maße dienen gängige Regelquerschnitte (RQ) von Straßen [Nat03] (vgl. Abschnitt 3.1.1).

Tabelle A.5: Abmessungen der verwendeten Straßentypen

Verkehrsumgebung	N_{Sp}	B_{Sp} [m]	B_{MS} [m]	B_{RS} [m]
<i>urbanes Gebiet</i>	4	3,00	-	4,50
<i>Autobahn</i>	6	3,75	5,00	4,75

Tabelle A.6 zieht die relevanten Eingabeparameter des Verkehrsmodells für die beiden Straßentypen. Die verschiedenen Fahrspuren weisen dabei unterschiedliche Parameter auf. Bei beiden Straßentypen wird von einer hohen Verkehrsbelastung ausgegangen. D_{Fzg} gibt die durchschnittliche Anzahl der Fahrzeuge pro Stunde an,

Tabelle A.6: Eingabeparameter für das Verkehrsmodell

Verkehrsumgebung		D_{Fzg} [Fzg/h]	Lkw[%]	$\mu_{v,Pkw}$ [km/h]	$\mu_{v,Lkw}$ [km/h]
<i>urbanes Gebiet</i>	linke Spur	1000	5	50	50
	rechte Spur	1000	40	50	50
<i>Autobahn</i>	linke Spur	1000	0	120	-
	mittlere Spur	1000	5	120	90
	rechte Spur	1000	40	100	80

die eingangs der Simulationsstrecke auf der jeweiligen Fahrspur generiert werden. Die Werte in der zweiten Spalte von Tabelle A.6 zeigen hierbei den prozentualen Anteil an Lkws. $\mu_{v,\text{Pkw}}$ und $\mu_{v,\text{Lkw}}$ bezeichnen die Mittelwerte der Wunschgeschwindigkeit von Pkws und Lkws (vgl. Abschnitt 2.2.2). Die Wunschgeschwindigkeit v_W ist eine normalverteilte Zufallsgröße und wird jedem Fahrzeug separat zugewiesen. In der urbanen Umgebung wird die zugehörige Standardabweichung σ_v auf 5 km/h und auf der Autobahn auf 15 km/h gesetzt. Die untere und die obere Grenze von v_W ergeben sich aus den als sinnvoll erachteten Werten $0,8\mu_v$ bzw. $1,4\mu_v$.

A.4.3 Wahrscheinlichkeitsverteilung und Abmessung der Umgebungsobjekte

In Tabelle A.7 sind die Auftretswahrscheinlichkeiten der Umgebungsobjekte für die beiden Umgebungsklassen *urbanes Gebiet* und *Autobahn* aufgelistet. Es wird hierbei zwischen der in Abschnitt 3.1.2 eingeführten Zone 2 und Zone 3 der Straßenumgebung unterschieden. Soweit möglich sind die Zahlenwerte der Literatur entnommen [Döt00], [Rit01]. In den übrigen Fällen werden realistische Annahmen gemacht. Bei der Wahl des Typs des parkenden Fahrzeugs wird allgemein von einem 5 %igen Anteil an Lkws ausgegangen [Bund05]. Die restlichen 95 % setzen sich zu gleichen Anteilen aus den verschiedenen Pkw-Typen zusammen (vgl. Bild 2.4).

Tabelle A.7: Objektwahrscheinlichkeiten der Verkehrsumgebungsklassen *urbanes Gebiet* und *Autobahn*

Umgebungsobjekt	<i>urbanes Gebiet</i>	<i>Autobahn</i>
Freiraum	0,47	0,99
Zone 2 parkendes Fzg	0,5	0,0
Verkehrsschild	0,03	0,01
Baum	0,05	0,9
Zone 3 Freiraum	0,05	0,1
Gebäude	0,9	0,0

Bei der Generierung der Umgebung unterliegen einige Umgebungsobjekte bezüglich ihrer Maße und/oder ihres Abstandes zur Straße statistischen Schwankungen. Die entsprechenden Parameter der zugehörigen Verteilungsfunktionen für diese Objekte sind in Tabelle A.8 zusammengefasst. h_O bezeichnet dabei die Höhe, l_O die Ausdehnung (Länge) und t_O die Tiefe des entsprechenden Objekts. d_O ist der Abstand des Objekts zur inneren Grenze der jeweiligen Zone. Bei Zone 2 ist dies der Abstand zur Fahrbahn und bei Zone 3 der Abstand zum Seitenstreifen. h_O und d_O gehorchen einer Normalverteilung, wobei die Werte in Klammern den Mittelwert, die Standardabweichung und den Minimal- bzw. Maximalwert darstellen. l_O und t_O sind exponentiell verteilt und weisen zudem die

Tabelle A.8: Statistische Parameter der entsprechenden Umgebungsobjekte

Umgebungsobjekt		h_O [m]	l_O [m] bzw. t_O [m]	d_O [m]
Zone 2	Freiraum	-	(0,055; 1/8)	-
	parkendes Fzg	-	-	(0,5; 0,5; 0,2/1,0)
Zone 3	Baum, Autobahn	(20; 0,5; 10/30)	(0,2; 1/10)	(10; 1; 5/15)
	Baum, urban	(20; 0,5; 10/30)	(0,2; 1/10)	(0; 1; 0/5)
	Freiraum	-	(0,055; 1/100)	-
	Gebäude	(14; 3,5; 4/25)	(0,055; 8/80)	(0; 2,5; 0/20)

gleichen Verteilungsparameter auf. Der erste Wert in der Klammer ist der Parameter λ der Exponentialverteilung [BSMM99]. Die beiden anderen Werte geben den Minimal- bzw. Maximalwert an. Für parkende Fahrzeuge sind die Abmessungen vorgegeben und in Tabelle A.4 aufgelistet. Das Objekt Freiraum besitzt nur eine Breite h^B und beginnt direkt an der entsprechenden Zonengrenze.

