

Forschungsberichte
aus
dem Institut
für Höchstfrequenztechnik
und Elektronik
der
Universität Karlsruhe

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

Thomas Zwick

**Die Modellierung von
richtungsaufgelösten
Mehrwegegebäudefunkkanälen
durch markierte
Poisson-Prozesse**

Band 23

Copyright: Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik
Universität Karlsruhe, 2000

alle Rechte vorbehalten

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

ISSN: 0942-2935

Vorwort des Herausgebers

Die industriellen Gesellschaften des neuen Jahrhunderts sind durch eine stetig steigende Mobilität gekennzeichnet. Ein besonderes Kennzeichen dieser mobilen Gesellschaft sind die Vielzahl der Kommunikationssysteme und die wachsenden Anforderungen an sie. Mangels detaillierter Kenntnisse werden die Simulationen im Vorfeld der Entwicklung von Mobilkommunikationssystemen zur Bestimmung der Standards bisher ohne die präzisen Werkzeuge durchgeführt, welche dafür eigentlich verfügbar sein müßten. Obwohl vielfach der Eindruck erweckt wird, als wäre die mobile Kommunikationstechnik ohne Hochfrequenztechnik möglich, enthalten letztlich alle mobilen Kommunikationssysteme Hochfrequenztechnik in Form von geführten und freien Wellen, Sende- und Empfangseinrichtungen sowie Antennen. Deshalb sollte insbesondere eine zuverlässige Modellierung des Funkkanals auf den Grundlagen der Hochfrequenztechnik aufgebaut sein.

Die von Herrn Zwick vorgelegte Dissertation beschreibt in diesem Zusammenhang ein neuartiges Kanalmodell für Gebäudeinnenbereiche. Im Gegensatz zum Stand der Technik werden realistische Randbedingungen durch die Verwendung von statistischen Daten aus einem strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell zugrunde gelegt. Dem Leser wird klar, daß eine solch detaillierte Kanalbeschreibung nicht nur möglich ist, sondern in nächster Zukunft auch unabdingbar wird. Beim Studium der Arbeiten wie der vorliegenden erkennt man, daß in der mobilen Kommunikation die Arbeiten fürs Grobe weitgehend erledigt sind und daß in Zukunft erheblich verfeinerte Verfahren und Modellierungen eingesetzt werden. Das Thema ist nicht, ob man Verbindung hat oder nicht, sondern wie gut die Kommunikation ist, welche Dienste in Anspruch genommen werden können und ob die Kommunikation multimedialfähig ist. Es steht zu erwarten, daß der enorme Aufschwung der Kommunikation in den neunziger Jahren nur ein leichtes Lüftchen war gegenüber dem Sturm, den wir in den nächsten Jahrzehnten zu erwarten haben. Die Arbeit von Herrn Zwick leistet hierfür einen hervorragenden technisch-wissenschaftlichen Beitrag. Ich wünsche diesem Kanalmodell einen möglichst breiten Einsatz in zukünftigen Systemsimulationen.

Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck

- Institutsleiter -

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

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. 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 Funkssysteme 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 Funk-systemen durch Lösung der parabolischen Approximation der Helmholtz-Gleichung
- 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

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

- 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 äumlichen 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
- 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

Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäudefunkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe
genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Thomas Zwick
aus Ludwigshafen/Rhein

Tag der mündlichen Prüfung:

21. Dezember 1999

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck

Korreferent:

Prof. Dr.rer.nat. Friedrich Jondral

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchstfrequenztechnik der Universität Karlsruhe (IHE). Finanziert wurde das Projekt von der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) über das Schwerpunktprogramm "Mobilkommunikation".

Mein besonderer Dank gebührt dem Leiter des Instituts, Herrn Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck, für die wohlwollende Unterstützung meiner Forschungstätigkeit, sowie für die Übernahme des Hauptreferats. Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr.rer.nat. Friedrich Jondral für das große Interesse an der Arbeit und die Bereitschaft trotz der damit verbundenen Mühen das Korreferat zu übernehmen.

Desweiteren bedanke ich mich auch bei den Studenten, die im Rahmen von Diplom- und Studienarbeiten sowie ihrer Tätigkeit als wissenschaftliche Hilfskräfte unter meiner Betreuung Teilprobleme der vorliegenden Arbeit gelöst und zahlreiche Messungen durchgeführt und ausgewertet haben. Die gute Zusammenarbeit und die vielseitigen Anregungen stellten eine willkommene Unterstützung dar. Ebenso ist die hervorragende Zusammenarbeit mit meinen Kollegen und dem Personal des IHE zu nennen. Besonders Herr Dr.-Ing. Frank Demmerle war mir bei der Vorbereitung und Durchführung einiger Messungen sehr behilflich.

Seit Beginn meiner Tätigkeit am Institut für Höchstfrequenztechnik der Universität Karlsruhe bin ich als Experte bei der COST (engl. *European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research*) tätig. Den vielen Kollegen der COST 259 (engl. *Wireless Flexible Personalized Communications*), mit denen ich zahlreiche, sehr fruchtbare fachliche Diskussionen führen und Meßdaten austauschen konnte, sei hier gedankt. Insbesondere die Meßergebnisse von Herrn Dr. Peter Karlsson (Telia Research, Schweden) sind für diese Arbeit von unschätzbarem Wert.

Meinen Kollegen Herrn Dipl.-Ing. Christian Fischer und Herrn Dr.-Ing. Norbert Geng danke ich für die kritische Durchsicht des Manuskripts.

Bedanken möchte ich mich auch für die Unterstützung durch meine Frau Annette, deren Verständnis und Hilfe zum Gelingen dieser Arbeit entscheidend beigetragen haben.

Thomas Zwick

Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Dissertation wurde ein neuartiges stochastisches Kanalmodell für den Gebäudefunkkanal basierend auf der Grundlage der physikalischen Wellenausbreitung entwickelt. Dabei werden für den zeitvarianten Funkkanal Mehrwegepfade mit einer gewissen Lebensdauer erzeugt, wodurch räumliche und zeitliche Korrelation genauso wie Richtungen und Polarisation der Mehrwegeteilwellen an Sender und Empfänger korrekt modelliert werden können. Dies ermöglicht die Systemsimulation moderner drahtloser Kommunikationssysteme inklusive Diversity und intelligenter, adaptiver Antennen (SDMA, SFIR, usw.). Zur Bestimmung der Verteilungsfunktionen und der Parameter des stochastischen Modells wurde erstmalig ein deterministisches Wellenausbreitungsmodell zusammen mit Messungen verwendet. Erste Anwendungsbeispiele zeigen die vielseitigen Einsatzmöglichkeiten des stochastischen Modells.

Das neue stochastische Modell generiert im Gegensatz zu den bisher gebräuchlichen stochastischen Funkkanalmodellen unmittelbar alle relevanten physikalischen Ausbreitungspfade zwischen zwei mobilen Funkstationen inklusive deren Verzögerungszeiten sowie Sende- und Empfangsrichtungen. Die Basis des Modells ist ein stochastischer Prozeß, bei dem Ausbreitungspfade entstehen, eine gewisse Zeitspanne bestehen bleiben und dann wieder verschwinden. Die Eigenschaften der Pfade (Verzögerungszeit, Dämpfung sowie Sende- und Empfangsrichtung) werden stochastisch generiert und über der Lebensdauer variiert, bis der Pfad wieder verschwindet. Zur Modellierung des Entstehens und Verschwindens der Pfade wird ein spezieller Geburts- und Sterbeprozess, der markierte Poisson-Prozess, verwendet. Der Prozess ist abhängig von der Bewegung des Senders, des Empfängers und möglicher Streuer, wodurch erstmalig zeitliche und räumliche Korrelation korrekt modelliert werden. Da sich die Ausbreitungsbedingungen für Konfigurationen mit und ohne Sichtverbindung zwischen Sender und Emp-

fänger, außer durch den Sichtverbindungspfad selbst, kaum unterscheiden, wird dieser getrennt durch einen Markov-Prozess beschrieben. Dadurch wird ein kontinuierlicher Übergang zwischen beiden Zuständen ermöglicht. Neben der Modellierung der Sende- und Empfangsrichtungen ermöglicht das neue Modell eine vollpolarimetrische Beschreibung des Funkkanals.

Bedingt durch die höhere Leistungsfähigkeit ist die Komplexität des neuen Kanalmodells gegenüber bisherigen Modellen sehr gestiegen, weshalb auch um ein Vielfaches mehr und weitaus aufwendigere Messungen (Auflösung nach Verzögerungszeit sowie Sende- und Empfangsrichtung) nötig wären, um alle Verteilungsfunktionen und Parameter zu bestimmen. Da dies nicht realisierbar ist, werden im Rahmen dieser Arbeit zusätzlich deterministische strahlenoptische Ausbreitungsrechnungen verwendet. Das bietet sich auch deshalb an, da das neue stochastische Modell ebenso wie das strahlenoptische Verfahren den Mehrwegfunkkanal durch diskrete Ausbreitungspfade beschreibt.

Es wurden Pegelmessungen und Messungen der richtungsaufgelösten Kanalimpulsantwort durchgeführt, bzw. Meßergebnisse von anderen Forschern genutzt. Diese konnten zur Verifikation des verwendeten deterministischen Wellenausbreitungsmodells, aber auch der Verteilungsfunktionen und Parameter des neu entwickelten stochastischen Modells eingesetzt werden. Unter Zuhilfenahme der Messungen wurden aus umfassenden Berechnungen mit dem deterministischen Wellenausbreitungsmodell die Verteilungsfunktionen und zugehörigen Parameter in zwei verschiedenen Bürogebäuden für die Frequenzen 900MHz, 1.8GHz, 2.5GHz und 5.2GHz ermittelt. Dabei stellte sich heraus, welche Verteilungen bzw. Parameter abhängig von Umgebung oder Frequenz sind. Prinzipiell ist das Modell auch bei anderen Frequenzen, Gebäudetypen oder Umgebungen (Pikozellen, wie Flughäfen, Bahnhöfe, Fabrikhallen usw.) anwendbar.

Abschließend werden in der Arbeit Simulationen von Übertragungsstrecken mit dem stochastischen Kanalmodell vorgestellt, um dessen Funktionsweise zu demonstrieren. Erste Anwendungsbeispiele mit einem vereinfachten SDMA-System zeigen das Potential solcher Systemkonzepte zur Kapazitätssteigerung. Mit dem in dieser Arbeit entwickelten Kanalmodell können erstmals intelligente Antennen und Diversity-Verfahren bei der Entwicklung neuer Systeme in Simulationen einbezogen und beurteilt werden. Dabei kann die Bitfehlerwahrscheinlichkeit einer einzelnen Funkverbindung,

genauso wie die Kapazität eines gesamten Systems, künftig in Simulationen zuverlässig prognostiziert werden.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	IX
Zusammenfassung	XI
Inhaltsverzeichnis	XV
Liste verwendeter Abkürzungen und Symbole	XIX
1 Einleitung	1
1.1 Aufgabenstellung und Ziele	2
1.2 Lösungsidee und Vorgehensweise	3
1.3 Gliederung der Arbeit	6
2 Der gerichtete Mehrwegefunkkanal	9
2.1 Vollpolarimetrische Antennenmodellierung im Fernfeld . . .	10
2.2 Der Funkkanal als zeitvariantes lineares System	15
2.2.1 Äquivalente Tiefpaßdarstellung bei bandbegrenzten Systemen	15
2.2.2 Kanalfunktionen und Mehrwegeausbreitungskanal .	16
2.2.3 Charakteristische Funktionen und Kenngrößen . . .	19
3 Kanalmessung und deterministische Kanalmodellierung	25
3.1 Methoden zur Kanalmessung	25

3.1.1	Schmalbandige Messung der Übertragungsdämpfung	25
3.1.2	Breitbandige Messung der Kanalimpulsantwort . . .	26
3.1.3	Breitbandige Messung inklusive Richtungsauflösung	27
3.2	Deterministische Modellierung der Wellenausbreitung . . .	28
3.2.1	Strahlenoptische Modellierung	28
3.2.2	Funktionsweise des verwendeten deterministischen Modells	29
3.3	Verifikation des deterministischen Modells	32
3.3.1	Verifikation der schmalbandigen Pegelprognose . . .	32
3.3.2	Verifikation der Mehrwegeausbreitung	33
4	Stochastische Kanalmodellierung	41
4.1	Übersicht über bestehende Modelle	41
4.2	Prinzip des neuen stochastischen Kanalmodells	42
4.2.1	Physikalisches Pfadmodell	46
4.2.2	Anpassung der Verteilungsfunktionen und Parameter-Extraktion	48
4.2.3	Grundlegende Betrachtungen zur Modellierung . . .	51
5	Geburts- und Sterbeprozess mit Vererbung	59
5.1	Einführen der äquivalenten Strecke und zeitliche Rasterung	60
5.2	Initialisierung der Mehrwegpfade und Vererbung	63
5.3	Markierter Poisson-Prozess für Mehrwegpfade	64
5.3.1	Implementierung des Prozesses	66
5.3.2	Vorlaufstrecke des kontinuierlichen Prozesses	67
5.3.3	Obere Grenze für Schrittweite	69
5.4	Markov-Prozess für Sichtverbindung	71
6	Pfadeigenschaften und Parameterbestimmung	77
6.1	Eigenschaften neuer Mehrwegpfade	77

6.1.1	Verzögerungszeiten neuer Pfade	77
6.1.2	Transfermatrizen neuer Pfade	79
6.1.3	Sende- und Empfangsrichtungen neuer Pfade	87
6.2	Vererbung der Pfadeigenschaften	96
6.2.1	Vererbung der Verzögerungszeiten	97
6.2.2	Vererbung der Transfermatrizen	98
6.2.3	Vererbung der Richtungen	98
6.3	Mittlerer Gesamtübertragungsfaktor und langsamer Schwund	99
6.3.1	Korrelation des langsamen Schwunds über der Zeit .	105
6.3.2	Korrelation des langsamen Schwunds zweier benach- barter Kanäle	108
6.4	Eigenschaften des Sichtverbindungspfades	110
6.5	Bestimmung von Pfaddichte und Lebensdauer	111
7	Simulationen mit dem stochastischen Kanalmodell	115
7.1	Simulation der zeitvarianten Kanalimpulsantwort	116
7.2	Simulation einer Übertragungsstrecke	117
7.3	Kapazitätssteigerung durch Verwendung intelligenter An- tennen	121
8	Schlußfolgerungen	129
A	Gebäudepläne und Meßszenarien	131
B	Modellparameter	141
B.1	Liste aller Modellparameter	141
B.2	Ermittelte Parameter in Abhängigkeit der Frequenz	142
	Literaturverzeichnis	147
	Lebenslauf	161

Liste verwendeter Abkürzungen und Symbole

Um die Kompatibilität zu den meist englischsprachigen Veröffentlichungen zu gewährleisten, orientieren sich alle in dieser Arbeit verwendeten Abkürzungen, Symbole und Indizes an den englischen Fachbegriffen. Am Ende dieses Kapitels werden deshalb die häufig verwendeten Indizes kurz erläutert.