Verschiedene Umgebungsobjekte haben fixe Größen und Abstände zur Straße. Die entsprechenden Abmessungen zeigt Tabelle A.9. h_O^B gibt dabei die Bodenfreiheit der Objekte an. Die äußeren Leitplanken einer Straße befinden sich in 0,25 m Abstand zum Seitenstreifen. Ist ein Mittelstreifen vorhanden, werden sie auf diesem 0,25 m entfernt zur linken Fahrspur platziert. Die Ausdehnung der Leitplanken ergibt sich aus der Länge des generierten Verkehrsszenarios. Auf der Autobahn befinden sich die großen Verkehrsschilder 0,5 m neben dem Seitenstreifen. In einer urbanen Umgebung liegt die Position der kleinen Verkehrsschilder 0,5 m neben der Fahrbahn. Alle Schilder inklusive der Leitplanken werden als unendlich dünn angenommen. Sowohl die Brückenpfeiler als auch die Pfosten der Schilderbrücken stehen 0,3 m hinter dem Seitenstreifen. Die Ausdehnung l_O der Brücken und Schilderbrücken hängt von der verwendeten Straßenbreite ab.

Tabelle A.9: Fixe Abmessungen der entsprechenden Umgebungsobjekte

Umgebungsobjekt		h_O [m]	h_O^B [m]	l_O [m]	t_O [m]
Zone 2	Leitplanke	0,30	0,50	-	-
	Schilderbrücke	2,50	5,00	-	-
	Schild gr., Autobahn	1,50	1,80	2,00	-
	Schild kl., urban	0,50	2,00	0,50	-
Zone 3	Brücke	1,00	5,00	-	8,00

A.5 Parameter der Messantenne

Für die Messungen in Kapitel 6 wurden am Sender und am Empfänger baugleiche $\lambda/4$ -Monopole mit vertikaler Polarisation verwendet. Bild A.7(a) zeigt den Aufbau der Antenne. Der Monopol hat eine Höhe von 1,3 cm und verbreitert sich konisch von 3 mm auf 7 mm. Die Grundplatte hat einen Durchmesser von 7,2 cm. Über einen SMA-Anschluss wird die Antenne gespeist. Der Betrag $|\vec{C}_M|$ der zugehörigen gemessenen Richtcharakteristik in der E-Ebene ist in Bild A.7(b) dargestellt. Verursacht durch die Grundplatte, liegt das Maximum der Richtcharakteristik bei $\theta \approx 45^\circ$. In horizontaler Richtung ($\theta = 90^\circ$) vermindert sich $|\vec{C}_M|$ um ca. 5 dB. Die Richtcharakteristik der H-Ebene ist, bedingt durch die Rotationssymmetrie der Antenne, näherungsweise konstant. Der Gewinn G_M der Antenne beträgt etwa 3,6 dBi. Bei der Messfrequenz $f_{HF} = 5,2$ GHz hat der Betrag $|S_{11}|$ des Reflexionsfaktors am Eingang der Antenne einen Wert von -16 dB. $|S_{11}|$ ist zwischen etwa 4,0 GHz und 6,5 GHz kleiner als -10 dB.

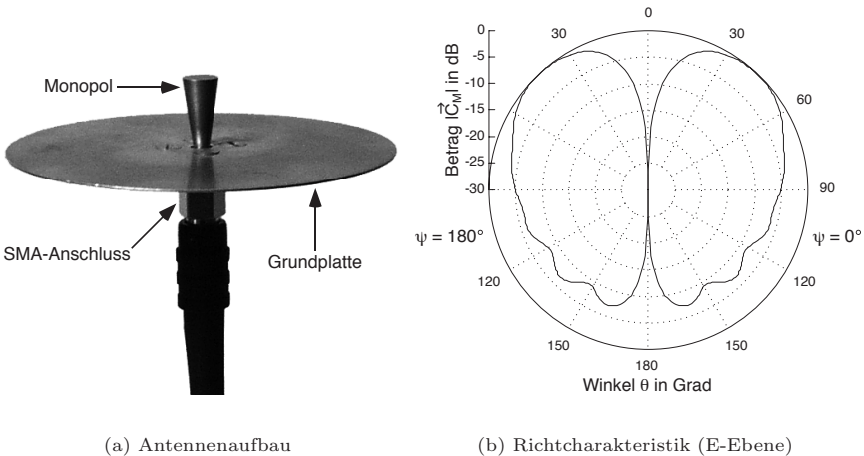


Bild A.7: Aufbau und Richtcharakteristik der Messantenne

Für die Simulationen in Kapitel 6 wird die gemessene Richtcharakteristik der E-Ebene aus Bild A.7(b) verwendet. In der H-Ebene wird $|\vec{C}_M|$ als konstant angenommen.

Literaturverzeichnis

- [ACF⁺92] O. Andrisano, M. Chiani, M. Frullone, C. Moss und V. Tralli. Propagation Effects and Countermeasures Analysis in Vehicle-to-Vehicle Communication at Millimeter Waves. In *Proceedings of the 42th IEEE Vehicular Technology*, pp. 312–316, Denver, CO, USA, Mai 1992.
- [ACTV92] O. Andrisano, M. Chiani, V. Tralli und R. Verdone. Impact of Cochannel Interference on Vehicle-to-Vehicle Communications at Millimeter Waves. In *Proceedings of the ICCS/ISITA 92 Conference*, pp. 924–928, Singapore, Nov. 1992.
- [ADA98] ADAC. Fakten, die zählen. *Sonderdruck aus der ADACmotorwelt zur Straßenbaupolitik*, 1998.
- [AF96] M. Aoki und H. Fujii. Inter-Vehicle Communication: Technical Issues on Vehicle Control Application. *IEEE Communications Magazine*, 34(10):90–93, Okt. 1996.
- [AFHI00] F. Aguado Agelet, A. Formella, J.M. Hernando Rabanos und F. Isasi de Vicente. Efficient Ray-Tracing Acceleration Techniques for Radio Propagation Modeling. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49(6):2089–2104, Nov. 2000.
- [Akk86] A.S. Akki. A Statistical Model of Mobile-to-Mobile Land Communication Channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 35(1):826–831, Feb. 1986.
- [Akk94] A.S. Akki. Statistical Properties of Mobile-to-Mobile Land Communication Channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 43(4):826–831, Nov. 1994.
- [AR03] G.R. Aiello und G.D. Rogerson. Ultra-Wideband Wireless Systems. *IEEE Microwave Magazine*, 4(2):36–47, Apr. 2003.
- [ASTM05] American Society for Testing and Materials (ASTM). *ASTM Home Page*, 2005. <http://www.astm.org/>.
- [Audi05] Audi AG Deutschland. *Audi Home Page*, 2005. <http://www.audi.de/>.

- [AVN00] O. Andrisano, R. Verdone und M. Nakagawa. Intelligent Transportation Systems: The Role of Third-Generation Mobile Radio Networks. *IEEE Communications Magazine*, pp. 144–151, Sept. 2000.
- [Bac97] J. Bach Andersen. UTD Multiple-Edge Transition Zone Diffraction. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 45(7):1093–1097, Juli 1997.
- [Bal89] C.A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [BL95] H. Bischl und E. Lutz. Packet Error Rate in the Non-Interleaved Rayleigh Channel. *IEEE Transactions on Communications*, 37(2, 3, 4):1375–1382, Feb., März, April 1995.
- [BMW05] BMW Telematic. *BMW Telematik Home Page*, 2005. <http://www.bmw-telematik.de/>.
- [Boy86] S. Boyd. Multitone Signals With low Crest Factor. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 33(10):1018–1022, Okt. 1986.
- [Bre00] E.A. Bretz. Transportation, Technology 2000 Analysis and Forecast. *IEEE Spectrum*, 37(1):91–96, Jan. 2000.
- [BSMM99] I.N. Bronstein, K.A. Semendjajew, G Musiol und H. Mühlig. *Taschenbuch der Mathematik*. Harri Deutsch, Frankfurt am Main, 4. Auflage, 1999.
- [Bund01] Bundesministerium für Verkehr, Bau- und Wohnungswesen. *Bericht zum Kombinierten Verkehr 2001*, 2001. <http://www.bmvbw.de/>.
- [Bund05] Bundesministerium für Verkehr, Bau- und Wohnungswesen. *Verkehr in Zahlen 2004/2005*. Deutscher Verkehrs-Verlag GmbH, Hamburg, 2005.
- [BW64] M. Born und E. Wolf. *Principles of Optics*. Pergamon Press, Oxford, 2. Auflage, 1964.
- [Bär99] W. Bärwald. Von der Vision zur Wirklichkeit – Aktuelle Trends in der Verkehrstelematik. *NET*, (6):50–54, 1999.
- [Cic94] D.J. Cichon. *Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, 1994.