Abkürzungen

AWGN	engl. <i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	Bitfehlerwahrscheinlichkeit bzw. Bitfehlerhäufigkeit (engl. <i>Bit Error Rate</i>)
COST	engl. <i>European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research</i>
DCS1800	engl. <i>Digital Cellular System</i>
DECT	engl. <i>Digital Enhanced Cordless Telecommunications</i>
FFT	schnelle Fourier-Transformation (engl. <i>Fast Fourier Transform</i>)
FIR	engl. <i>Finite Impulse Response</i>
GTD	geometrische Beugungstheorie (engl. <i>Geometrical Theory of Diffraction</i>)

ESPRIT	engl. <i>Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques</i>
GSM	engl. <i>Global System for Mobile communications</i>
GO	Geometrische Optik
HIPERLAN	engl. <i>High Performance Radio Local Area Network</i>
IHE	Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH)
ISM	engl. <i>Industrial Scientific Medical</i>
LOS	engl. <i>Line Of Sight</i>
MUSIC	engl. <i>MULTiple SIgnal Classification technique</i>
NLOS	engl. <i>No Line Of Sight</i>
OLOS	engl. <i>Obstructed Line Of Sight</i>
PD	engl. <i>Power Decay</i>
PDP	Leistungsverzögerungsprofil (engl. <i>Power Delay Profile</i>)
PN	Pseudo Rauschfolge (engl. <i>Pseudo Noise</i>)
PSK	engl. <i>Phase Shift Keying</i>
RMS	Wurzel aus mittlerem Quadrat (engl. <i>Root Mean Square</i>)
RS	Funkstation (engl. <i>Radio Station</i>)
SAGE	engl. <i>Space-Alternating Generalized Expectation-maximization</i>
SCM	stochastisches Kanalmodell (engl. <i>Stochastic Channel Model</i>)
SDMA	engl. <i>Space Division Multiple Access</i>
SFIR	engl. <i>Spatial Filtering Interference Reduction</i>
SIR	Signal-zu-Interferenz-Verhältnis (engl. <i>Signal to Interference Ratio</i>)
SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis (engl. <i>Signal to Noise Ratio</i>)
UMTS	engl. <i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
UTD	Verallgemeinerte geometrische Beugungstheorie (engl. <i>Uniform geometrical Theory of Diffraction</i>)

WLAN	engl. <i>Wireless Local Area Network</i>
WSSUS	engl. <i>Wide Sense Stationary with Uncorrelated Scattering</i>

Mathematische Symbole

\underline{A}	komplexe Zahl
\mathbf{A}	Matrix
\vec{A}	Spaltenvektor
\hat{A}	Einheitsvektor
$\underline{\underline{A}}$	äquivalentes Tiefpaßsignal
\dot{A}	Ableitung nach der Zeit
$\vec{A} \times \vec{B}$	Kreuzprodukt zweier Vektoren
$\vec{A} \cdot \vec{B}$	Skalarprodukt zweier Vektoren
$E \{ \}$	Schmitttelwert bzw. Erwartungswert
$\text{Im} \{ \}$	Imaginärteil
$\max \{ \}$	Maximum einer Funktion bzw. einer Liste von Werten
$\min \{ \}$	Minimum einer Funktion bzw. einer Liste von Werten
$\text{Re} \{ \}$	Realteil
$p_{\xi}(\xi)$	Dichte der Zufallsvariable ξ
$\text{sign}x$	Signumfunktion mit $\text{sign}x = 1$ für $x \geq 0$ und $\text{sign}x = -1$ für $x < 0$
\sim	Proportionalität

Großbuchstaben

A_e	Wirkfläche einer Antenne (engl. <i>effective aperture</i>)
B	Bandbreite
B_{coh}	Kohärenzbandbreite
$\vec{C}(\vartheta, \psi)$	komplexe vektorielle Richtcharakteristik
$\underline{\underline{C}}(\vartheta, \psi)$	Richtcharakteristik in Matrixschreibweise

D	Abmessung der Apertur einer Antenne
D	Zeitdauer
\vec{E}	elektrische Feldstärke
$F_{\text{TR}}(f)$	Filterfunktionen des Senders und Empfängers
$G_{\text{T}}, G_{\text{R}}$	Gewinn der Sende- bzw. Empfangsantenne
$H(\nu, f)$	dopplervariante Übertragungsfunktion
$\mathbf{H}_{\text{TR}}(\nu, f, \Omega_{\text{R}}, \Omega_{\text{R}})$	dopplervariante gerichtete Übertragungsfunktion
$I_{\text{T}}, I_{\text{R}}$	Ströme an Sende- bzw. Empfangsantenne
L	mittlerer Übertragungsfaktor
L	Anzahl der Schritte δ_{P} der Vorlaufstrecke
$L_{0,\text{dB}}$	Zusatzdämpfung zur Freiraumdämpfung in dB
L_{dB}	mittlerer Gesamtübertragungsfaktor in dB für $\vartheta\vartheta$ -Polarisation
$L_{\text{FS,dB}}$	Übertragungsfaktor in dB für Freiraumausbreitung
$L_{\text{LD,1m,dB}}$	Dämpfung des Leistungs-Entfernungs-Gesetzes bei 1m Abstand in dB
M	Anzahl der Abtastwerte
M	Anzahl der Funkkanäle
M	Hilfsvariable zur Bestimmung der Vorlaufstrecke des kontinuierlichen Prozesses
N, \bar{N}	Anzahl bzw. mittlere Anzahl der Pfade
$N_{\text{B}}^l(\delta_{\text{P}}), N_{\text{B}}(\delta_{\text{P}})$	Anzahl der über der Strecke δ_{P} neu erzeugten bzw. der davon am Ende der Strecke noch vorhandenen Pfade
$PD(\tau')$	mittlerer Leistungsverlauf über der relativen Verzögerungszeit
$PD_{\text{min,dB}}$	minimal zu betrachtender Leistungsabfall
P_{F}	Wahrscheinlichkeit, daß ein Pfad bewegte Streuer enthält
$P_{\text{LO}}, P_{\text{OL}}$	Wahrscheinlichkeit für einen Wechsel von LOS zu OLOS bzw. von OLOS zu LOS
P_{LOS}	Wahrscheinlichkeit für Sichtverbindung
$P_{\text{R}}(\delta_{\text{P}})$	Wahrscheinlichkeit für das Verbleiben eines Pfades über der Strecke δ_{P}

P_{RN}	Rauschleistung am Empfänger
$P_{\text{T}}, P_{\text{R}}$	Sende- und Empfangsleistung
$P_{\text{TR}}(\Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}})$	Hilfsfunktion zur Bestimmung der Winkelspreizung
$P_{\nu}(\nu)$	Doppler-Leistungsdichtespektrum
$P_{\tau}(\tau)$	Leistungs-Verzögerungsprofil
$P_{\nu\tau}(\nu, \tau)$	Streufunktion
$P_{\psi\text{A}}$	Parameter für Verteilung des Winkels ψ'
\mathbf{Q}_{L}	Hilfsvariable zur Cholesky-Zerlegung von der Matrix \mathbf{R}_{L}
\mathbf{R}_{L}	Kovarianzmatrix der Übertragungsfaktoren aller M Funkkanäle
$\underline{R}_{\text{T}}(\Delta t, \Delta f)$	Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion
$\underline{\mathbf{R}}_{\text{U}}$	Kovarianzmatrix der Zufallsgrößen \underline{U}
$\underline{T}(t, f)$	zeitvariante Übertragungsfunktion
$\underline{\mathbf{T}}_{\text{TR}}(t, f, \Omega_{\text{R}}, \Omega_{\text{R}})$	zeitvariante gerichtete Übertragungsfunktion
T_{coh}	Kohärenzzeit
\underline{U}	normierte Elemente der Übertragungsmatrix
\underline{V}	mittlere Raumgröße
$\underline{V}_{\text{T}}, \underline{V}_{\text{R}}$	Spannungen an Sende- bzw. Empfangsantenne
X	Parameter zur unterschiedlichen Gewichtung der Polarisationen
X, Y	Hilfsvariablen zur Modellierung der Variation vom mittleren Leistungsverlauf über der relativen Verzögerungszeit
$\underline{Z}_{\text{AT}}, \underline{Z}_{\text{AR}}$	Antennenimpedanzen
Z_{F0}	Freiraumwellenwiderstand $Z_{\text{F0}} = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} = 120\pi\Omega$ des Vakuums
$\underline{Z}_{\text{G}}, \underline{Z}_{\text{L}}$	Generatorinnenwiderstand und Impedanz des Verbrauchers

Kleinbuchstaben

c_0	Lichtgeschwindigkeit $c_0 = 2.997925 \cdot 10^8 \text{m/s}$ im Vakuum
-------	---

d_{LOS}	mittlere Entfernung mit Sichtverbindung
\hat{d}_{m}	mittlere Richtung
$d_{\text{S,T}}, d_{\text{S,R}}$	Abstand zum ersten Streuer nach dem Sender bzw. letzten Streuer vor dem Empfänger
d_{TR}	Abstand zwischen Sender und Empfänger
$\vec{d}_{\text{TR}}(t), \hat{d}_{\text{TR}}(t)$	Vektor bzw. Einheitsvektor vom Sender zum Empfänger
$d_{\text{TR}}(t)$	Abstand zwischen Sender und Empfänger
$d_{\text{TR,min}}$	minimal zulässiger Abstand statistisch unabhängiger Funkstationen
$\hat{d}_{\text{T}}, \hat{d}_{\text{R}}$	Sende- bzw. Empfangsrichtung
e	die Eulersche Zahl $e = 2.718281828459 \dots$
$\hat{e}_{\text{x}}, \hat{e}_{\text{y}}, \hat{e}_{\text{z}}$	Basisvektoren des kartesischen Koordinatensystems
$\hat{e}_{\text{r}}, \hat{e}_{\theta}, \hat{e}_{\psi}$	Basisvektoren des Kugelkoordinatensystems
f	Frequenz
$\underline{h}(t, \tau)$	zeitvariante Impulsantwort
$\underline{h}_{\text{TR}}(t, \tau, \Omega_{\text{R}}, \Omega_{\text{R}})$	zeitvariante gerichtete Impulsantwort
i	Variable zur Pfadnumerierung
k	Zeitschritt
\bar{k}_i	Zeitpunkt der Mitte der Lebensdauer des Pfades i
\hat{k}	normierter Wellenzahlvektor
k_0	Wellenzahl im Vakuum
m	Variable zur Numerierung der Funkkanäle
m	Hilfsvariable zur Bestimmung der Vorlaufstrecke des kontinuierlichen Prozesses
$n(\tau)$	Rauschsignal
n	Hilfsvariable für Anzahl Pfade in Poisson-Verteilung
n_{LD}	Exponent für Leistungs-Entfernungs-Gesetz
n_{SF}	Exponent für Gesetz für langsamen Schwund
$\vec{q}_{\text{T}}, \vec{q}_{\text{T}} q_{\tau}$	Parameter für mittleren Leistungsverlauf über der relativen Verzögerungszeit
r	Abstand
$r_{\text{P}}(t), r_{\text{x}}(t), r_{\text{F}}(t)$	äquivalente Strecken zur Beschreibung der Zeitvarianz

$r_T(t), r_R(t)$	von Sender bzw. Empfänger zurückgelegte Strecken
$\underline{s}(\nu, \tau)$	dopplervariante Impulsantwort
$\underline{\mathbf{s}}_{\text{TR}}(\nu, \tau, \Omega_R, \Omega_R)$	dopplervariante gerichtete Impulsantwort
t	Zeit
\vec{u}	Hilfsvektor zur Realisierung der Korrelationen unterschiedlicher Funkkanäle
$u_\tau(\tau)$	Dispersionsfunktion
\vec{v}	Hilfsvektor zur Realisierung der Korrelationen unterschiedlicher Funkkanäle
v_F	mittlere Geschwindigkeit der Streuer
$\vec{x}_T(t), \vec{x}_R(t)$	Position des Senders bzw. Empfängers
$x(\tau)$	Eingangssignal
$y(\tau)$	Ausgangssignal
$z(\tau)$	Signal

Griechische Buchstaben

Δf	Frequenzinkrement bzw. Auflösung im Frequenzbereich
Δt	Zeitinkrement
$\Delta_\ell(\psi)$	Hilfsfunktion zur Definition der Dichte des Winkels ψ'
$\Delta \vec{x}_T, \Delta \vec{x}_R$	Abstand vom mittleren Sende- bzw. Empfangsort
$\Delta \tau$	Verzögerungszeitinkrement bzw. Auflösung im Verzögerungszeitbereich
$\Delta \tau_T, \Delta \tau_R$	Hilfsvariablen zur Bestimmung der Veränderung der Verzögerungszeit eines Pfades bei Vererbung
$\underline{\Gamma}$	vollpolarimetrische Übertragungsmatrix
$\underline{\Gamma}'$	abstandsunabhängiger Teil der vollpolarimetrischen Übertragungsmatrix
Γ_D	Faktor zur Modellierung der Abstandsabhängigkeit der Übertragungsmatrix
$\Gamma_{\Sigma, \vartheta\vartheta}$	Summe der abstandsunabhängigen Anteile der Übertragungsfaktoren der Pfade für $\vartheta\vartheta$ -Polarisation

$\Gamma_{\Sigma, \vartheta \vartheta, \text{dB}}$	$\Gamma_{\Sigma, \vartheta \vartheta}$ in dB
$\bar{\Lambda}$	mittlere Pfaddichte
Ω	Zusammenfassung der Winkel ϑ und ψ des Kugelkoordinatensystems
Ω_T, Ω_R	Sende- bzw. Empfangswinkel
Ω_{rms}	Winkelspreizung
α_0	Öffnungswinkels einer idealen Sektorantenne
γ	Winkel zur Hauptstrahlrichtung einer Antenne
$\delta_0()$	Dirac-Funktion
δ_B, δ_D	Abstand zwischen zwei Pfadgeburten bzw. deren Lebensdauer
δ_{LO}, δ_{OL}	Strecken zwischen Übergängen von LOS zu OLOS bzw. OLOS zu LOS
$\delta_P, \delta_x, \delta_F$	Differenzen der äquivalenten Strecken zwischen zwei Zeitpunkten
$\delta_{P, \text{max}}$	maximal zulässige Schrittweite der äquivalenten Strecke
$\delta_{P, \text{cor}}$	Korrelationslänge des langsamen Schwunds
δ_{ab}	<i>Abstand</i> zweier Kanäle a und b
ε	Hilfsvariable zur Bestimmung des Gewinns einer idealen Sektorantenne
ε	Hilfsvariable zur Faltung des Eingangssignals mit der zeitvarianten Kanalimpulsantwort
ε_0	Permittivität $\varepsilon_0 = 8,85419 \cdot 10^{-12} \text{As/Vm}$ des Vakuums
ϑ	Poldistanz in Kugelkoordinaten
ϑ_A	Parameter für Verteilung des Winkels ϑ'
λ, λ_0	Wellenlänge bzw. Wellenlänge im Vakuum
λ	Parameter der Poisson-Verteilung
λ_B, λ_D	Geburten- bzw. Sterberate
$\lambda_{LO}, \lambda_{OL}$	Parameter für Markov-Prozeß zur Modellierung der Sichtverbindung

μ_0	Permeabilität $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{Vs/Am}$ des Vakuums
$\mu_{\text{D,dB}}$	Mittelwert von $\Gamma_{\text{D,dB}}$ in dB
$\mu'_{\text{D,dB}}$	Mittelwert für bedingte Normalverteilung von $\Gamma_{\text{D,dB}}$ in dB
$\mu_{\text{SF,dB}}$	Mittelwert des mittleren Gesamtübertragungsfaktors L_{dB} in dB
$\mu_{\Sigma,\text{dB}}$	Mittelwert von $\Gamma_{\Sigma,\vartheta\vartheta,\text{dB}}$
ν	Dopplereffrequenzverschiebung
$\nu_{\text{m}}, \nu_{\text{rms}}$	mittlere Dopplerverschiebung und Dopplerspreizung
ρ_{D}	Korrelationskoeffizient zwischen zwei Werten von $\Gamma_{\text{D,dB}}$ zu zwei aufeinanderfolgenden Zeitpunkten
$\rho_{\text{NC},ab}$	Korrelation der mittleren Gesamtübertragungsfaktoren zweier Kanäle a und b
$\rho'_{\text{NC},ab}$	Korrelation der Übertragungsfaktoren $\Gamma_{\text{D,dB},a}$ und $\Gamma_{\text{D,dB},b}$ zweier Kanäle a und b
$\rho_{\Sigma}(\delta_{\text{P}})$	Autokorrelation von $\Gamma_{\Sigma,\vartheta\vartheta,\text{dB}}$
$\sigma()$	Sprungfunktion
$\sigma_{\text{D,dB}}$	Standardabweichung von $\Gamma_{\text{D,dB}}$ in dB
$\sigma'_{\text{D,dB}}$	Standardabweichung für bedingte Normalverteilung von $\Gamma_{\text{D,dB}}$ in dB
σ_{PV}	Standardabweichung der Normalverteilungen zur Generierung der komplexen Matrixelemente \underline{U} und damit der Variation der Pfadamplituden
$\sigma_{\text{SF,dB}}$	Standardabweichung des mittleren Gesamtübertragungsfaktors L_{dB} in dB
$\sigma_{\text{SF},1\text{m,dB}}$	Standardabweichung des langsamen Schwunds bei 1m Abstand in dB
$\sigma_{\Sigma,\text{dB}}$	Standardabweichung von $\Gamma_{\Sigma,\vartheta\vartheta,\text{dB}}$
τ, τ'	Verzögerungszeit bzw. relative Verzögerungszeit
τ_{c}	Konstante für Dispersionsfunktion $u_{\tau}(\tau)$
τ'_{max}	maximal betrachtete relative Verzögerungszeit
$\tau_{\text{A}}, \tau_{\text{B}}$	Parameter für mittleren Leistungsverlauf über der relativen Verzögerungszeit

τ'_E	Schnittpunkt der beiden Exponentialkurven des mittleren Leistungsverlaufs über der relativen Verzögerungszeit
τ_m, τ_{rms}	mittlere Verzögerungszeit und Impulsspreizung
τ_ϑ	Parameter für Verteilung des Winkels ϑ'
ψ	Azimet-Winkel
ψ_A, ψ_B	Parameter für Verteilung des Winkels ψ'

Häufig verwendete Indizes

B, D	kennzeichnet Pfadgeburts- und -tod
SF	kennzeichnet Größen zur Beschreibung des langsamen Schwunds (engl. <i>Slow Fading</i>)
T, R	kennzeichnet Sender (engl. <i>Transmitter</i>) bzw. Empfänger (engl. <i>Receiver</i>)
a, b	kennzeichnet unterschiedliche Kanäle
dB	bezeichnet Größen in dB
i	kennzeichnet Größen, die zum i . Pfad gehören
k	kennzeichnet Größen, die zum k . Zeitschritt gehören
min, max	minimaler bzw. maximaler Wert einer Größe
r, ϑ, ψ	kennzeichnet Vektorkomponenten in Kugelkoordinaten
x, y, z	kennzeichnet Vektorkomponenten in kartesischen Koordinaten
$\vartheta\vartheta, \vartheta\psi, \psi\vartheta, \psi\psi$	kennzeichnet Polarisierungen

Kapitel 1

Einleitung

Die industriellen Gesellschaften des auslaufenden 20. Jahrhunderts sind durch eine rapide zunehmende Nachfrage nach Sprach- und Datenkommunikationssystemen sowie durch eine stetig wachsende Mobilität gekennzeichnet. Seit einigen Jahren entstehen zahlreiche Systeme zur Sprach- und Datenübertragung, die auch innerhalb von Gebäuden (engl. *indoor*) zunehmend Verwendung finden. Durch Vorteile wie höhere Flexibilität und geringere Installationskosten sind mobile, funkgestützte Systeme trotz niedrigerer Datenraten eine wichtige Alternative gegenüber kabelgebundenen Systemen.