- [Cor01] L. Correia, Editor. *Wireless and Flexible Communications - COST259: European Commission in Mobile Radio Research*. Wiley, New York, 2001.
- [CPSG98] M.F. Catedra, J. Perez, F. Saez de Adana und O. Gutierrez. Efficient Ray-Tracing Techniques for Three-Dimensional Analyses of Propagation in Mobile Communications: Application to Pico-cell and Micro-cell Scenarios. *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, 14(2):15–28, Apr. 1998.
- [CS02] I. Chisalita und N. Shahmehri. A Peer-to-Peer Approach to Vehicular Communication for the Support of Traffic Safety Applications. In *Proceedings of the 5th IEEE International Conference on Intelligent Transportation Systems*, pp. 336–341, Singapore, Sept. 2002.
- [DGd⁺04] V. Degli Esposti, D. Guiducci, A. de’Marsi, P. Azzi und F. Fuschini. An Advanced Field Prediction Model Including Diffuse Scattering. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(7):1717–1728, Juli 2004.
- [Did00] D.L. Didascalou. *Ray-Optical Wave Propagation in Arbitrarily Shaped Tunnels*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, 2000.
- [DKW98] D.L. Didascalou, F. Küchen und W. Wiesbeck. An Investigation of Millimeter Wave Propagation Mechanisms for Mobile Intervehicle Communications and Outdoor MBS. In *Proceedings of the 48th IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1800–1804, Ottawa, Ont., Canada, Mai 1998.
- [DRI95] European Union. *Dedicated Road Infrastructure for Vehicle Safety in Europe (DRIVE I)*, 1995. http://www.cordis.lu/telematics/tap_transport/research/16.html.
- [DSRC05] Dedicated Short Range Communications (DSRC). *DSRC Home Page*, 2005. <http://www.leearmstrong.com/DSRC/DSRCHomeset.htm>.
- [DYW00] D.L. Didascalou, M. Younis und W. Wiesbeck. Millimeter-Wave Scattering and Penetration in Isolated Vegetation Structures. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 38(5):2106–2113, Sept. 2000.
- [Döt00] M. Döttling. *Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und Systemstudien für den Satellitenmobilfunk*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, 2000.

- [Düc98] W. Dück. Telematik für den Verkehr der Zukunft. *ZEV+DET*, (2):68–69, Feb. 1998.
- [FCC04] Federal Communications Commission, FCC. *Report And Order 03-324*, Feb. 2004. <http://www.fcc.gov/>.
- [FD02] S. Furrer und D. Dahlhaus. Mean Bit-Error Rates for OFDM Transmission with Robust Channel Estimation and Space Diversity Reception. In *Proceedings of the International Zurich Seminar on Broadband Communications*, pp. 47/1–47/6, Zurich, Switzerland, Feb. 2002.
- [FKMW04] T. Fügen, C. Kuhnert, J. Maurer und W. Wiesbeck. Performance of Multiuser MIMO Systems under Realistic Propagation Conditions. In *Proceedings of the ITG Workshop on Smart Antennas*, Munich, Germany, März 2004.
- [FMB98] J. Fuhr, A. Molisch und E. Bonek. Unified Channel Model for Mobile Radio Systems with Smart Antennas. *IEE Proceedings for Radar, Sonar Navigation*, 145(1):32–41, 1998.
- [Fri99] H.-T. Fritzsche. *Entwicklung und Anwendung eines mikroskopischen Modells zu Verkehrssimulation auf mehrspurigen Richtungsfahrbahnen*. Dissertation, Institut A für Mechanik der Universität Stuttgart, Feb. 1999.
- [FTH⁺99] B. H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus und K. I. Petersen. Channel Parameter Estimation in Mobile Environments Using the SAGE Algorithm. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(3):434–450, März 1999.
- [FWMW03] T. Fügen, C. Waldschmidt, J. Maurer und W. Wiesbeck. MIMO-capacity of Bridge Access Points based on Measurements and Simulations for Arbitrary Arrays. In *Proceedings of the 5th IEEE European Mobile Communications Conference, EPMCC 2003*, Glasgow, Scotland, Apr. 2003.
- [GB92] S.A.W. Gerstl und C.C. Borel. Principles of the Radiosity Method versus Radiative Transfer for Canopy Reflectance Modeling. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 30(2):271–275, März 1992.
- [GCS94] S. Gortler, M.F. Cohen und P. Slusallek. Radiosity and Relaxation Methods. *IEEE Transactions on Computer Graphics and Applications*, 14(6):48–58, Nov. 1994.
- [GH00] D.G. Grovdahl und E.T. Hill. Regional Planning and Intelligent Transportation Systems: Effects on Land Use and Society. *ITE Journal*, 70(3):34–39, März 2000.

- [Gib97] J.D. Gibson. *The Communications Handbook*. CRC Press, 1997.
- [GW98] N. Geng und W. Wiesbeck. *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation*. Springer, Berlin, 1998.
- [Göb01] R. Göbel. *Dynamische Modellierung des Straßenverkehrs zur Charakterisierung des Übertragungskanals für die Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation*. Diplomarbeit, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, 2001.
- [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, Jan. 1978.
- [Hel01] D. Helbing. Traffic and Related Self-Driven Many-Particle Systems. *Reviews of Modern Physics*, 73(4):1067–1141, 2001.
- [HFII02] S. Horikoshi, M. Fuji, M. Itami und K. Itoh. A Study on Multipath Propagation Modeling in Millimeter Wave IVC. In *Proceedings of the 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, WPMC 02*, pp. 286–290, Honolulu, Hawaii, USA, Okt. 2002.
- [HGLV01] J.-P. Hubaux, T. Gross, J.-L. Le Boudec und M. Vetterli. Toward Self-Organized Mobile Ad Hoc Networks: The Terminodes Project. *IEEE Communications Magazine*, 39(2):118–124, Jan. 2001.
- [HN03] D. Helbing und K. Nagel. Verkehrsdynamik und urbane Systeme. *Physik Journal*, 2(5):35–41, 2003.
- [Hol96] P.D. Holm. UTD-Diffraction Coefficients for Higher Order Wedge Diffracted Fields. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(6):879–888, Juni 1996.
- [HWL99] R. Hoppe, G. Wolffe und F.M. Landstorfer. Accelerated Ray Optical Propagation Modeling for the Planning of Wireless Communication Networks. In *Proceedings of the IEEE Radio and Wireless Conference, RAWCON 99*, pp. 159–162, Denver, CO, USA, Aug. 1999.
- [IEEE99] Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE. *IEEE Standard 802.11a-1999*, 1999. <http://www.ieee.org/>.
- [IEE90] Institution of Electrical Engineers. The Car and its Environment - What DRIVE and PROMETHEUS Have to Offer (Digest No.20). In *IEE Colloquium*, London, UK, Jan. 1990.
- [Ish97] A. Ishimaru. *Wave Propagation and Scattering in Random Media*. IEEE Press, Oxford University Press, 1997.