Mobilfunkbetreiber setzen für ihre Netze (z.B. D1, D2, E1, E2 in Deutschland) im GSM- (engl. *Global System for Mobile communications*) und DCS1800-Standard (engl. *Digital Cellular System*) bei den Frequenzen um 900MHz und 1.8GHz bereits heute zusätzliche Sender innerhalb von großen Bürogebäuden, Flughafen- und Bahnhofshallen usw. ein, um den Kapazitätsanforderungen der Kunden gerecht zu werden. Lösungen für private Netze zur Sprachkommunikation, wie z.B. DECT (engl. *Digital Enhanced Cordless Telecommunications*) im 1900MHz-Band, sind genauso wie solche zur Datenübertragung, wie z.B. WLANs (engl. *Wireless Local Area Network*) in den ISM-Bändern (engl. *Industrial Scientific Medical*) bei 2.45GHz und 5.8GHz, bereits von verschiedenen Anbietern auf dem Markt, wobei in diesem Bereich der große Boom noch bevorsteht. Für zukünftige Systeme nach dem HIPERLAN-Standard (engl. *High Performance Local Area Network*) sind die Frequenzbereiche um 5.25GHz und 17.2GHz vorgesehen. Der Frequenzbereich um 60GHz ist ebenfalls für Breitbandübertragungssysteme reserviert. Ein weiterer sehr wichtiger Einsatzbereich für drahtlose Systeme sind Fertigungshallen mit autonomen Robotersystemen, da dort eine kabelgebundene Steuerung meist unmöglich ist.

Der Forderung nach höherer Systemkapazität zukünftiger drahtloser

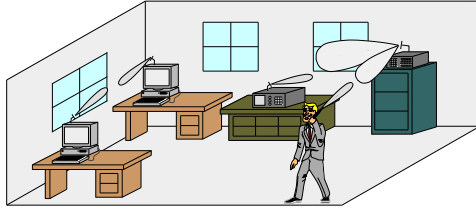


Bild 1.1: Typisches Szenario eines zukünftigen Funksystems in Gebäuden

Sprach- und Datenübertragungssysteme, d.h. mehr Teilnehmern oder höheren Übertragungsraten, kann nur begegnet werden, indem die vier Dimensionen Frequenz, Zeit, Code und Raum noch besser genutzt werden. Die Resource Frequenz ist eng begrenzt, da für bestimmte Systeme immer nur begrenzte Bandbreiten zur Verfügung gestellt werden können. Zeit- und Code-Multiplex-Verfahren werden bereits seit einigen Jahren erfolgreich eingesetzt. Der bisher kaum genutzten vierten Dimension Raum dagegen wird in nächster Zukunft große Bedeutung zukommen. Durch räumliche Trennung von Mobilstationen mit intelligenten Antennen (SDMA: engl. *Space Division Multiple Access*) oder Reduktion der räumlichen Interferenz (SFIR: engl. *Spatial Filtering Interference Reduction*) durch Diversity verspricht man sich große Kapazitätssteigerungen. Ein typisches Szenario für ein zukünftiges drahtloses Kommunikationssystem mit intelligenten, adaptiven Antennen ist in Bild 1.1 gezeigt.

Bei der Entwicklung neuer drahtloser Kommunikationssysteme können durch Computersimulationen immense Kosten eingespart werden. Dazu werden realistische Modelle des Funkkanals benötigt, um verschiedene Systemkonzepte im Entwicklungsvorfeld beurteilen und miteinander vergleichen zu können. Die Kanalmodellierung zur Systemplanung ist die Schnittstelle der Hochfrequenztechnik inklusive der Wellenausbreitung zur Nachrichtentechnik, der die Anwendung der Modelle zuzuordnen ist.

1.1 Aufgabenstellung und Ziele

Ziel dieser Arbeit ist es, ein neues Kanalmodell zu konzipieren, das zur Entwicklung neuer drahtloser Kommunikationssysteme mit intelligenten

Antennen bzw. Diversity verwendet werden kann. Mit Hilfe des neuen Modells soll die Beurteilung beliebiger Gesamtsysteme bezüglich Übertragungsqualität, Sicherheit und Kapazität sowie die Optimierung von Antennenalgorithmen bzw. -diagrammen ermöglicht werden. Das Kanalmodell muß dazu mit möglichst geringem Rechenzeitbedarf aufeinanderfolgende Kanalimpulsantworten inklusive der Sende- und Empfangsrichtungen der einzelnen Mehrwegepfade generieren. Dabei spielt die realistische Wiedergabe der Korrelation über der Zeit und dem Ort eine wesentliche Rolle. Effekte wie langsamer und schneller Schwund, aber auch Veränderungen der Verzögerungszeiten, Richtungen, Amplituden und Polarisierungen der einzelnen Ausbreitungspfade müssen möglichst realistisch modelliert werden. Weiterhin ist reproduzierbares Verhalten für wiederholte Simulationen gefordert.

1.2 Lösungsidee und Vorgehensweise

Zur Systementwicklung und -optimierung werden Modelle benötigt, die die Statistik des Funkkanals realistisch reproduzieren. Die exakte Berechnung einer bestimmten Übertragungsstrecke in einer determinierten Umgebung ist allerdings nicht nötig. Aus diesem Grund werden zur Systementwicklung fast ausschließlich stochastische Modelle verwendet, wogegen deterministische Wellenausbreitungsmodelle zur Netzplanung oder Netzoptimierung eingesetzt werden. Letztere ermöglichen eine genaue Vorhersage der Übertragungsqualität für eine bestimmte Sender-Empfänger-Konfiguration bzw. eine flächendeckende Versorgungsprognose für eine bestimmte Senderposition. Die unterschiedliche Form der Ergebnisse der beiden Modellarten ist in Bild 1.2 gezeigt.

Die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen zwischen einem Sender und einem Empfänger kann im Prinzip basierend auf den Maxwell'schen Gleichungen gelöst werden. Diese exakte Methode ist aufgrund der immensen Zahl von Parametern für Gebäude oder ähnlich komplexe Umgebungen nicht anwendbar. Als erfolgreiche, praktikable Methoden zur Berechnung des Funkkanals in Gebäuden und damit zur Anwendung in der Netzplanung haben sich strahlenoptische Verfahren etabliert, die eine flächige Prognose der Übertragungsqualität ermöglichen (siehe Bild 1.2a). Strahlenoptische Verfahren stellen eine Hochfrequenzapproximation der Lösung der Wellen-

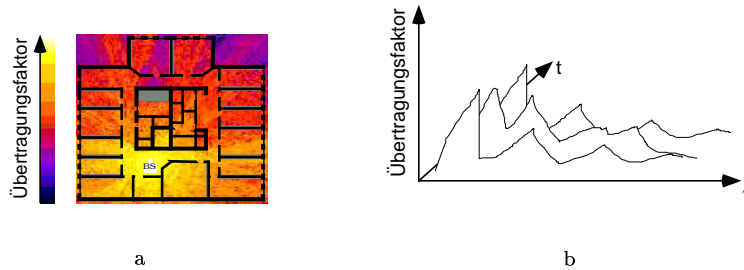


Bild 1.2: Form der Ergebnisse der Kanalmodelle zur Netzplanung (a) und Systementwicklung (b)

gleichungen dar.

Im Gegensatz zur Netzplanung werden in der Systemplanung stochastische Modelle benötigt, die den zeitlichen Verlauf der Übertragungseigenschaften des breitbandigen Funkkanals möglichst realistisch beschreiben (siehe Bild 1.2b). Die meisten der bekannten stochastischen Kanalmodelle nutzen mathematisch sehr leicht handhabbare Funktionen, deren Realitätsbezug allerdings mit relativ wenigen Messungen hergestellt wurde und demnach in mancherlei Hinsicht zweifelhaft erscheint. Hier soll dagegen ein Kanalmodell aus der Sicht der physikalischen Wellenausbreitung entwickelt werden, das eine realistische Beschreibung des Gebäudefunkkanals ermöglicht. Dabei muß teilweise auf mathematische Strenge verzichtet werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein neuartiges stochastisches Modell für den Funkkanal in Gebäuden entwickelt, das alle relevanten Mehrwegepfade mittels eines Geburts- und Sterbeprozesses generiert. In Abhängigkeit der Bewegungen von Sender, Empfänger und Streuern werden über der Zeit Pfade erzeugt, die für eine bestimmte Dauer erhalten bleiben und dann wieder verschwinden. Damit kann die Korrelation über der Zeit und dem Ort korrekt modelliert werden. Die Eigenschaften der Pfade, wie Verzögerungszeit, Dämpfung sowie Sende- und Empfangsrichtung, werden stochastisch aus Wahrscheinlichkeitsverteilungen gezogen und danach solange variiert, bis der Pfad wieder verschwindet.

Bei bisherigen stochastischen Modellen wurden die Verteilungsfunktionen

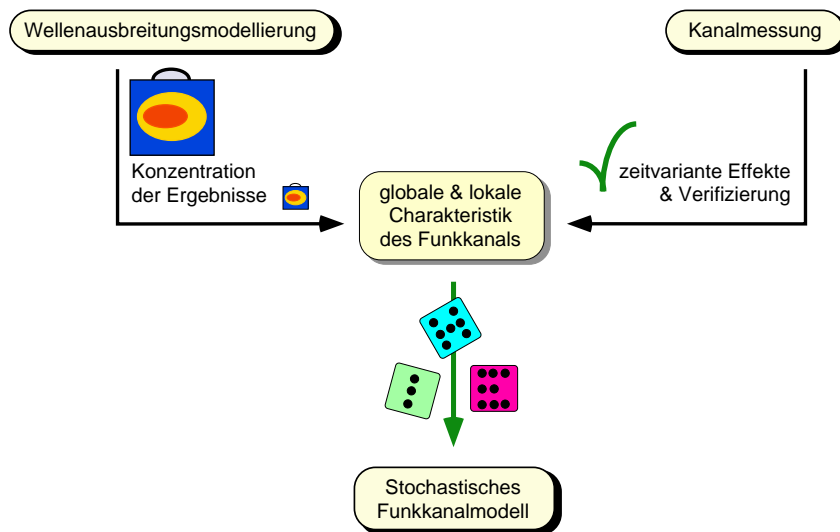


Bild 1.3: Lösungsidee

und deren Parameter aus Meßkampagnen ermittelt. Bereits zur Parametrisierung des vergleichsweise einfachen COST207-Modells [COS89] wurden sehr viele Messungen in verschiedenen Umgebungsklassen durchgeführt. Bedingt durch die weitaus größere Komplexität des neuen Kanalmodells (Richtungen der Pfade, Polarisation usw.) vervielfacht sich die Anzahl der zur zuverlässigen Parametrisierung benötigten Messungen enorm. Außerdem ist es sehr aufwendig, die verwendeten Meßantennen aus den Meßergebnissen zu extrahieren, um Eigenschaften des gerichteten Funkkanals isolieren zu können. Die zur Bestimmung der Richtungen verwendeten Algorithmen basieren auf vereinfachenden Annahmen, wodurch bei ihrer meßtechnischen Bestimmung häufig nicht zu vernachlässigende Meßfehler auftreten. Eine ausführliche Untersuchung dieser Problematik findet sich in [MMS⁺99, Ros99]. Die Idee dieser Arbeit ist es, ein deterministisches Verfahren mit Messungen zu kombinieren, um die Verteilungsfunktionen des stochastischen Kanalmodells zu bestimmen und zu parametrisieren (siehe Bild 1.3). Die Verwendung des strahlenoptischen Modells ermöglicht die genaue Analyse des Funkkanals anhand beliebig großer Stichproben

und aufgrund der direkten Bestimmung der Sende- und Empfangsrichtungen der Mehrwegepfade. Ein weiterer großer Vorteil der Verwendung des strahlenoptischen Modells ist die Möglichkeit der automatischen Parameterextraktion für neue Umgebungen oder Frequenzen. Außer den bereits erwähnten beträchtlichen Rechenzeiten und der durch ungenaue oder unvollständige Modellierung bzw. Eingabedaten verursachten Berechnungsungenauigkeiten haben deterministische Modelle weiter den Nachteil, daß es sehr aufwendig bzw. unmöglich ist, zeitvariante Szenarien zu simulieren. Aus diesem Grund und zur Verifizierung werden auch weiterhin Messungen zur Parametrisierung benötigt.

1.3 Gliederung der Arbeit

Die Grundlagen zur Beschreibung des Mehrwegefunkkanals werden in Kapitel 2 zusammengefaßt. Dazu wird die vollpolarimetrische Beschreibung von Antennen im Fernfeld kurz erläutert. Diese wird benötigt, um die hier neu aufgestellten gerichteten Kanalfunktionen inklusive Sende- und Empfangsrichtungen in die von Bello [Bel63] eingeführten Kanalfunktionen zu überführen. Die charakteristischen Parameter der Kanalfunktionen zur Beschreibung des Mehrwegefunkkanals werden definiert sowie deren Zusammenhänge aufgezeigt.

In Kapitel 3 werden die unterschiedlichen Meßmethoden sowie die Funktionsweise des verwendeten strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells erläutert. Da eine gründliche Verifikation des deterministischen Wellenausbreitungsmodells die wichtigste Voraussetzung ist, um darauf ein realistisches stochastisches Kanalmodell aufzubauen, werden Vergleiche mit verschiedenen Messungen im Hinblick auf korrekte Pegelprädiktion und Mehrwegeausbreitung inklusive der Richtungen der Ausbreitungspfade vorgestellt.

Das neu entwickelte Kanalmodell basiert auf der physikalischen Wellenausbreitungsmodellierung aus Kapitel 3 anhand von diskreten Mehrwegepfaden. In Kapitel 4 wird der neue Modellansatz vorgestellt. Die grundlegenden Annahmen werden hier erläutert und durch deterministische Ausbreitungsrechnungen belegt sowie mit in der Literatur vorgestellten Ergebnissen verglichen.

Kapitel 5 behandelt die Modellierung der Zeitvarianz durch den Geburts- und Sterbeprozess für Mehrwegepfade. Nach Einführen des Begriffs der äquivalenten Strecke als Maß für Veränderungen des Funkkanals über der Zeit und Beschreibung des Prinzips der Vererbung wird der markierte Poisson-Prozess für Mehrwegepfade und der Markov-Prozess für den Pfad der Sichtverbindung in Abhängigkeit dieser äquivalenten Strecke ausführlich erläutert.

Kapitel 6 ist den Eigenschaften der Mehrwegepfade gewidmet. Es werden die Verteilungsfunktionen zur Modellierung der Verzögerungszeiten, Übertragungsmatrizen sowie Sende- und Empfangsrichtungen angegeben und deren Zusammenhänge hergeleitet. Simulationen mit dem deterministischen Wellenausbreitungsmodell dienen zur Verifikation der Verteilungsfunktionen und Bestimmung ihrer Parameter.

Simulationen von Übertragungsstrecken mit dem stochastischen Kanalmodell werden in Kapitel 7 vorgestellt, um die Funktionsweise des neuen Modells zu demonstrieren. Außerdem werden Anwendungsbeispiele für Systeme mit intelligenten, adaptiven Antennen demonstriert.

In Kapitel 8 sind die wichtigsten Ergebnisse mit einigen relevanten Schlussfolgerungen zusammengefaßt.

Im Anhang finden sich Skizzen bzw. Baupläne der verwendeten Gebäude sowie eine Tabelle aller Modellparameter für zwei verschiedene Bürogebäude, gültig für die Frequenzen 900MHz, 1.8GHz, 2.5GHz und 5.2GHz.

Kapitel 2

Der gerichtete Mehrwegfunkkanal

Bello beschrieb 1963 zum ersten Mal die Zusammenhänge der Kanalfunktionen und stellte die Definitionen zur Charakterisierung des Funkkanals als zeitvariantes lineares System in einer vollständigen und in sich schlüssigen Form auf [Bel63]. In [Fle90, Kat97] finden sich überarbeitete, ausführlichere Beschreibungen dieser Zusammenhänge. Im vorliegenden Kapitel wird auf die Beschreibung des zeitvarianten, frequenzselektiven Funkkanals eingegangen, wobei wie in [GW98] auf eine systemtheoretische Darstellung durch WSSUS-Kanäle (engl. *Wide Sense Stationary with Uncorrelated Scattering*) verzichtet wird. Insbesondere die US-Bedingung (engl. *Uncorrelated Scattering*) ist streng genommen gerade in Gebäuden nicht erfüllt, da z.B. die Reflexionen von zwei benachbarten Wänden nicht unkorreliert sind.

Da das Ziel dieser Arbeit die Beschreibung des Mehrwegfunkkanals inklusive der Richtungen der einzelnen Mehrwegekomponenten ist, muß im folgenden zwischen Funkkanal einerseits und Ausbreitungskanal bzw. gerichtetem Funkkanal andererseits unterschieden werden (siehe Bild 2.1). Die von Bello aufgestellten Kanalfunktionen werden deshalb um Send- und Empfangsrichtungen erweitert. Unter Verwendung der vollpolarimetrischen Antennencharakteristiken im Fernfeld [Bal82, GW98, ST98] können diese in die ursprünglich von Bello definierten, ungerichteten Kanalfunktionen überführt werden. Die zur Charakterisierung des gerichteten Funkkanals benötigten Funktionen und Kenngrößen werden im vorliegenden Kapitel definiert und erläutert.

Bei einem Funkkanal handelt es sich stets um ein Bandpaßsystem, da Energie nur in einem endlichen Frequenzband übertragen werden kann. Das resultiert daraus, daß Antennen stets eine endliche Bandbreite besitzen. Außerdem werden Funksysteme immer durch Filter am Sender und Empfänger bandbegrenzt, um die Resource Frequenz optimal nutzen zu können. Diese Tatsache wird bei der Beschreibung des gerichteten Funkkanals ausgenutzt,

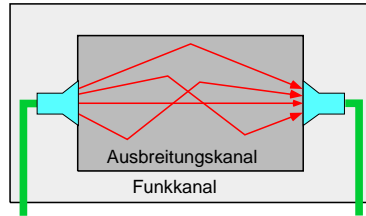


Bild 2.1: Unterscheidung zwischen Funkkanal und Ausbreitungskanal

d.h. die Kanalfunktionen gelten nur innerhalb der geforderten Bandbreite. Diese sogenannten Bandpaßsysteme und Bandpaßsignale lassen sich vorteilhaft durch zugehörige äquivalente Tiefpaßsysteme und Tiefpaßsignale beschreiben (siehe Abschnitt 2.2).

2.1 Vollpolarimetrische Antennenmodellierung im Fernfeld

Ist der Abstand r des Beobachtungspunktes von der Antenne bzw. vom Koordinatenursprung groß genug, so spricht man vom Fernfeld der Antenne. Im allgemeinen gilt dafür die Bedingung

$$r > \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (2.1)$$

wobei D die Abmessung der Apertur der Antenne und λ die Wellenlänge beschreibt [Bal82, Kapitel 2] [GW98, Kapitel 2.2]. Da bei Funksystemen davon ausgegangen werden kann, daß die Fernfeldbedingung in der Regel erfüllt ist, wird hier auf jegliche Nahfeldbetrachtung verzichtet. Im folgenden wird die komplexe Schreibweise der Wechselstromrechnung für Sinussignale der Frequenz f verwendet. In Bild 2.2 sind die Ersatzschaltbilder für eine Sende- (engl. *Transmitter*) bzw. eine Empfangsantenne (engl. *Receiver*) mit ihren Impedanzen \underline{Z}_{AT} und \underline{Z}_{AR} angegeben. Bei Leistungsanpassung (konjugiert komplexe Anpassung) an der Sendeantenne, d.h. $\underline{Z}_G = \underline{Z}_{AT}^*$

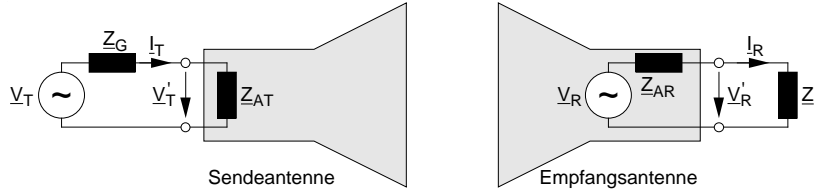


Bild 2.2: Ersatzschaltbilder für Antennen mit ihren Impedanzen

ergibt sich die folgende Sendeleistung:

$$P_T = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ \underline{V}'_T \underline{I}'_T^* \} = \frac{|\underline{V}'_T|^2}{2 \operatorname{Re} \{ \underline{Z}_{AT} \}} = \frac{|\underline{V}_T|^2}{8 \operatorname{Re} \{ \underline{Z}_{AT} \}}. \quad (2.2)$$

Die maximal verfügbare Empfangsleistung P_R für Anpassung am Empfänger, d.h. $\underline{Z}_L = \underline{Z}_{AR}^*$ beträgt:

$$P_R = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ \underline{V}'_R \underline{I}'_R^* \} = \frac{|\underline{V}'_R|^2}{2 \operatorname{Re} \{ \underline{Z}_{AR} \}} = \frac{|\underline{V}_R|^2}{8 \operatorname{Re} \{ \underline{Z}_{AR} \}}. \quad (2.3)$$

Für die nachfolgende Beschreibung einer Antenne im Fernfeld durch komplexe vektorielle Richtcharakteristik und Gewinn wird immer von dieser beidseitigen Leistungsanpassung ausgegangen.

Im Fernfeld der Antenne existiert nur noch das ausbreitungsfähige Feld in Form von lokal ebenen Wellen, d.h. es treten nur noch Feldkomponenten auf, die senkrecht zur Ausbreitungsrichtung polarisiert sind. Demnach besitzt die elektrische Feldstärke $\vec{E}(r, \vartheta, \psi)$ im Abstand r in einer beliebigen Richtung $\hat{k} = \hat{e}_r(\vartheta, \psi)$ von der Antenne nur $\hat{e}_\vartheta(\vartheta, \psi)$ und $\hat{e}_\psi(\vartheta, \psi)$ polarisierte Komponenten [Bal82, Kapitel 2]. Sinnvollerweise wird deshalb ein Kugelkoordinatensystem verwendet, dessen Ursprung sich im Phasenzentrum der Antenne befindet (Bild 2.3). Im Fernfeld lassen sich Antennen komplett durch ihre Richtcharakteristik und den Gewinn beschreiben. Eine vollständige Antennenmodellierung beinhaltet unter anderem die Kreuzpolarisation sowie das Phasenverhalten der Antenne. Hier stellt man fest, daß die üblicherweise verwendete skalare Richtcharakteristik einer Antenne keine vollständige Information beinhaltet. Daher geht man zur komplexen vektoriellen Richtcharakteristik [GW98, Kapitel 2.2] über und ist nun in

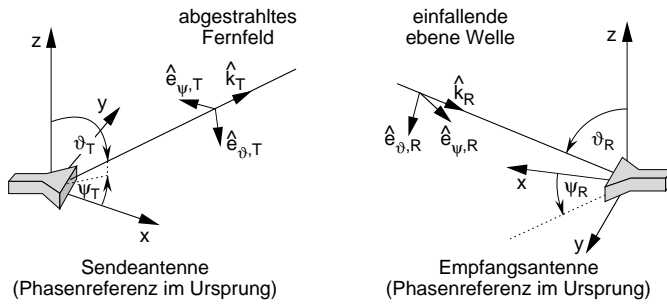


Bild 2.3: Zugrundegelegtes Koordinatensystem

der Lage, eine vollpolarimetrische Beschreibung der Übertragungsstrecke aufzustellen.

Die Einheitsvektoren

$$\hat{e}_{\psi,T}(\vartheta_T, \psi_T) = \frac{\hat{e}_z \times \hat{k}_T(\vartheta_T, \psi_T)}{|\hat{e}_z \times \hat{k}_T(\vartheta_T, \psi_T)|}, \quad (2.4)$$

$$\hat{e}_{\vartheta,T}(\vartheta_T, \psi_T) = \hat{e}_{\psi,T}(\vartheta_T, \psi_T) \times \hat{k}_T(\vartheta_T, \psi_T), \quad (2.5)$$

$$\hat{e}_{\psi,R}(\vartheta_R, \psi_R) = \frac{-\hat{e}_z \times \hat{k}_R(\vartheta_R, \psi_R)}{|\hat{e}_z \times \hat{k}_R(\vartheta_R, \psi_R)|}, \quad (2.6)$$

$$\hat{e}_{\vartheta,R}(\vartheta_R, \psi_R) = -\hat{e}_{\psi,R}(\vartheta_R, \psi_R) \times \hat{k}_R(\vartheta_R, \psi_R) \quad (2.7)$$

spalten das Feld an Sender und Empfänger in zwei orthogonale, lineare Polarisationen auf. Antennen sind reziprok, d.h. sie können zum Senden wie auch zum Empfangen gleichermaßen verwendet werden. Demnach gilt die gleiche Richtcharakteristik inklusive Gewinn für den Fall des Sendens sowie des Empfangens. Nachfolgend werden Richtcharakteristik und Gewinn für den Sendefall definiert. Die Richtcharakteristik ist in der Regel eine frequenzabhängige Größe, was im folgenden nicht explizit angegeben

wird. Die Richtcharakteristik

$$\begin{aligned}\vec{C}_T(\vartheta_T, \psi_T) &= \frac{\vec{E}(r, \vartheta_T, \psi_T)e^{jk_0 r}}{\max\{|\vec{E}(r, \vartheta_T, \psi_T)|\}} \Bigg|_{r=\text{const} \rightarrow \infty} = \\ &= \underline{C}_{\vartheta, T}(\vartheta_T, \psi_T) \cdot \hat{e}_{\vartheta, T}(\vartheta_T, \psi_T) + \\ &+ \underline{C}_{\psi, T}(\vartheta_T, \psi_T) \cdot \hat{e}_{\psi, T}(\vartheta_T, \psi_T)\end{aligned}\quad (2.8)$$

wird als die abgestrahlte, auf den bei Variation von ϑ_T und ψ_T erreichbaren Maximalwert der Feldstärkenamplitude normierte, komplexe vektorielle Feldstärke \vec{E} definiert. Die Phasenverschiebung $k_0 r$ berücksichtigt die Laufzeit $\tau = r/c_0$ der elektromagnetischen Welle im Freiraum mit der Wellenzahl

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi f}{c_0}, \quad (2.9)$$

die sich direkt aus der Wellenlänge λ_0 bzw. der Frequenz f ergibt.

Da die Richtcharakteristik nach (2.8) eine normierte Größe ist, muß noch der Antennengewinn definiert werden. Dieser ergibt sich mit dem Freiraumwellenwiderstand

$$Z_{F0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi\Omega \quad (2.10)$$

und der eingespeisten Sendeleistung P_T zu

$$G_T = 4\pi r^2 \frac{\max\{|\vec{E}(r, \vartheta_T, \psi_T)|\}^2}{2Z_{F0}P_T} \Bigg|_{r=\text{const} \rightarrow \infty}. \quad (2.11)$$

Die Richtcharakteristik läßt sich als Matrix definieren, wobei die beiden Komponenten gleich den in ϑ bzw. ψ Richtung polarisierten Anteilen sind:

$$\underline{C}(\vartheta, \psi) = \begin{pmatrix} \underline{C}_{\vartheta}(\vartheta, \psi) \\ \underline{C}_{\psi}(\vartheta, \psi) \end{pmatrix}. \quad (2.12)$$

Im Abstand r im Fernfeld der Sendeantenne kann der elektrische Feldstär-

kevektor somit durch

$$\begin{aligned}\vec{E}(r, \vartheta_T, \psi_T) &= \sqrt{\frac{P_T G_T Z_{F0}}{2\pi}} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \vec{C}_T(\vartheta_T, \psi_T) = \\ &= \underline{V}'_T \sqrt{\frac{G_T Z_{F0}}{4\pi \operatorname{Re}\{Z_{AT}\}}} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \vec{C}_T(\vartheta_T, \psi_T) \quad (2.13)\end{aligned}$$

in einer bestimmten Senderichtung ϑ_T, ψ_T angegeben werden [GW98, Kapitel 2.2] (Anmerkung: Die Phasenreferenz von $\vec{C}_T(\vartheta_T, \psi_T)$ wird derart gewählt, daß \underline{V}'_T reell ist).

Für den Empfangsfall wird zusätzlich zum Antennengewinn noch die Antennenwirkfläche (engl. *effective aperture*)

$$A_{e,R} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R \quad (2.14)$$

definiert [Bal82, Kapitel 2]. Für eine ebene Welle, die mit der elektrischen Feldstärke $\vec{E}(\vartheta_R, \psi_R)$ aus der Richtung ϑ_R, ψ_R an einer Empfangsantenne einfällt, ergibt sich die Empfangsleistung mit der Wirkfläche der Empfangsantenne (2.14) zu

$$P_R = \frac{A_{e,R} \cdot \left| \vec{C}_R(\vartheta_R, \psi_R) \cdot \vec{E}(\vartheta_R, \psi_R) \right|^2}{2Z_{F0}}. \quad (2.15)$$

Bei geeigneter Wahl der Referenzphase folgt mit den Richtcharakteristiken in Komponentenschreibweise und (2.3)

$$\underline{V}'_R = \sqrt{\frac{\operatorname{Re}\{Z_{AR}\}}{\operatorname{Re}\{Z_{AT}\}}} G_T G_R \cdot \underline{C}_R^T(\vartheta_R, \psi_R) \cdot \frac{\lambda e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \cdot \underline{C}_T(\vartheta_T, \psi_T) \cdot \underline{V}'_T \quad (2.16)$$

für einen Abstand r zwischen den beiden Antennen [GW98, Kapitel 2.2]. Anschließend wird der Quotient der Realteile der beiden Antennenimpedanzen weggelassen, da diese häufig identisch sind (meist 50Ω). Sollte das nicht erfüllt sein, müßte der Wurzelfaktor in allen nachfolgenden Gleichungen berücksichtigt werden.

Die Bewegung von mobilen Funkstationen führt dazu, daß deren Antennen über der Zeit gegenüber dem globalen Koordinatensystem gedreht werden. Eine vollständige Antennenmodellierung muß demnach berücksichtigen, daß die Sende- bzw. Empfangsantenne gegen dieses Koordinatensystem auf beliebige Art verdreht sein kann. Der mathematische Formalismus dafür ist in [BS85, Gen96] beschrieben.

2.2 Der Funkkanal als zeitvariantes lineares System

Im Gegensatz zu linearen zeitinvarianten Systemen weisen die Systemfunktionen linearer zeitvarianter Systeme eine Abhängigkeit von den beiden Variablen Zeit t (Zeitpunkt, zu dem das System angestoßen wird) und Verzögerungszeit τ (beschreibt die Kurvenform) auf. Die zeitvariante Kanalimpulsantwort des Systems $h(t, \tau)$ beschreibt den Zusammenhang zwischen Eingangssignal $x(\tau)$ und Ausgangssignal $y(\tau)$ durch das Integral

$$y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\varepsilon)h(t = \varepsilon, \tau - \varepsilon) d\varepsilon + n(\tau), \quad (2.17)$$

wobei $n(\tau)$ hier nicht nur das Rauschen, sondern auch den Einfluß möglicher Störsignale beinhaltet [Fle90].

Der Funkkanal wird als zeitvariantes System durch die zeitvariante Kanalimpulsantwort $h(t, \tau)$ vollständig beschrieben. Demnach sollte ein stochastisches Kanalmodell diese Funktion möglichst realitätsnah wiedergeben.

2.2.1 Äquivalente Tiefpaßdarstellung bei bandbegrenzten Systemen

Da drahtlose Kommunikationssysteme immer bandbegrenzt mit einer einfachen Bandbreite $B/2$ kleiner als die Trägerfrequenz f_0 sind, können sie durch äquivalente Tiefpaßsysteme beschrieben werden [Kam96, Kapitel 1] [GW98, Kapitel 3] [Jon99, Kapitel 1]. Ein Bandpaßsignal $z(\tau)$ und dessen komplexe Einhüllende bzw. äquivalentes Tiefpaßsignal $\tilde{z}(\tau)$ sind da-

bei über

$$z(\tau) = \operatorname{Re} \left\{ \tilde{z}(\tau) e^{j2\pi f_0 \tau} \right\} \quad (2.18)$$

verknüpft. Nach [Jon99, Kapitel 1] gilt (2.17) auch im Basisband

$$\tilde{y}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{x}(\varepsilon) \tilde{h}(t = \varepsilon, \tau - \varepsilon) d\varepsilon + \tilde{n}(\tau), \quad (2.19)$$

wobei für Ein- und Ausgangssignal $\tilde{x}(\tau)$ und $\tilde{y}(\tau)$ (2.18), für die äquivalente Tiefpaßimpulsantwort dagegen

$$h(t, \tau) = 2\operatorname{Re} \left\{ \tilde{h}(t, \tau) e^{j2\pi f_0 \tau} \right\} \quad (2.20)$$

gilt.

2.2.2 Kanalfunktionen und Mehrwegeausbreitungskanal

Nach [Bel63, Fle90, Kat97] kann der Funkkanal durch eine der folgenden vier Kanalfunktionen vollständig beschrieben werden:

- $\underline{h}(t, \tau)$: zeitvariante Kanalimpulsantwort,
- $\underline{s}(\nu, \tau)$: dopplervariante Kanalimpulsantwort,
- $\underline{H}(\nu, f)$: dopplervariante Übertragungsfunktion,
- $\underline{T}(t, f)$: zeitvariante Übertragungsfunktion

mit

- t : Beobachtungszeit (Zeitpunkt, zu dem das System angestoßen wird),
- τ : Verzögerungszeit (beschreibt Kurvenform),
- f : Frequenz,
- ν : Dopplerfrequenz.