- [Jon01] W.D. Jones. Keeping Cars from Crashing. *IEEE Spectrum*, pp. 40–45, Sept. 2001.
- [Kat97] R. Kattenbach. *Charakterisierung zeitvarianter Indoor-Funkkanäle anhand ihrer System- und Korrelationsfunktionen*. Dissertation, Universität Gesamthochschule Kassel, 1997.
- [Kay02] T. Kayser. *Realistische Charakterisierung des zeitvarianten MIMO - Übertragungskanal*s. Diplomarbeit, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, 2002.
- [KCW93] T. Kürner, D.J. Cichon und W. Wiesbeck. Concepts and Results for 3D Digital Terrain-Based Wave Propagation Models: an Overview. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 11(7):1002–1012, Sept. 1993.
- [Kel62] J.B. Keller. Geometrical Theory of Diffraction. *Journal of the Optical Society of America*, 52(2):116–130, Feb. 1962.
- [KFLC92] M.A. Karam, A.K. Fung, R.H. Lang und N.S. Chauhan. A Microwave Scattering Model for Layerd Vegetation. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 30(4):767–784, Juli 1992.
- [KK94] B.S. Kerner und P. Konhäuser. Structure and parameters of clusters in traffic flow. *Physical Review E*, 50:54–83, 1994.
- [KK98] K.D. Kammeyer und K. Kroschel. *Digitale Signalverarbeitung*. Teubner, Stuttgart, 1998.
- [KLB⁺01] C. Kloch, G. Liang, J. Bach Andersen, G.F. Pedersen und H.L. Bertoni. Comparison of Measured and Predicted Time Dispersion and Direction of Arrival for Multipath in a Small Cell Environment. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49(9):1254–1263, Sept. 2001.
- [Kou74] R.G. Kouyoumjian. A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conduction Surface. *Proceedings of the IEEE*, 62(11):1448–1461, Nov. 1974.
- [KVT⁺03] K. Kalliola, P. Vainikainen, M. Toeltsch, J. Laurila und E. Bonek. 3-D Double-Directional Radio Channel Characterization for Urban Macrocellular Applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(11):3122–3133, Nov. 2003.
- [Küc98] F. Küchen. *Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, 1998.

-
- [LB98] G. Liang und H.L. Bertoni. A New Approach to 3-D Ray Tracing for Propagation Prediction in Cities. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 46(6):853–863, Juli 1998.
- [Lee82] W.C.Y. Lee. *Mobile Communications Engineering*. McGraw-Hill, New York, 1982.
- [Leu88] W. Leutzbach. *Introduction to the Theory of Traffic Flow*. Springer, New York, 1988.
- [LKT⁺02] J. Laurila, K. Kalliola, M. Toeltsch, K. Hugel, P. Vainikainen und E. Bonek. Wide-Band 3-D Characterization of Mobile Radio Channels in Urban Environments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(2):233–243, Feb. 2002.
- [Lue84] R.J. Luebbers. Finite Conductivity Uniform GTD Versus Knife Edge Diffraction in Prediction of Propagation Path Loss. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32(1):70–76, Jan. 1984.
- [Lue88] R.J. Luebbers. Comparison of Lossy Wedge Diffraction Coefficients with Application to Mixed Path Propagation Loss Prediction. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36(7):1031–1034, Juli 1988.
- [Lue89] R.J. Luebbers. A Heuristic UTD Slope Diffraction Coefficient for Rough Lossy Wedges. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 37(2):206–211, Feb. 1989.
- [LW55] M.J. Lighthill und G.B. Whitham. On Kinematic Waves – I. Flood Movement in Long Rivers – II. A Theory of Traffic Flow on Long Crowded Roads. *Proceedings of the Royal Society*, 229(A), 1955.
- [LWK92] M. Lebherz, W. Wiesbeck und W. Krank. A Versatile Wave Propagation Model for the VHF/UHF Range Considering Three-Dimensional Terrain. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 40(10):1121–1131, Okt. 1992.
- [MAS03] E. Montie, A.S. Aguado und F.X. Sillion. A Radiance Model for Predicting Radio Wave Propagation in Irregular Dense Urban Areas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(11):3097–3108, Nov. 2003.
- [Mat05] MEDAV GmbH. *Matsys Manual*, 2005. <http://www.medav.de/>.
- [MDDW00] J. Maurer, O. Drumm, D. Didascalou und W. Wiesbeck. A Novel Approach in the Determination of Visible Surfaces in 3D Vector Geometries for Ray-Optical Wave Propagation Modelling. In *Proceedings*

of the 51st IEEE Vehicular Technology Conference, VTC2000-Spring, pp. 1651–1655, Tokyo, Japan, Mai 2000.

- [MDU90] K.C. McDonald, M.C. Dobson und F.T. Ulaby. Using MIMICS to Model L-band Multiangle and Multitemporal Backscatter from a Walnut Orchard. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 28(4):477–491, Juli 1990.
- [MeB05] Mercedes-Benz. *Mercedes-Benz Home Page*, 2005. <http://www.mercedes-benz.com/>.
- [MED05] MEDAV GmbH. *Channel Sounder Homepage*, 2005. <http://www.channelsounder.de/>.
- [MFSW04] J. Maurer, T. Fügen, T. Schäfer und W. Wiesbeck. A New Inter-Vehicle Communications (IVC) Channel Model. In *Proceedings of the 60th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC2004-Fall*, Los Angeles, CA, USA, Sept. 2004.
- [MFW02] J. Maurer, T. Fügen und W. Wiesbeck. Narrow-Band Measurement and Analysis of the Inter-Vehicle Transmission Channel at 5.2 GHz. In *Proceedings of the 55th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC2002-Spring*, pp. 1274–1278, Birmingham, Al, USA, Mai 2002.
- [MFW03] J. Maurer, T. Fügen und W. Wiesbeck. Modelling of the Narrow-Band Inter-Vehicle Transmission Channel Based on Measurements at 5.2 GHz. In *Proceedings of the European Conference on Wireless Technology, ECWT*, Munich, Germany, Okt. 2003.
- [MFW04] J. Maurer, T. Fügen und W. Wiesbeck. A Ray-Optical Channel Model for Vehicle-to-Vehicle Communication. In P. Russer und M. Mongiardo, Editoren, *Proceedings in Physics: Fields, Networks, Computational Methods, and Systems in Modern Electrodynamics*, pp. 243–254, Berlin, 2004. Springer.
- [MFW05] J. Maurer, T. Fügen und W. Wiesbeck. System Simulations Based on IEEE802.11a for Inter-Vehicle Communications Using a Realistic Channel Model. In *Proceedings of the 2nd International Workshop on Intelligent Transportation, WIT 2005*, Hamburg, Germany, März 2005.
- [MG92] H.H. Meinke und F.W. Gundlach. *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer, Berlin, 5. Auflage, 1992.
- [Mit75] R. Mittra. *Topics in Applied Physics: Numerical and Asymptotic Techniques in Electromagnetics*. Springer, Berlin, 1975.

- [MK02] K. Mizutani und R. Kohno. Analysis of Multipath Fading Due to Two-Ray Fading and Vertical Fluctuation of the Vehicles in ITS Inter-Vehicle Communications. In *Proceedings of the 5th IEEE International Conference on Intelligent Transportation Systems*, pp. 318–323, Singapore, Sept. 2002.
- [MPM90] D.A. McNamara, C.W.I. Pistorius und J.A.G. Malherbe. *Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*. Artech House, Boston, 1990.
- [MSW01] J. Maurer, T.M. Schäfer und W. Wiesbeck. A Realistic Description of the Environment for Inter-Vehicle Wave Propagation Modelling. In *Proceedings of the 54th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC2001-Fall*, pp. 1437–1441, Atlantic City, NJ, USA, Sept. 2001.
- [MSW02] J. Maurer, T.M. Schäfer und W. Wiesbeck. Wave Propagation Modelling for Inter-Vehicle Communications. In *Proceedings of the URSI XXVIIth General Assembly*, Maastricht, The Netherlands, Aug. 2002.
- [Mur05] A. Murta. *General Polygon Clipper Homepage*, 2005. <http://www.cs.man.ac.uk/aig/staff/alan/software/>.
- [Nat03] H. Natzschka. *Straßenbau, Entwurf und Bautechnik*. Teubner, Stuttgart, 2003.
- [PFTV93] W.H. Press, B.P. Flannery, S.A. Teukolsky und W.T. Vetterling. *Numerical Recipes in C*. University Press, Cambridge, 1993.
- [Phi03] G.M. Phillips. *Interpolation and Approximation by Polynomials*. Springer, New York, 2003.
- [PRO95] European Union. *Programme for a European Traffic with Highest Efficiency and Unprecedented Safety (PROMETHEUS)*, 1995. http://www.cordis.lu/telematics/tap_transport/research/13.html.
- [Pro01] J.-G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, Boston, 4. Auflage, 2001.
- [PW00] W. Pietzsch und G. Wolf. *Straßenplanung*. Werner, Düsseldorf, 2000.
- [Pät02] Matthias Pätzold. *Mobile Fading Channels*. John Wiley & Sons, Chichester, 2002.
- [RG02] J.-P. Rossi und Y. Gabillet. A Mixed Ray Launching/Tracing Method for Full 3-D UHF Propagation Modeling and Comparison With Wide-Band Measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(4):517–523, Apr. 2002.