Zeitliche Dispersion resultiert in einem frequenzselektiven Verhalten, wegen zeitliche Veränderungen im Kanal zu Dopplerverschiebung und -verbreiterung führen. Die Kanalfunktionen sind über Fouriertransforma-

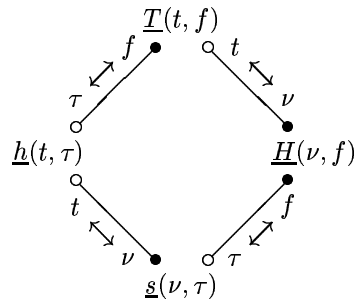


Bild 2.4: Verknüpfung der Kanalfunktionen

tionen verknüpft (siehe auch Bild 2.4):

$$\underline{h}(t, \tau) \xrightarrow{\tau \rightarrow f} \underline{T}(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{h}(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau, \quad (2.21)$$

$$\underline{h}(t, \tau) \xrightarrow{t \rightarrow \nu} \underline{s}(\nu, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{h}(t, \tau) e^{-j2\pi \nu t} dt, \quad (2.22)$$

$$\underline{T}(t, f) \xrightarrow{t \rightarrow \nu} \underline{H}(\nu, f) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{T}(t, f) e^{-j2\pi \nu t} dt, \quad (2.23)$$

$$\underline{s}(\nu, \tau) \xrightarrow{\tau \rightarrow f} \underline{H}(\nu, f) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{s}(\nu, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau. \quad (2.24)$$

Aufgrund der Kausalitätseigenschaft gilt

$$\underline{h}(t, \tau) = 0 \quad \text{und} \quad \underline{s}(\nu, \tau) = 0 \quad \text{für } \tau \leq 0 \quad (2.25)$$

bei der Berechnung der Faltungsintegrale. Die gleichen Beziehungen wie in (2.21–2.24) gelten auch für deren äquivalente Funktionen im Tiefpaßbereich.

In einem typischen Funkkanal wird das Sendesignal auf verschiedenen Wegen über Reflexionen, Transmissionen, Beugungen und Streuungen zum Empfänger übertragen [GW98, Kapitel 2.10]. Da diese Wege nicht nur durch unterschiedliche Dämpfungen und Verzögerungszeiten, sondern auch durch verschiedene Sende- bzw. Empfangsrichtungen gekennzeichnet sind, werden hier analog zu den zuvor definierten Kanalfunktionen richtungsaufgelöste bzw. gerichtete Kanalfunktionen definiert:

$\underline{\mathbf{h}}_{\text{TR}}(t, \tau, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}})$: zeitvariante gerichtete Kanalimpulsantwort,
 $\underline{\mathbf{s}}_{\text{TR}}(\nu, \tau, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}})$: dopplervariante gerichtete Kanalimpulsantwort,
 $\underline{\mathbf{H}}_{\text{TR}}(\nu, f, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}})$: dopplervariante gerichtete Übertragungsfunktion,
 $\underline{\mathbf{T}}_{\text{TR}}(t, f, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}})$: zeitvariante gerichtete Übertragungsfunktion.

Auch die gerichteten Kanalfunktionen können im Bandpaß- und Tiefpaßbereich definiert werden. Außerdem gelten die gleichen Zusammenhänge (2.21–2.24). Die Darstellung dieser Funktionen als Matrizen rührt daher, daß alle vier Kombinationen jeweils zweier orthogonaler Polarisierungen an Sender und Empfänger berücksichtigt werden müssen. Zur Erhöhung der Übersichtlichkeit wurde hier wie im folgenden zur Beschreibung der Ausbreitungsrichtung einer Welle anstelle der Winkel ϑ und ψ nur noch die (vektorielle) Variable $\Omega = (\vartheta, \psi)$ verwendet. Die zugehörige Richtung kann in kartesischen Koordinaten mit

$$\hat{d}(\Omega) = \hat{d}(\vartheta, \psi) = \begin{pmatrix} \cos \psi \sin \vartheta \\ \sin \psi \sin \vartheta \\ \cos \vartheta \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

angegeben werden.

Durch Gewichtung der zeitvarianten gerichteten Übertragungsfunktion $\underline{\mathbf{T}}_{\text{TR}}(t, f, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}})$ mit den Antennendiagrammen und Integration über alle Sende- (Ω_{T}) und Empfangsrichtungen (Ω_{R}) können die Antennen einbezogen werden. Es ergibt sich die zeitvariante Übertragungsfunktion zu

$$\underline{\mathbf{T}}(t, f) = \frac{\underline{\mathbf{V}}'_{\text{R}}(t, f)}{\underline{\mathbf{V}}'_{\text{T}}(f)} = \underline{\mathbf{E}}_{\text{TR}}(f) \cdot \sqrt{G_{\text{T}}(t, f)G_{\text{R}}(t, f)} \cdot \int \int \underline{\mathbf{C}}_{\text{R}}^{\text{T}}(t, f, \Omega_{\text{R}}) \cdot \underline{\mathbf{T}}_{\text{TR}}(t, f, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}}) \cdot \underline{\mathbf{C}}_{\text{T}}(t, f, \Omega_{\text{T}}) d\Omega_{\text{T}} d\Omega_{\text{R}} \quad (2.27)$$

als zeit- und frequenzabhängiges Verhältnis der komplexen Antennenspannungen an Empfänger $\underline{\mathbf{V}}'_{\text{R}}$ und Sender $\underline{\mathbf{V}}'_{\text{T}}$ (vgl. Abschnitt 2.1). $\underline{\mathbf{E}}_{\text{TR}}(f)$ beinhaltet die Filterfunktionen des Senders und Empfängers. Die Zeitabhängigkeit der Richtcharakteristiken und Gewinne der Antennen $\underline{\mathbf{C}}_{\text{T}}(t, f, \Omega_{\text{T}})$, $\underline{\mathbf{C}}_{\text{R}}(t, f, \Omega_{\text{R}})$, $G_{\text{T}}(t, f)$ und $G_{\text{R}}(t, f)$ bedeutet, daß diese über der Zeit durch Bewegung gedreht oder auch elektrisch verändert werden können, wie dies z.B. bei intelligenten, adaptiven Antennen der Fall ist.

Eine vollständige Beschreibung des Funkkanals im Zeitbereich kommt der menschlichen Vorstellungskraft der physikalischen Wellenausbreitung ent-

gegen. Aus diesem Grund spielt auch die zeitvariante richtungsaufgelöste Kanalimpulsantwort $\underline{\mathbf{h}}_{\text{TR}}(t, \tau, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}})$ als Fouriertransformierte der zeitvarianten richtungsaufgelösten Übertragungsfunktion $\underline{\mathbf{T}}_{\text{TR}}(t, f, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}})$ eine wesentliche Rolle. Da die Frequenzabhängigkeit der Richtcharakteristiken in den im Verhältnis zur Mittenfrequenz f_0 kleinen Bandbreiten der Funkssysteme häufig vernachlässigbar ist, kann daraus bei Vernachlässigung der Filterfunktion $\underline{\mathbf{F}}_{\text{TR}}(f)$ direkt die zeitvariante Kanalimpulsantwort bestimmt werden:

$$\underline{\mathbf{h}}(t, \tau) = \sqrt{G_{\text{T}}(t, f_0)G_{\text{R}}(t, f_0)} \cdot \iint \underline{\mathbf{G}}_{\text{R}}^{\text{T}}(t, f_0, \Omega_{\text{R}}) \cdot \underline{\mathbf{h}}_{\text{TR}}(t, \tau, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}}) \cdot \underline{\mathbf{G}}_{\text{T}}(t, f_0, \Omega_{\text{T}}) d\Omega_{\text{T}} d\Omega_{\text{R}}. \quad (2.28)$$

2.2.3 Charakteristische Funktionen und Kenngrößen

Nachfolgend werden die wichtigsten Funktionen und Kenngrößen zur Charakterisierung des gerichteten Funkkanals definiert. Dabei soll insbesondere die Anwendung im Hinblick auf Kanalmessungen im Vordergrund stehen. Bei den zeitlichen Schwankungen der komplexen Amplitude von $\underline{\mathbf{T}}(t, f)$, auch Schwund genannt, wird zwischen langsamem und schnellem Schwund unterschieden [GW98, Kapitel 3]. Die schnellen Schwankungen resultieren zumeist aus der Interferenz der Mehrwegpfade, deren Laufzeiten, Phasen und insbesondere Richtungen verschieden und häufig zeitvariant sind. Der langsame Schwund wird dagegen durch Abschattungen und andere langsame Veränderungen der Ausbreitungssituation verursacht. Der schnelle Schwund (engl. *Fast Fading*) ist dem langsamen Schwund (engl. *Slow Fading*) überlagert. Um den langsamen Schwund getrennt charakterisieren zu können, verwendet man den mittleren Übertragungsfaktor

$$L(t, f) = \frac{1}{D} \int_{-\frac{D}{2}}^{\frac{D}{2}} |\underline{\mathbf{T}}(t + t', f)|^2 dt', \quad (2.29)$$

der durch eine lokale Mittelung über der Zeit entsteht. Die geeignete Größe des Fensters D hängt von der Mittenfrequenz ab. Bei Meßfahrten mit der Geschwindigkeit v beträgt das Produkt $D \cdot v$ sinnvollerweise mehrere Wellenlängen [Lee89, Kapitel 1]. Der schnelle Schwund kann nun durch den Quotienten von $\underline{\mathbf{T}}(t, f)$ und $L(t, f)$ beschrieben werden. Da im Rahmen dieser Arbeit nur ein Mittelwert des frequenzabhängigen langsamen Schwunds

innerhalb einer Bandbreite B um die Mittenfrequenz f_0 von Interesse ist, wird

$$L(t) = \frac{1}{D} \frac{1}{B} \int_{-\frac{D}{2}}^{\frac{D}{2}} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} |\underline{T}(t + t', f)|^2 df dt', \quad (2.30)$$

eingeführt.

Im folgenden werden Funktionen und Kenngrößen zur Charakterisierung der Zeitvarianz und Frequenzselektivität des Funkkanals definiert. Dazu muß der schnelle Schwund innerhalb des Zeitabschnitts D ausgewertet werden. Aus diesem Grund wird hier die Funktion

$$\tilde{\underline{T}}_{\text{W}}(t, f) = \tilde{\underline{T}}(t, f) \cdot \left[\sigma\left(t + \frac{D}{2}\right) - \sigma\left(t - \frac{D}{2}\right) \right] \quad (2.31)$$

definiert, wobei $\sigma(\cdot)$ die Sprungfunktion darstellt. In (2.31) kann das Rechteckfenster nach Bedarf durch beliebige andere Fensterfunktionen ersetzt werden. Analog dazu kann auch $\tilde{\underline{h}}_{\text{W}}(t, \tau)$ angegeben werden. Die geeignete Wahl der Zeitdauer D spielt auch hier eine große Rolle. Die Zeitdauer D muß demnach entweder genügend klein gewählt werden, oder der langsame Schwund zuvor aus $\underline{T}(t, f)$ herausgerechnet werden (siehe oben). Je nach verwendeter Zeitdauer D ergeben sich dann Aussagen zu einem kurzen Zeitabschnitt oder mittlere Aussagen über eine längere Zeitperiode. Um die Schreibweise zu vereinfachen, werden o.B.d.A. alle folgenden Funktionen für den Zeitraum um $t = 0$ angegeben.

Die Basis zur Charakterisierung der Zeitvarianz und Frequenzselektivität des Funkkanals ist die Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion

$$\underline{R}_{\text{T}}(\Delta t, \Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{\underline{T}}_{\text{W}}(t, f) \tilde{\underline{T}}_{\text{W}}^*(t + \Delta t, f + \Delta f) df dt, \quad (2.32)$$

die aus der bandbegrenzten zeitvarianten Übertragungsfunktion bestimmt werden kann.

Aus der Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion (2.32) können für die Spezialfälle $\Delta t = 0$ und $\Delta f = 0$ die Frequenz- und Zeit-Korrelationsfunktion abgeleitet werden. Aus der Zeit-Korrelationsfunktion $\underline{R}_{\text{T}}(\Delta t, 0)$ ergibt sich die Kohärenzdauer T_{coh} als der Wert, an dem der Betrag der Korrelationsfunktion auf einen bestimmten Prozentsatz ihres Maximalwertes bei $\Delta t = 0$

abgesunken ist. In der Literatur finden sich verschiedene Definitionen dieser Grenze [Rap96, Kapitel 4] [Kat97] [GW98, Kapitel 3], wobei hier der Wert $1/e$ verwendet wird. Die Kohärenzdauer ist ein Maß für die Zeitvarianz des Funkkanals. Aus der Frequenz-Korrelationsfunktion $\underline{R}_T(0, \Delta f)$ ergibt sich analog die Kohärenzbandbreite B_{coh} als Maß für die Frequenzselektivität des Kanals.

Die im Zeitbereich vorliegende und deshalb am häufigsten verwendete Funktion zur Charakterisierung des Funkkanals ist das über D gemittelte (normierte) Leistungs-Verzögerungsprofil (engl. *Power Delay Profile*), das durch

$$\begin{aligned} P_\tau(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{h}_W(t, \tau) \tilde{h}_W^*(t, \tau) dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{T}_W(t, f) e^{+j2\pi f \tau} df \right|^2 dt \end{aligned} \quad (2.33)$$

ermittelt werden kann. Dual zum Theorem von Wiener-Khintchine gilt [GW98, Kapitel 3]:

$$P_\tau(\tau) \stackrel{\tau \rightarrow \Delta f}{\circ \rightarrow \bullet} \underline{R}_T(0, \Delta f). \quad (2.34)$$

Weitere wichtige Parameter zur Charakterisierung des Funkkanals sind das erste Moment des Leistungs-Verzögerungsprofils, die mittlere Verzögerungszeit (engl. *Mean Delay*)

$$\tau_m = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau P_\tau(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P_\tau(\tau) d\tau}, \quad (2.35)$$

und dessen zweites Moment, die mittlere Impulsverbreiterung oder Impulsspreizung (engl. *Root Mean Square Delay Spread*)

$$\tau_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 P_\tau(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P_\tau(\tau) d\tau} - \tau_m^2}. \quad (2.36)$$

Analog zu (2.33) kann das (normierte) Doppler-Leistungsdichtespektrum bestimmt werden:

$$P_\nu(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{T}_W(t, f) e^{-j2\pi \nu t} dt \right|^2 df. \quad (2.37)$$

Gemäß dem Theorem von Wiener-Khintchine gilt [GW98, Kapitel 3]:

$$P_\nu(\nu) \stackrel{\nu \rightarrow \Delta t}{\circlearrowleft} \underline{R}_T(\Delta t, 0). \quad (2.38)$$

Auch hier sind das erste Moment, die mittlere Dopplerverschiebung

$$\nu_m = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \nu P_\nu(\nu) d\nu}{\int_{-\infty}^{\infty} P_\nu(\nu) d\nu} \quad (2.39)$$

und das zweite Moment, die mittlere Dopplerverbreiterung oder Dopplerspreizung (engl. *Root Mean Square Doppler Spread*)

$$\nu_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \nu^2 P_\nu(\nu) d\nu}{\int_{-\infty}^{\infty} P_\nu(\nu) d\nu} - \nu_m^2} \quad (2.40)$$

wichtige Parameter zur Beschreibung des Funkkanals. In der Literatur wird die Dopplerspreizung (2.40) häufig noch mit dem Faktor zwei multipliziert [Rap96, Kapitel 4], da dies besser zur Beschreibung der *Breite* einer Funktion paßt. Hier wird allerdings aus Gründen der Einheitlichkeit mit (2.36) auf diesen Faktor verzichtet.

Als Kombination des Leistungs-Verzögerungsprofils und des Doppler-Leistungsdichtespektrums wird nun noch die Streufunktion

$$P_{\nu\tau}(\nu, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \underline{R}_T(\Delta t, \Delta f) e^{-j2\pi\nu\Delta t} e^{+j2\pi\tau\Delta f} d\Delta t d\Delta f \quad (2.41)$$

zur Beschreibung des Funkkanals definiert [Kat97].

Zwischen Impulsspreizung und Korrelationsbandbreite, bzw. zwischen Dopplerspreizung und Kohärenzzeit, besteht bei einer bestimmten Form des Leistungs-Verzögerungsprofils bzw. Doppler-Leistungsdichtespektrums folgender Zusammenhang:

$$\tau_{\text{rms}} \propto \frac{1}{B_{\text{coh}}}, \quad (2.42)$$

$$\nu_{\text{rms}} \propto \frac{1}{T_{\text{coh}}}. \quad (2.43)$$

Die Proportionalitätsfaktoren hängen jeweils von der Definition der Kohärenzzeit und der Korrelationsbandbreite ab [GW98].

Zur Beschreibung gerichteter Ausbreitungskanäle spielen zusätzlich zu den bereits genannten Parametern die mittlere Richtung und die Winkelspreizung [Egg95] eine wesentliche Rolle. Diese können für Sender und Empfänger gleichermaßen bestimmt werden. Außerdem können beide Parameter für alle vier Kombinationen der Polarisierungen an Sender und Empfänger angegeben werden. Da der vertikalen Polarisation bei Messungen die größte Bedeutung zukommt, werden die mittlere Richtung

$$\hat{d}_{\text{m,T},\vartheta\vartheta} = \frac{\vec{d}_{\text{m,T},\vartheta\vartheta}}{|\vec{d}_{\text{m,T},\vartheta\vartheta}|}, \quad (2.44)$$

$$\vec{d}_{\text{m,T},\vartheta\vartheta} = \int \hat{d}_{\text{T}}(\Omega_{\text{T}}) \int P_{\text{TR},\vartheta\vartheta}(\Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}}) d\Omega_{\text{R}} d\Omega_{\text{T}} \quad (2.45)$$

und die mittlere Winkelspreizung

$$\Omega_{\text{rms,T},\vartheta\vartheta} = \int \arccos(\hat{d}_{\text{m,T},\vartheta\vartheta} \cdot \hat{d}_{\text{T}}(\Omega_{\text{T}})) \int P_{\text{TR},\vartheta\vartheta}(\Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}}) d\Omega_{\text{R}} d\Omega_{\text{T}} \quad (2.46)$$

mit

$$P_{\text{TR},\vartheta\vartheta}(\Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}}) = \frac{1}{D} \frac{1}{B} \int_{-\frac{D}{2}}^{\frac{D}{2}} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} \left| \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \underline{\mathbf{T}}_{\text{TR}}(t, f, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}}) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \right|^2 df dt \quad (2.47)$$

hierfür angegeben. Analog dazu lassen sich für den Empfangsfall die mittlere Richtung $\hat{d}_{\text{m,R},\vartheta\vartheta}$ und die Winkelspreizung $\Omega_{\text{rms,R},\vartheta\vartheta}$ bestimmen. Außerdem können in (2.47) beliebige Antennencharakteristiken eingesetzt werden, um z.B. die Polarisierungen $\vartheta\psi$, $\psi\vartheta$ oder $\psi\psi$ zu erhalten.