- [Rit01] R. Ritzenhoff. *Stochastische Umgebungsmodellierung zur Charakterisierung des Übertragungskanals für die Fahrzeug-Fahrzeug-Kommunikation*. Diplomarbeit, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, 2001.
- [RMM⁺02] D. Reichardt, M. Miglietta, L. Moretti, P. Morsink und W. Schulz. CarTALK 2000 Safe and Comfortable Driving Based Upon Inter-Vehicle-Communication. In *Proceedings of the IEEE Intelligent Vehicle Symposium 2002*, pp. 545–550, Versailles, France, Juni 2002.
- [RPCS05] P. Rykaczewski, D. Pienkowski, R. Circa und B. Steinke. Signal Path Optimization in Software Defined Radio Systems. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Special Issue on Multifunctional RF Systems*, akzeptiert zur Veröffentlichung, März 2005.
- [RWH02] T. Rautiainen, G. Wolffe und R. Hoppe. Verifying Path Loss and Delay Spread Predictions of a 3D Ray Tracing Propagation Model in Urban Environment. In *Proceedings of the 56th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC2002-Fall*, pp. 1264–1268, Vancouver, BC, Canada, Sept. 2002.
- [SC97] T.M. Schmidl und D.C. Cox. Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM. *IEEE Transactions on Communications*, 45(12):1613–1621, Dez. 1997.
- [Sch91] W. Schäfer. Channel Modelling of Short-Range Radio Links at 60 GHz for Mobile Intervehicle Communication. In *Proceedings of the 41th IEEE Vehicular Technology*, pp. 314–319, St.Louis, MO, USA, Mai 1991.
- [Sch93] W. Schäfer. A New Deterministic/Stochastic Approach to Model the Intervehicle Channel at 60 GHz. In *Proceedings of the 43th IEEE Vehicular Technology*, pp. 112–115, Secaucus, NJ, USA, Mai 1993.
- [Sch97] T. Schöberl. *Polarimetrische Modellierung der elektromagnetischen Wellenausbreitung in pikozellularen Funknetzen*. Dissertation, Berichte aus der Elektrotechnik der Rheinisch-Westfälischen Hochschule Aachen, 1997.
- [Sch98] R. Schneider. *Modellierung der Wellenausbreitung für ein bildgebendes Kfz-Radar*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, 1998.
- [Sch01] H. Schmidt. *OFDM für die drahtlose Datenübertragung innerhalb von Gebäuden*. Dissertation, Arbeitsbereich Nachrichtentechnik der Universität Bremen, 2001.

-
- [SDK96] A Schmitt, O. Deussen und M. Kreeb. *Einführung in graphisch-geometrische Algorithmen*. Teubner, Stuttgart, 1996.
- [SDW00] R. Schneider, D. Didascalou und W. Wiesbeck. Impact of Road Surfaces on Millimeter-Wave Propagation. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49(4):1314–1320, Juli 2000.
- [SK01] K. Sarabandi und I.S. Koh. A Complete Physics-Based Channel Parameter Simulation for Wave Propagation in a Forest Environment. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49(2):260–271, Feb. 2001.
- [SMW01] T.M. Schäfer, J. Maurer und W. Wiesbeck. Investigation of the Inter-Vehicle Propagation Channel for Communications and Sensing. In *Proceedings of the Telematics Automotive International Conference and Exhibition*, Birmingham, GB, Apr. 2001.
- [STW02] R.-P. Schäfer, K.-U. Thiessenhusen und P. Wagner. A Traffic Information System by Means of Real-Time Floating-Car Data. In *Proceedings of the ITS World Congress*, Chicago, IL, USA, Okt. 2002.
- [Sun01] J.-Z. Sun. Mobile Ad Hoc Networking: An Essential Technology for Pervasive Computing. In *Proceedings of the International Conference on Info-tech and Info-net, ICII 2001*, pp. 316–321, Beijing, China, Okt. 2001.
- [Syn05] Synopsys, Inc. *System Studio Home Page*, 2005. http://www.synopsys.com/products/cocentric_studio/.
- [THR⁺00] R.S. Thomä, D. Hampicke, A. Richter, G. Sommerkorn, A. Schneider, U. Trautwein und W. Wirnitzer. Identification of Time-Variant Directional Mobile Radio Channels. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 49(2):357–364, Apr. 2000.
- [THR⁺01] R.S. Thomä, D. Hampicke, A. Richter, G. Sommerkorn und U. Trautwein. MIMO vector channel sounder measurement for smart antenna system evaluation. *European Trans. on Telecom., Special issue on smart antennas*, 12(5):427–438, Sept. 2001.
- [TMo05] T-Mobile AG Deutschland. *T-Traffic Home Page*, 2005. <http://www.t-traffic.de/>.
- [Tsu02] S. Tsubawa. Inter-Vehicle Communications and their Applications to Intelligent Vehicles: An Overview. In *Proceedings of the IEEE Intelligent Vehicle Symposium 2002*, pp. 564–569, Versailles, France, Juni 2002.