Kapitel 3

Kanalmessung und deterministische Kanalmodellierung

Im vorliegenden Kapitel werden die verschiedenen Meßmethoden sowie das verwendete strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell für Gebäude kurz erläutert. Da zur Bestimmung fast aller Wahrscheinlichkeitsverteilungen und deren Parameter Messungen aufgrund ihrer unzureichenden Stichprobengröße schlecht verwendet werden können, wird hier sehr großer Wert auf die Verifikation des deterministischen Wellenausbreitungsmodells gelegt.

3.1 Methoden zur Kanalmessung

Im Rahmen dieser Arbeit wurden verschiedene Messungen durchgeführt und Meßergebnisse von anderen Institutionen verwendet. Anschließend werden die verschiedenen Meßverfahren kurz erläutert. Ausführliche Beschreibungen der meisten gängigen Methoden finden sich in [Mar94, Zol93].

3.1.1 Schmalbandige Messung der Übertragungsdämpfung

Schmalbandmessungen untersuchen die Auswirkungen des Funkkanals auf die Übertragung einer unmodulierten, sinusförmigen Trägerschwingung. Der Betrag des Empfangssignals bzw. die Übertragungsdämpfung wird über der Zeit bzw. dem Ort aufgezeichnet. Trotz der eingeschränkten Aussagekraft der Meßresultate wurden und werden Schmalbandmessungen aufgrund des relativ geringen apparativen Aufwands in großer Zahl durchgeführt. Auch in dieser Arbeit spielen sie eine wesentliche Rolle, um den

langsamen Schwund sowie die Aussagekraft des deterministischen Modells in dieser Hinsicht zu untersuchen. Dabei ist eine räumliche Mittelung nötig, um den schnellen Schwund zu eliminieren. Bei Mobilfunkmessungen in ländlicher oder städtischer Umgebung werden dazu die bei einer Meßfahrt kontinuierlich aufgenommenen Meßwerte mit einem Rechteck von einigen Wellenlängen gefaltet [Lee89, Kapitel 1] [Moh95]. Innerhalb von Gebäuden sind Meßfahrten meist nicht zu realisieren, so daß normalerweise viele einzelne, ausgewählte Punkte vermessen werden. Um jeden der Punkte muß eine räumliche Mittelung durchgeführt werden. Bei den Messungen von [Läh94a, Läh94b] werden dazu mehrere Meßwerte automatisiert in einem horizontalen Kreis um den eigentlichen Meßpunkt herum aufgezeichnet.

3.1.2 Breitbandige Messung der Kanalimpulsantwort

Die direkte Methode zur Messung der Kanalimpulsantwort ist das Pulsmeßverfahren [SV87]. Bei Anregen des Funkkanals mit einem möglichst breitbandigen Impuls kann am Empfänger durch zeitliche Abtastung die Kanalimpulsantwort direkt ermittelt werden. Ein weiteres Zeitbereichsmeßverfahren ist das in den meisten Meßsystemen eingesetzte Korrelationsmeßverfahren mittels Pseudo-Rauschfolgen (PN: engl. *Pseudo Noise*) [Mar94, Kat97, KO94]. Besitzt die Autokorrelationsfunktion der PN-Folge (analog zu der eines stationären weißen Rauschprozesses) ausschließlich einen Dirac-Impuls bei der Zeitverschiebung Null, so entspricht die Korrelationsfunktion des empfangenen Signals mit dem ursprünglichen PN-Signal der Impulsantwort des Funkkanals. Die Auflösung der Verzögerungszeit wird durch die Bandbreite des Signals, der Eindeutigkeitsbereich durch die Wiederholungsrate der PN-Folge begrenzt.

Anstatt der Messung im Zeitbereich kann die Kanalimpulsantwort aus der Messung der komplexen Übertragungsfunktion im Frequenzbereich durch Fourier-Transformation bestimmt werden. Für eine Anzahl von Abtastwerten M und eine bestimmte Frequenzauflösung Δf , resultierend in der Bandbreite $M\Delta f$, ergibt sich die Zeitauflösung

$$\Delta\tau = \frac{1}{M\Delta f} \quad (3.1)$$

mit einem Eindeutigkeitsbereich von $M\Delta\tau$. Anstelle einer schnellen

Fourier-Transformation (FFT: engl. *Fast Fourier Transform*) werden häufig auch hochauflösende Verfahren, wie z.B. MUSIC (engl. *MUltiple SIgnal Classification technique*) [Sch86, Pil89], ESPRIT (engl. *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*) [RK89, Pil89] oder SAGE (engl. *Space-Alternating Generalized Expectation-maximization*) [FTH⁺99], zur Detektion der einzelnen Pfade mit ihrer Verzögerungszeit aus dem komplexen Frequenzgang verwendet. Auf die Funktionsweise dieser Algorithmen soll hier nicht näher eingegangen werden. Die komplexe Übertragungsfunktion kann mit einem Netzwerkanalysator gemessen werden. Außer dem dabei zur korrekten Phasenmessung benötigten Verbindungskabel zwischen Sender und Empfänger birgt diese Methode den Nachteil, daß die einzelnen Frequenzen nacheinander vermessen werden und damit nur bedingt zeitvariante Messungen möglich sind. Eine weitere Möglichkeit der breitbandigen Messung des Funkkanals bietet die Verwendung eines periodischen Multisinus-Signals [Mar94, HRS⁺99]. Die Korrelation am Empfänger mit den ursprünglich gesendeten Sinus-Signalen ergibt die komplexe Übertragungsfunktion.

3.1.3 Breitbandige Messung inklusive Richtungsauflösung

Das naheliegendste Verfahren zur Bestimmung der Richtungen der einfallenden Teilwellen ist das mechanische Rotieren einer gerichteten Antenne [SRJJ97a]. Dabei wird in diskreten Winkelschritten die Kanalimpulsantwort mit einem der Verfahren aus Abschnitt 3.1.2 erfaßt. Da die Richtcharakteristik der Antenne keinen idealen Sektor beschreibt, muß die gemessene Matrix noch mit dem aus der Fernerkundung bekannten Algorithmus CLEAN [Hög74] [SS89, Kapitel 7] entfaltet werden, um einfallende Teilwellen tatsächlich nur im richtigen Winkelabschnitt zu registrieren. Der große Nachteil des Verfahrens ist, daß keine Messungen in zeitvarianter Umgebung möglich sind.

Eine weitere Möglichkeit zur Bestimmung der Richtungen der einfallenden Teilwellen ist die Messung der komplexen Kanalimpulsantwort mit einem Antennenarray [FTH⁺99, HT99, THR⁺99, HRS⁺99, BKB99, KP99]. Mittels Fourier-Transformation oder hochauflösenden Algorithmen wie MUSIC, ESPRIT oder SAGE (siehe Abschnitt 3.1.2) können aus dieser Abta-

stung im Ortsbereich die Richtungen einfallender ebener Wellen bestimmt werden.

3.2 Deterministische Modellierung der Wellenausbreitung

Deterministische Wellenausbreitungsmodelle sollen den Funkkanal inklusive aller wesentlichen Effekte modellieren. Feldtheoretische Verfahren scheiden außer in Spezialfällen schon wegen der zur Lösung der vorliegenden Problemstellung benötigten sehr langen Rechenzeiten und des enormen Speicherplatzbedarfs aus. Aus diesem Grund muß auf strahlenoptische Verfahren zurückgegriffen werden, die zwar nur eine Hochfrequenznäherung darstellen, aber mit geringem Speicherplatz und annehmbaren Rechenzeiten auskommen.

3.2.1 Strahlenoptische Modellierung

Die Grundidee aller strahlenoptischen Berechnungsansätze ist es, für eine bestimmte Umgebung alle relevanten Übertragungswege, wie in Bild 3.1 gezeigt, zu suchen und deren Zusammenwirken zu analysieren. Hierzu muß allerdings vorausgesetzt werden können, daß die verschiedenen Ausbreitungsmechanismen (Reflexion, Transmission, Streuung, Beugung, Brechung, Absorption etc.) voneinander getrennt betrachtet werden können [GW98, Kapitel 2.10]. Das ist nur dann möglich, wenn die Wellenlänge klein gegenüber den geometrischen Abmessungen aller Hindernisse ist. Zusätzlich müssen sich die Objekte und Antennen gegenseitig im Fernfeld befinden. Diese Bedingungen sind bei Gebäuden oder ähnlichen Umgebungen in den hier interessierenden Frequenzbereichen weitgehend erfüllt.

Jeder Übertragungsweg wird durch einen Strahl modelliert. Das zugehörige Feld kann mittels geometrischer Optik (GO) und geometrischer Beugungstheorie (*GTD: Geometrical Theory of Diffraction* bzw. *UTD: Uniform geometrical Theory of Diffraction*) berechnet werden [Bal89, Kapitel 13] [MPM90, Doo94] [GW98, Kapitel 2.7]. Dabei spielt die Wahl der korrekten Materialparameter der Hindernisse eine sehr wichtige Rolle [Zwi94]. Die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Materialparameter stammen

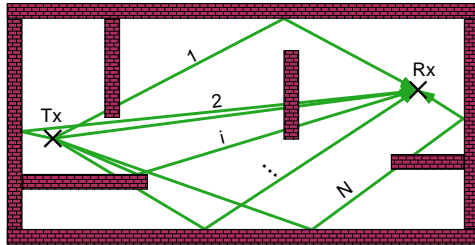


Bild 3.1: Mehrwegeausbreitung in Gebäuden mit diskreten Ausbreitungspfaden

aus [Hip95, Bal89, Bra96, ZSW97].

Strahlenoptische Methoden haben den großen Vorteil, daß sie außer der Vorhersage des mittleren Empfangspegels oder der Funkfelddämpfung (schmalbandige Analyse) auch eine Abschätzung der frequenzselektiven und zeitvarianten Eigenschaften des Funkkanals (breitbandige Analyse) ermöglichen, da jeder Ausbreitungspfad inklusive Verzögerungszeit, Dämpfung sowie Sende- und Empfangsrichtung resultiert. Die strahlenoptische Modellierung des Ausbreitungskanals bietet die Möglichkeit, Antennen durch ihre komplexe, vektorielle Richtcharakteristik einzubeziehen. Das ermöglicht auch die anschließende Prognose von Bitfehlerwahrscheinlichkeiten [Bec96, KZW97, Mat97, Küc98, Wag98a, ZDW98a, ZDW98b].

In [CPSG98] findet sich eine Zusammenfassung der verschiedenen Methoden zur Bestimmung der Ausbreitungspfade bei strahlenoptischen Ausbreitungsmodellen. Die Funktionsweise des hier verwendeten Modells wird im folgenden kurz skizziert.

3.2.2 Funktionsweise des verwendeten deterministischen Modells

Das im Rahmen dieser Arbeit verwendete Modell wurde am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) entwickelt [Zwi94, Cic94, ZCB95, ZCW95, ZW95]. Vergleichbare Verfahren wurden auch an anderen Forschungseinrichtungen erfolgreich implementiert und getestet [Hus94, SR94, Val94, SSR97]. Diese Modelle beruhen auf dem Strahlabschußverfahren (engl. *ray-launching*), bei dem Strahlen in alle Richtungen losge-

schickt und so lange über Reflexionen und Transmissionen an Wänden, Decken, Fenstern usw. verfolgt werden, bis ein bestimmtes Abbruchkriterium, z.B. eine maximale Dämpfung oder eine Maximalzahl von Reflexionen und Transmissionen, erreicht ist. Immer wenn ein möglicher Empfänger von einem der Strahlen getroffen wird, werden die Eigenschaften des Strahls gespeichert. Diese Zuordnung ist das Hauptproblem der Strahlabschlußverfahren. Die erste von zwei möglichen Methoden zur Lösung dieses Problems besteht darin, durch eine Kugel um den Empfangspunkt die Strahlen den Empfängern zuzuordnen [SR94, DPR97, SSR97]. Der Radius der Kugel entspricht dem Abstand der Strahlen, der wiederum durch den Abstand vom Sender bestimmt wird. Da es nicht möglich ist, viele Punkte exakt gleichmäßig auf der Kugeloberfläche zu verteilen, entstehen bei dieser Methode Fehler durch die Wahl der Größe der Empfangskugel. Wird sie zu klein gewählt, kommen zu wenig Strahlen an, und das Ergebnis ist mit einem großen Fehler behaftet, da wichtige Ausbreitungswege fehlen können. Wird sie zu groß gewählt, werden dem Empfänger häufig mehrere Strahlen zugeordnet, die den gleichen Ausbreitungspfad repräsentieren. Da dies auch zu größeren Fehlern führt, müssen doppelte Strahlen im nachhinein eliminiert werden [Sch97]. Die im hier genutzten Modell angewandte zweite Methode besteht darin, die Empfänger den Strahlen zuzuordnen. Dazu werden anstatt diskreter Strahlen sich gegenseitig genau begrenzende Strahlröhren verwendet [LCL89, Zwi94, Bar95]. Den Vorteil, daß absolut sichergestellt wird, daß nur ein Strahl pro Ausbreitungspfad detektiert wird, erkaufte man sich allerdings mit erhöhtem Aufwand bei der Zuordnung. Das hier eingesetzte strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell simuliert nur Reflexion und Transmission, da diese beiden Phänomene in dem hier interessierenden Frequenzbereich die größte Rolle spielen. Das Modell berücksichtigt kein Mobiliar, wobei in [LF99] gezeigt wurde, daß diese Vereinfachung zur Simulation der wichtigsten Ausbreitungspfade und zum Erfassen der Statistik ausreicht.

Das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell bestimmt N diskrete Ausbreitungspfade (siehe Bild 3.1) für eine bestimmte Sender-Empfänger-Konstellation bei einer Mittenfrequenz f_0 . Durch Simulation vieler auf einer Strecke liegender Punkte bzw. wiederholte Simulationen mit veränderter Umgebung kann Zeitvarianz simuliert werden. Dies wird im folgenden mit der Zeitvariablen t ausgedrückt. Veränderungen im Szenario haben allerdings sehr hohe Rechenzeiten zur Folge, da für jedes Szenario eine neue

Simulation durchgeführt werden muß. Jeder Pfad i ($i = 1 \dots N(t)$) besitzt eine Verzögerungszeit $\tau_i(t)$, die sich implizit aus dessen Weglänge $r_i(t)$ ergibt. Die Sende- bzw. Empfangsrichtung wird in Kugelkoordinaten mit $\Omega_{T,i}(t)$ und $\Omega_{R,i}(t)$ definiert, wobei die Richtung Ω die zwei Winkel ϑ und ψ in Kugelkoordinaten ersetzt (siehe Abschnitt 2.2.2). Die vollpolarimetrische Übertragungsmatrix

$$\underline{\mathbf{T}}_i(f, t) \approx \underline{\mathbf{T}}_i(f_0, t) = \underline{\mathbf{T}}_i(t) = \begin{pmatrix} \underline{\Gamma}_{\vartheta\vartheta,i}(t) & \underline{\Gamma}_{\vartheta\psi,i}(t) \\ \underline{\Gamma}_{\psi\vartheta,i}(t) & \underline{\Gamma}_{\psi\psi,i}(t) \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

beinhaltet die Übertragungsdämpfung einschließlich polarimetrischer Eigenschaften des Ausbreitungspfades. Die vier Komponenten der Matrix entsprechen den Kombinationen der zwei orthogonalen Sendepolarisationen mit den zwei orthogonalen Empfangspolarisationen wie sie in Bild 2.3 definiert sind. $\underline{\mathbf{T}}_i(t)$ beinhaltet die Dämpfungen und Polarisationsänderungen aller Streuprozesse (Reflexionen, Transmissionen usw.) sowie die Strahldivergenz des Pfades i [Zwi94]. Die Frequenzabhängigkeit der Streuprozesse für eine gewisse Bandbreite um f_0 wird vernachlässigt. Die genannten Eigenschaften der Pfade können in der zeitvarianten gerichteten Übertragungsfunktion

$$\underline{\mathbf{T}}_{\text{TR}}(t, f, \Omega_T, \Omega_R) = \sum_{i=1}^{N(t)} \underline{\mathbf{T}}_i(t) e^{-j2\pi f \tau_i(t)} \delta_0(\Omega_T - \Omega_{T,i}(t)) \delta_0(\Omega_R - \Omega_{R,i}(t)) \quad (3.3)$$

zusammengefaßt werden, die in einem gewissen Frequenzbereich um f_0 gültig ist.

Durch Vorgabe einer gleichförmigen Bewegung für Sender und Empfänger, aber auch für bewegte Streuer, kann im Prinzip eine Zeitvarianz des Kanals simuliert werden. Jeder Pfad erhält dann noch eine Dopplerverschiebung ν_i [Laq94]. Die sich daraus ergebende zeitvariante gerichtete Übertragungsfunktion

$$\underline{\mathbf{T}}_{\text{TR}}(t, f, \Omega_T, \Omega_R) = \sum_{i=1}^N \underline{\mathbf{T}}_i e^{-j2\pi f \tau_i} e^{-j2\pi \nu_i t} \delta_0(\Omega_T - \Omega_{T,i}) \delta_0(\Omega_R - \Omega_{R,i}) \quad (3.4)$$

ist wie (3.3) bandbegrenzt und zusätzlich nur für einen beschränkten Zeitraum bzw. Bewegungsabschnitt um $t = 0$ gültig.

	900MHz	1.8GHz	2.5GHz	5.2GHz
Sendeleistung	14dBm	14dBm	15dBm	15dBm
Empfindlichkeit	-106dBm	-106dBm	-105dBm	-105dBm

Tabelle 3.1: Sendeleistungen und Empfindlichkeiten des Schmalbandmeßsystems

3.3 Verifikation des deterministischen Modells

Wie bereits in Abschnitt 1.2 erwähnt, spielt die Verifikation des verwendeten deterministischen Modells hier eine wesentliche Rolle. Dazu wurden sowohl eigene Messungen durchgeführt als auch Meßergebnisse von anderen Forschern verwendet. Die zugehörigen Szenarien bzw. Gebäudepläne der drei Bürogebäude des Instituts für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH), der Firma NOKIA in Helsinki, Finnland, sowie der Firma Telia in Malmö, Schweden, inklusive der Sender- und Empfängerpositionen finden sich in Anhang A.

3.3.1 Verifikation der schmalbandigen Pegelprognose

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Schmalbandmessungen durchgeführt. Das vom Generator (HP 8350B) ausgesendete Sinussignal wurde von einem Spektrumanalysator (HP 8563E) mit einer Filterbandbreite von 1kHz ausgewertet. Um jede der vorgegebenen Positionen wurden 20 Meßwerte im Radius 30cm automatisch aufgezeichnet. In Tabelle 3.1 sind die Sendeleistungen und Empfindlichkeiten des Schmalbandmeßsystems in Abhängigkeit der Frequenz aufgelistet. Sender- und empfängerseitig wurden bikonische Breitbandantennen mit isotroper Charakteristik im Azimut und relativ geringer Richtwirkung in Elevation verwendet, die nach [DZ77, Kapitel 3.2] entworfen wurden.

In den Bildern 3.2–3.5 sind den durchgeführten Schmalbandmessungen Simulationen mit dem deterministischen Wellenausbreitungsmodell gegenübergestellt. Die hohe Genauigkeit des deterministischen Verfahrens zeigt sich auch anhand des in Tabelle 3.2 aufgelisteten mittleren Fehlers sowie der Wurzel aus dem mittleren Fehlerquadrat (RMS: engl. *Root*

	900MHz	1.8GHz	2.5GHz	5.2GHz
mittlerer Fehler	-5.66dB	0.12dB	0.34dB	-0.77dB
RMS-Fehler	4.47dB	4.91dB	5.06dB	4.58dB

Tabelle 3.2: Abweichung zwischen gemessenen und simulierten Übertragungsfaktoren bei vier Frequenzen im IHE-Gebäude

Mean Square). Ähnlich gute Ergebnisse zeigten auch Vergleiche mit Messungen bei den Frequenzen 856.5MHz und 1.8GHz im NOKIA-Gebäude [Zwi94, Cic94, ZCB95, ZCW95, ZW95]. Diese Messungen wurden von Jaakko Lähteenmäki [Läh94a, Läh94b] durchgeführt und dem IHE freundlicherweise zur Verfügung gestellt.

3.3.2 Verifikation der Mehrwegeausbreitung

Das verwendete deterministische Wellenausbreitungsmodell wurde in der Vergangenheit bereits mehrfach für breitbandige und zum Teil auch richtungsaufgelöste Prognosen der Kanalimpulsantwort verifiziert [Kük96, ZDW96b, ZDW96a, Wag98b]. Hier soll ein weiterer Vergleich mit Messungen präsentiert werden. Die Messungen wurden von Peter Karlsson bei der Firma Telia in Malmö, Schweden, durchgeführt und dem IHE freundlicherweise zur Verfügung gestellt [KBMH98, BKB99, KP99]. Ein Grundrißplan der vermessenen Umgebung inklusive der Sender- und Empfängerpositionen findet sich in Anhang A. Das auf dem Korrelationsmeßverfahren (siehe Abschnitt 3.1.2) basierende System arbeitet mit einer Sendeleistung von 32dBm bei einer Mittenfrequenz von 5.8GHz mit einer Bandbreite von 400MHz. Zur Bestimmung der Empfangsrichtungen in Azimut wird automatisiert ein synthetisches Array in Kreuzform mit je 21 Schritten in beiden horizontalen Richtungen vermessen. Die Schrittweite beträgt 13mm, d.h. ein Viertel der Wellenlänge. Zur Auswertung werden nach einer Fourier-Transformation für jeden Zeitschlitz die Empfangsrichtungen mit MUSIC geschätzt. Die Empfindlichkeit beträgt -70dBm. An Sender und Empfänger werden vertikal polarisierte und quasi isotrope Monopol-Antennen verwendet.

In Bild 3.6 und 3.7 sind gemessenes und simuliertes Leistungsverzögerungsprofil über dem Azimut-Winkel für den Meßpunkt 3 aufgetragen. Zur bes-

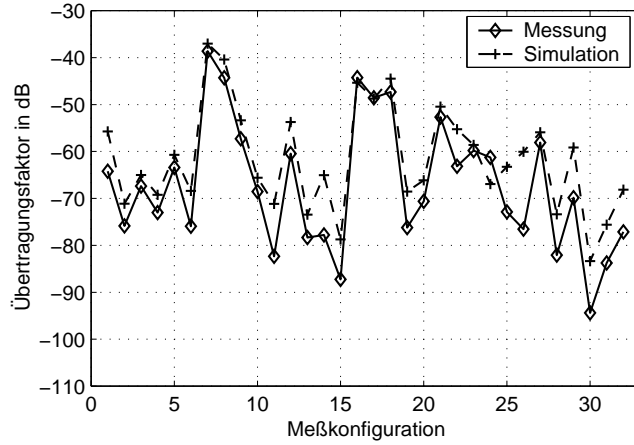


Bild 3.2: Vergleich zwischen Messung und Simulation bei 900MHz im IHE-Gebäude (Meßszenario siehe Anhang A)

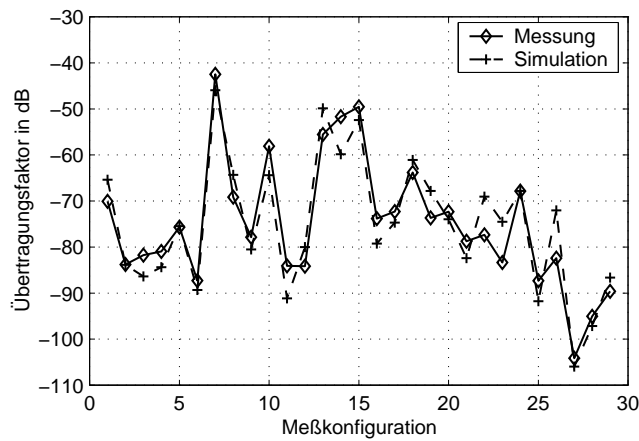


Bild 3.3: Vergleich zwischen Messung und Simulation bei 1.8GHz im IHE-Gebäude (Meßszenario siehe Anhang A)

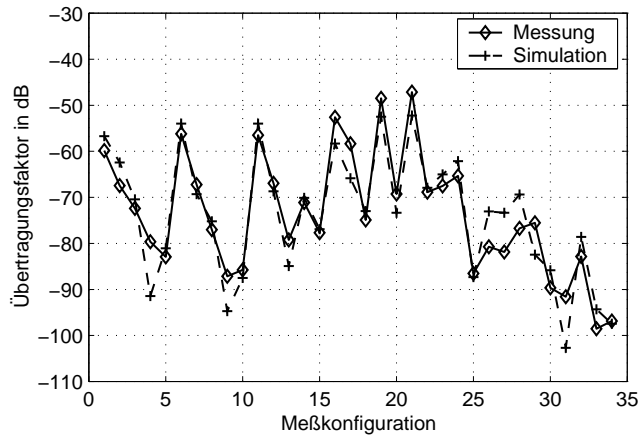


Bild 3.4: Vergleich zwischen Messung und Simulation bei 2.5GHz im IHE-Gebäude (Meßszenario siehe Anhang A)

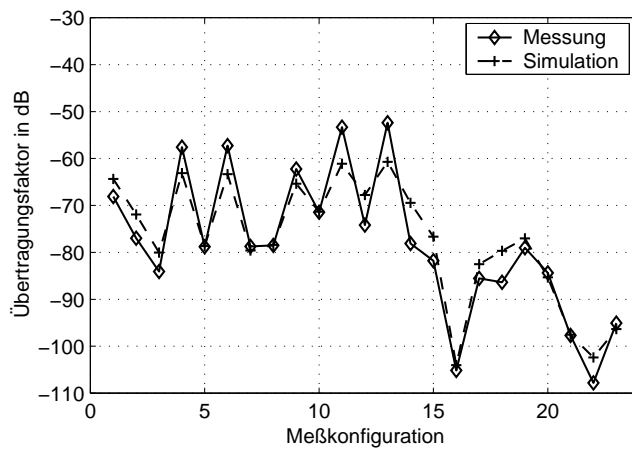


Bild 3.5: Vergleich zwischen Messung und Simulation bei 5.2GHz im IHE-Gebäude (Meßszenario siehe Anhang A)

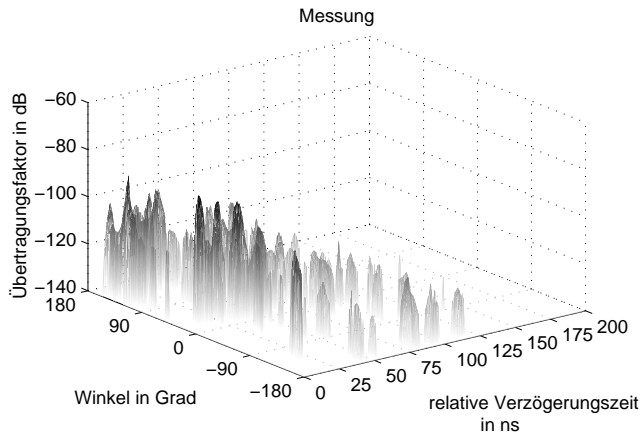


Bild 3.6: Gemessenes Leistungsverzögerungsprofil über dem Azimut-Winkel für Meßpunkt 3 bei 5.8GHz im Telia-Gebäude (Meßszenario siehe Anhang A)

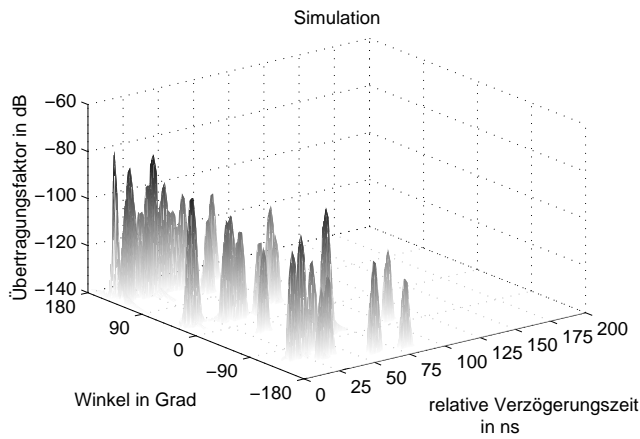


Bild 3.7: Simuliertes Leistungsverzögerungsprofil über dem Azimut-Winkel für Meßpunkt 3 bei 5.8GHz im Telia-Gebäude (Meßszenario siehe Anhang A)

	mittlerer Fehler	RMS-Fehler
Übertragungsfaktor	-0.71dB	1.86dB
Impulsspreizung	2.17ns	5.06ns
Winkelspreizung	-1.02°	13.55°

Tabelle 3.3: Abweichung zwischen Messung und Rechnung bei 5.8GHz im Telia-Gebäude für Übertragungsfaktor, Impuls- und Winkelspreizung

seren Vergleichsmöglichkeit sind in Bild 3.8 und 3.9 die über dem Azimut-Winkel bzw. der Verzögerungszeit integrierten Ergebnisse aus Bild 3.6 und 3.7 gegenübergestellt. Man erkennt neben deutlichen Differenzen, daß das deterministische Modell die wichtigsten Teilwellen gut modelliert. Bei der Interpretation sollte nicht außer acht gelassen werden, daß gerade durch die Verwendung hochauflösender Algorithmen wie MUSIC auch nicht zu vernachlässigende Artefakte zu erwarten sind. Zusätzlich ist aufgrund der beschränkten Meßauflösung die Identität in den Bildern 3.8 und 3.9 beeinträchtigt.

Um eine mehr quantitative Aussage über die Genauigkeit des deterministischen Modells machen zu können, werden in Bild 3.10–3.12 außer dem Übertragungsfaktor noch Impuls- und Winkelspreizung (siehe Kapitel 2) gegenübergestellt. Im Hinblick auf Impuls- und Winkelspreizung erweist sich das deterministische Modell als geringfügig schlechter, verglichen mit der Bestimmung des Übertragungsfaktors. Das erkennt man auch anhand der Zusammenstellung der mittleren Fehler und RMS-Fehler (siehe Tabelle 3.3). Da das deterministische Modell hier zum Entwickeln und Parametrisieren eines stochastischen Kanalmodells und nicht zur genauen ortsabhängigen Prognose eingesetzt werden soll, spielt der mittlere quadratische Fehler eine eher untergeordnete Rolle.

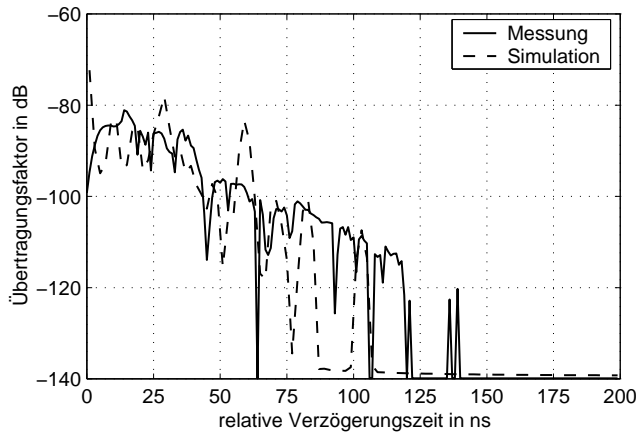


Bild 3.8: Vergleich zwischen gemessenem und simuliertem Leistungsverzögerungsprofil für den Meßpunkt 3 bei 5.8GHz im Telia-Gebäude (Meßszenario siehe Anhang A)

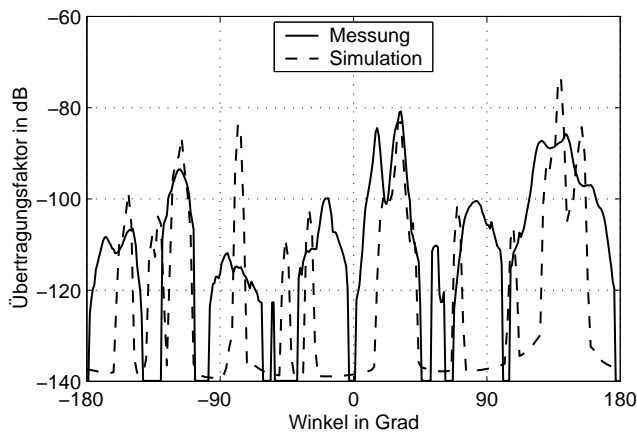


Bild 3.9: Vergleich zwischen gemessenem und simuliertem Leistungsazimutprofil für den Meßpunkt 3 bei 5.8GHz im Telia-Gebäude (Meßszenario siehe Anhang A)

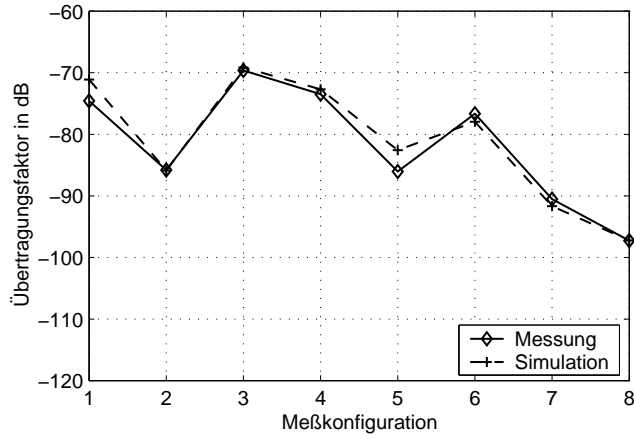


Bild 3.10: Vergleich zwischen gemessenem und simuliertem Übertragungsfaktor für alle Konfigurationen bei 5.8GHz im Telia-Gebäude (Meßszenario siehe Anhang A)

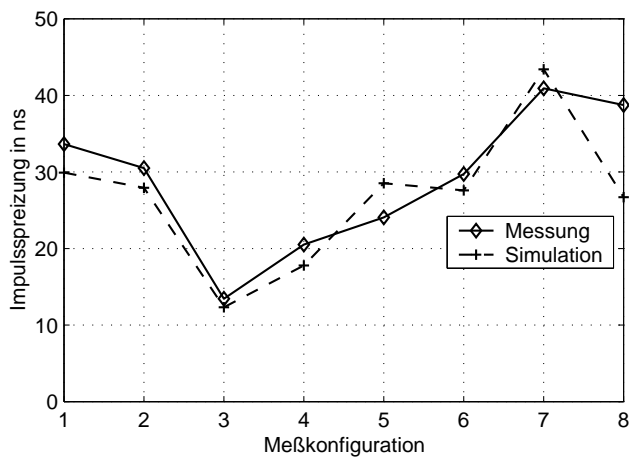


Bild 3.11: Vergleich zwischen gemessener und simulierter Impulspreizung für alle Konfigurationen bei 5.8GHz im Telia-Gebäude (Meßszenario siehe Anhang A)

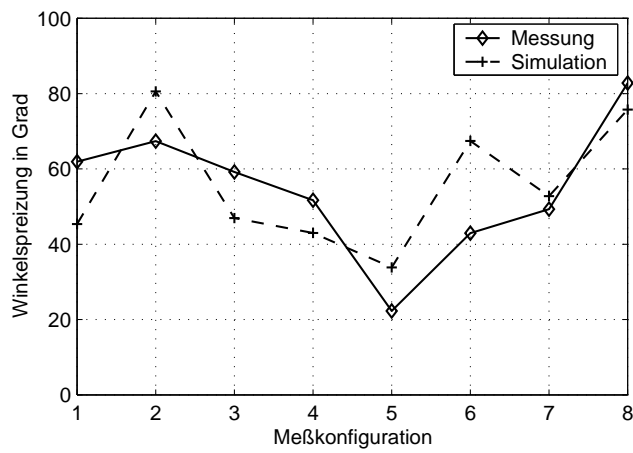


Bild 3.12: Vergleich zwischen gemessener und simulierter Winkelspreizung für alle Konfigurationen bei 5.8GHz im Telia-Gebäude (Meßszenario siehe Anhang A)

Kapitel 4

Stochastische Kanalmodellierung

Ziel dieser Arbeit ist es, ein möglichst realitätsnahes stochastisches Modell des gerichteten Gebäudefunkkanals zur Einbettung in nachrichtentechnische Simulationen zur Verfügung zu stellen. Dabei kann zum Teil auf Ergebnisse aus der Literatur zurückgegriffen werden, die aber für den Gebäudefunkkanal noch einmal überprüft werden müssen. Zur Modellierung der Richtungen, der Polarisation sowie der Korrelation über Zeit und Ort werden neue Ansätze vorgestellt.