- [UD89] F.T. Ulaby und M.C. Dobson. *Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain*. Artech House, Norwood, 1989.
- [UVE⁺88] F.T. Ulaby, T.E. Van Deventer, J.R. East, T.F. Haddock und M.E. Coluzzi. Millimeter-Wave Bistatic Scattering from Ground and Vegetation Targets. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 26(3):229–243, Mai 1988.
- [VB03] R. Vauhan und J. Bach Andersen. *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*. The IEE, London, 2003.
- [vD94] G.A.J. van Dooren. *A Deterministic Approach to the Modelling of Electromagnetic Wave Propagation in Urban Environments*. Dissertation, University of Eindhoven, The Netherlands, 1994.
- [Ver94] R. Verdone. Time and Frequency Selectivity Effects in Vehicle-to-Vehicle Communications at 60 GHz. In *Proceedings of the 44th IEEE Vehicular Technology*, pp. 1780–1784, Stockholm, Sweden, Juni 1994.
- [VFL98] R.A. Valenzuela, S. Fortune und J. Ling. Indoor Propagation Prediction Accuracy and Speed Versus Number of Reflections in Image-Based 3-D Ray-Tracing. In *Proceedings of the 48th IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 539–543, Ottawa, Ont., Canada, Mai 1998.
- [VME98] S. Velske, H. Mentlein und P. Eymann. *Straßenbautechnik*. Werner, Düsseldorf, 1998.
- [VVG⁺03] I. Vassiliou, K. Vavelidis, T. Georgantas, S. Plevridis, N. Haralabidis, G. Kamoulakos, C. Kapnistis, S. Kavadias, Y. Kokolakis, P. Meraikos, J.C. Rudell, A. Yamanaka, S. Bouras und I. Bouras. A Single-Chip Digitally Calibrated 5.15-5.825 GHz 0.18 μm CMOS Transceiver for 802.11a Wireless LAN. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 38(12):2221–2231, Dez. 2003.
- [Whi74] G.B. Whitham. *Linear and Nonlinear Waves*. John Wiley, New York, 1974.
- [Wie74] R. Wiedemann. Simulation des Straßenverkehrsflusses. *Schriftenreihe des Instituts für Verkehrswesen der Universität Karlsruhe (TH)*, 1974.
- [Wil88] M. Williams. PROMETHEUS-The European research programme for optimising the road transport system in Europe. In *Proceedings of the IEE Colloquium on Driver Information*, pp. 1/1–1/9, London, UK, Dez. 1988.

- [WKS^W03] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, S. Schulteis und W. Wiesbeck. Compact MIMO -Arrays Based on Polarisation-Diversity. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Antennas and Propagation, AP-S 2003*, pp. 499–502, Columbus, OH, USA, Juni 2003.
- [WMO⁺98] T. Wada, M. Maeda, M. Okada, K. Tsukamoto und S. Komaki. Theoretical Analysis of Propagation and Network Characteristics in Millimeter Waves Inter-Vehicle Communication System. In *Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM 98*, pp. 910–915, Sydney, NSW, Australia, Nov. 1998.
- [ZHM⁺00] T. Zwick, D. Hampicke, J. Maurer, A. Richter, G. Sommerkorn, R. Thomä und W. Wiesbeck. Results of Double-Directional Channel Sounding Measurements. In *Proceedings of the 51st IEEE Vehicular Technology Conference, VTC2000-Spring*, pp. 2497–2501, Tokyo, Japan, Mai 2000.
- [ZR03] J. Zhu und S. Roy. MAC for Dedicated Short Range Communications in Intelligent Transport System. *IEEE Communications Magazine*, 41(12):60–67, Dez. 2003.
- [ZSW97] T. Zwick, K. Schmitt und W. Wiesbeck. Funkkommunikation durch Kraftfahrzeugscheiben. *ATZ Automobiltechnische Zeitschrift*, 99(4):220–226, 1997.
- [ZW95] W.Y. Zou und Y. Wu. COFDM: An Overview. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 41(1):1–8, März 1995.
- [Zwi99] T. Zwick. *Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäudefunkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, 1999.

Lebenslauf

Persönliche Daten:

Name: Jürgen Maurer
Geburtsdatum: 28. September 1972
Geburtsort: Mannheim-Neckarau
Staatsangehörigkeit: deutsch
Familienstand: ledig

Schulbildung:

1979 – 1983 Grundschule, Ketsch am Rhein
1983 – 1992 Carl-Friedrich Gauß Gymnasium, Hockenheim,
allgemeine Hochschulreife

Ersatzdienst:

1992 – 1998 Freiwillige Feuerwehr, Ketsch am Rhein

Studium und Berufsweg:

1992 – 1999 Studium der Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe (TH), Schwerpunkt Hochfrequenztechnik
1997 fünfmonatiges Fachpraktikum an der Alaska SAR Facility, University of Alaska, Fairbanks, USA
Januar 1999 Diplom in Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe (TH), Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
seit März 1999 Wissenschaftlicher Angestellter am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH),
Mitarbeit in Forschung und Lehre,
Forschungsschwerpunkte: Strahlenoptische Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen (Ray-Tracing), Funkkanalmodellierung