Anschließend werden zuerst die stochastischen Kanalmodelle aus der Literatur kurz zusammengefaßt und danach der neuartige Ansatz vorgestellt. Auf eine ausführlichere Zusammenfassung der bestehenden Modelle aus der Literatur soll hier verzichtet werden, da diese in [Fis97, Kat97] umfassend aufgeführt sind. Teile des neuen stochastischen Kanalmodells wurden bereits in [Fis97, ZDF98, ZFW98a, ZFW98b, ZDW98c, ZFDW00] präsentiert.

4.1 Übersicht über bestehende Modelle

Als einfachstes Kanalmodell kann der weder frequenz- noch zeitdispersive Kanal mit additivem weißen Gauß'schen Rauschen (AWGN: engl. *Additive White Gaussian Noise*) angesehen werden [Pro95, Kapitel 4]. Das Modell bildet die Grundlage aller aufwendigeren Modelle, da immer weißes Gauß'sches Rauschen hinzugefügt wird. Die am häufigsten angewendeten Modelle gehören zu den FIR-Filter-Modellen wie z.B. das COST207-Modell [COS89]. Mit FIR (engl. *Finite Impulse Response*) werden Systeme bezeichnet, deren Kanalimpulsantwort nur über einer endlichen Verzögerungszeit besteht. FIR-Filter-Modelle lehnen sich stark an die Arbeitsweise digitaler Systemsimulatoren an. Üblicherweise wird die Kanalimpulsant-

wort an diskreten Filterstützstellen bestimmt, da diese Information aufgrund der Bandbreitenbeschränkung des Systems vollkommen ausreicht. Durch die Vorgabe von Dopplerspektren kann zusätzlich zur Frequenzselektivität noch die Zeitvarianz integriert werden [COS89]. In [Mar96] wird ein FIR-Filter-Modell inklusive Richtungsauflösung an der Basisstation vorgestellt. Dies hat allerdings den wesentlichen Nachteil, daß keine zwei Signale innerhalb eines Verzögerungszeitintervalles aus verschiedenen Richtungen auftreten können, wie es in Straßenschluchten oder Korridoren von Gebäuden häufig vorkommt.

Aufgrund der beschränkten Beschreibungsmöglichkeiten des Funkkanals durch FIR-Filter-Modelle entstanden in letzter Zeit physikalische Modelle. Bei dieser Gruppe von Modellen, zu der auch das in dieser Arbeit entwickelte gehört, werden ähnlich wie bei strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodellen – allerdings statistisch – diskrete Ausbreitungspfade generiert. Zu den ersten Modellen dieser Art für städtische Umgebungen bzw. Gebäude und Fabrikhallen gehören [Suz77, Has77, Has79, BD91, HTM92, SV87, RST91]. Auf die meisten physikalischen Modelle wird im Laufe der folgenden Kapitel Bezug genommen, da bei der Lösung mancher Teilprobleme innerhalb des neuen Modells auf Ideen und Ergebnisse aus der Literatur zurückgegriffen werden konnte.

4.2 Prinzip des neuen stochastischen Kanalmodells

Da in den interessierenden Szenarien keine nicht reziproken Medien zu erwarten sind, kann der Kanal als umkehrbar angenommen werden [Zol93]. Für das Kanalmodell bedeutet das, daß die Richtung der Übertragung keine Rolle spielt. Aus diesem Grund wird im folgenden nicht zwischen Sender und Empfänger bzw. Basis- und Mobilstation unterschieden, sondern der Begriff *Funkstation* verwendet. Dies ist außerdem sinnvoll, da bei den hier interessierenden Umgebungstypen und späteren Systemen, im Gegensatz zum GSM-System in ländlicher oder städtischer Umgebung, davon ausgegangen werden kann, daß sich alle Funkstationen in ähnlicher Umgebung befinden. Daraus folgt, daß die Charakteristik der Richtungen an allen Funkstationen gleich ist.

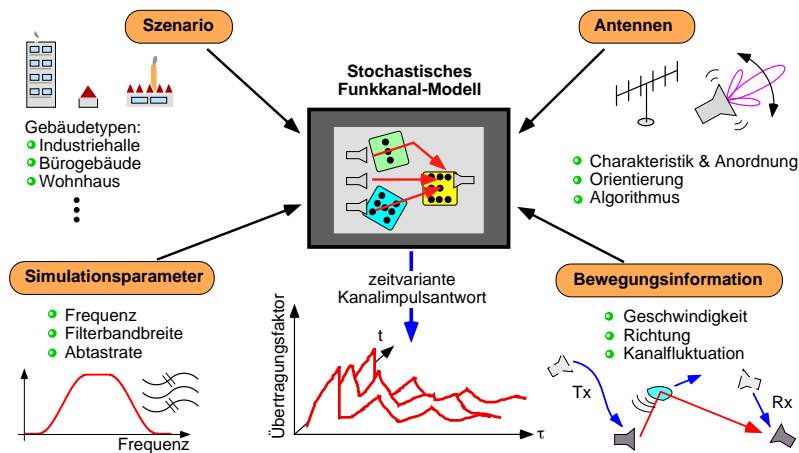


Bild 4.1: Neuer Modellansatz

Zur Anwendung in nachrichtentechnischen Simulationen muß das stochastische Kanalmodell die zeitvariable Kanalimpulsantwort $\underline{h}(t, \tau)$ bzw. die zeitvariable Übertragungsfunktion $\underline{T}(t, f)$ generieren. Der neu entwickelte Modellansatz ist in Bild 4.1 illustriert. Außer der Wahl des richtigen Szenarios (z.B. Industriehalle, Bürogebäude, Wohnhaus) müssen vorab Simulationsparameter, wie z.B. die Frequenz, die Filterbandbreite und die Abtastrate, vorgegeben werden. Ein Ablaufplan des neuen Modells ist in Bild 4.2 skizziert. In einem stochastischen Prozeß, dem Geburts- und Sterbeprozess, werden Mehrwegpfade mit einer gewissen Lebensdauer generiert (siehe Kapitel 5). Um das Modell nicht auf konstante Geschwindigkeiten der Funkstationen festzulegen, wird ein stochastischer Bewegungsgenerator verwendet, der die Positionen der Funkstationen generiert. Dieser ermittelt sukzessive über der Zeit den Winkel der Abweichung von der vorhergehenden Richtung aus einer mittelwertfreien Normalverteilung und die Verdrehung dazu aus einer Gleichverteilung. Genauer kann in [FD94] nachgeschlagen werden. Die Eigenschaften der einzelnen Mehrwegpfade, wie Verzögerungszeiten, Transfermatrizen und Richtungen, werden stochastisch erzeugt bzw. verändert (Vererbung). Dieser Teil des Modells wird in Kapitel 6 ausführlich beschrieben. Ein weiterer Vorteil der Verwendung eines Bewegungsgenerators ist die damit sehr einfache wegabhängige Im-

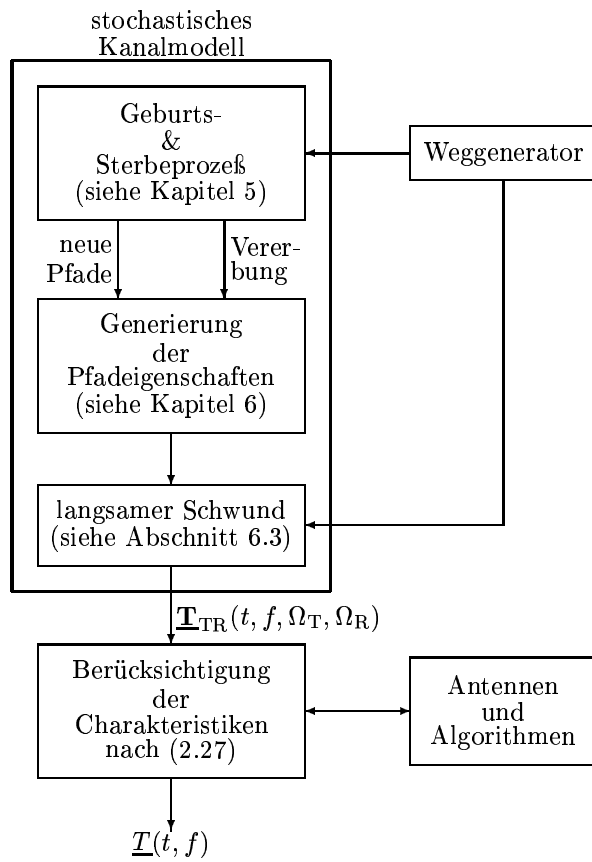
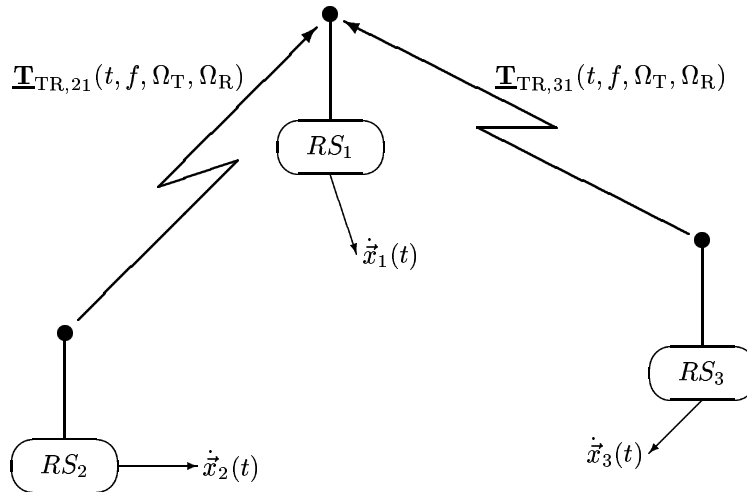


Bild 4.2: Ablaufplan des neuen stochastischen Kanalmodells

plementierung des langsamen Schwunds und der entfernungsabhängigen Dämpfung (siehe Abschnitt 6.3). Die resultierende gerichtete, zeitvarian- te Übertragungsfunktion $\underline{\mathbf{T}}_{\text{TR}}(t, f, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}})$ kann der Anwender unter Vor- gabe der Antennenalgorithmen, -anordnung und -charakteristiken mittels (2.27) in die gewünschte Funktion $\underline{\mathbf{T}}(t, f)$ überführen. Durch inverse Fou- riertransformation kann daraus die zeitvariante Kanalimpulsantwort $\underline{h}(t, \tau)$ bestimmt werden (2.21). Das neue stochastische Kanalmodell ermöglicht

Bild 4.3: Szenario mit drei Funkstationen (RS_1 , RS_2 , RS_3)

damit Monte-Carlo-Simulationen kompletter Systeme [JBS92] inklusive aller Komponenten (Modulation und Demodulation, Codierung und Decodierung, adaptive Antennen usw.).

Im Anschluß soll noch erläutert werden, wie mit dem neuen Modell Systeme mit mehr als zwei Funkstationen bzw. Antennen und damit mehr als einem Funkkanal simuliert werden können. Dabei muß zwischen zwei Fällen unterschieden werden. Falls es sich um große Abstände zwischen den Stationen, d.h. ein Vielfaches der Wellenlänge handelt, ist davon auszugehen, daß die Korrelation der Funkkanäle gering ist. Aus diesem Grund werden statistisch unabhängige Funkkanäle generiert und nur deren langsamer Schwund je nach Abstand korreliert (siehe Abschnitt 6.3.2). Ein Beispiel für ein System mit drei Funkstationen (RS: engl. *Radio Station*) ist in Bild 4.3 gezeigt. In den hier interessierenden Szenarien sind geringere Korrelationen der Richtungen als in ländlichen oder städtischen Umgebungen zu erwarten, da spiegelnde Reflexionen gegenüber diskreten Streuern vorherrschen und weitaus mehr relevante Pfade mit unterschiedlichen Richtungen existieren. Da die Winkel allerdings bezogen auf die Verbindungslinie zwischen

Sender und Empfänger modelliert werden, wird der wesentliche Zusammenhang der Richtungen der von einer Funkstation ausgehenden Funkkanäle berücksichtigt.

Handelt es sich um Diversity, d.h. Funkstationen mit mehreren Antennen mit kleinen Abständen im Bereich von maximal ein paar Wellenlängen, so ist nicht nur eine hohe Korrelation des langsamen Schwunds zu erwarten, sondern auch die Ausbreitung über die gleichen Pfade, wobei die Teilwellen mit nur leicht unterschiedlicher Verzögerungszeit an den verschiedenen Antennen ankommen. Deshalb wird in diesem Fall nur ein Funkkanal $\underline{\mathbf{T}}_{\text{TR}}(t, f, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}})$ für einen mittleren Sende- bzw. Empfangsort generiert und daraus mit (2.26) die Übertragungsfunktion im Abstand vom mittleren Sende- ($\Delta\vec{x}_{\text{T}}$) bzw. Empfangsort ($\Delta\vec{x}_{\text{R}}$) bestimmt:

$$\begin{aligned} & \underline{\mathbf{T}}_{\text{TR}}(t, f, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}}, \Delta\vec{x}_{\text{T}}, \Delta\vec{x}_{\text{R}}) = \\ & = \underline{\mathbf{T}}_{\text{TR}}(t, f, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}}) \cdot e^{j\frac{2\pi f}{c_0}[\vec{d}(\Omega_{\text{T}})\Delta\vec{x}_{\text{T}} + \vec{d}(\Omega_{\text{R}})\Delta\vec{x}_{\text{R}}]}. \end{aligned} \quad (4.1)$$

Im folgenden muß nur noch ein einzelner Funkkanal betrachtet werden. Wie bereits erläutert, generiert ein Weggenerator die zeitabhängigen Positionen des Senders $\vec{x}_{\text{T}}(t)$ und des Empfängers $\vec{x}_{\text{R}}(t)$, woraus sich der Abstandsvektor

$$\vec{d}_{\text{TR}}(t) = \vec{x}_{\text{R}}(t) - \vec{x}_{\text{T}}(t), \quad (4.2)$$

der skalare Abstand

$$d_{\text{TR}}(t) = |\vec{d}_{\text{TR}}(t)|, \quad (4.3)$$

sowie die Ausrichtung der Verbindungslinie zwischen Sender und Empfänger

$$\hat{d}_{\text{TR}}(t) = \frac{\vec{d}_{\text{TR}}(t)}{|\vec{d}_{\text{TR}}(t)|} \quad (4.4)$$

ergeben.

4.2.1 Physikalisches Pfadmodell

Da das neue stochastische Kanalmodell auf der Generierung von Mehrwegpfaden – gemäß der physikalischen Wellenausbreitung – basiert, soll es

als *physikalisches Pfadmodell* bezeichnet werden. Analog zur strahlenoptischen Beschreibung der Wellenausbreitung (siehe Abschnitt 3.2.2) werden über der Zeit t stochastisch $N(t)$ Mehrwegepfade (siehe Bild 3.1) mit den Eigenschaften

$\tau_i(t)$: Verzögerungszeit,
 $\underline{\mathbf{I}}_i(t)$: vollpolarimetrische Übertragungsmatrix,
 $\Omega_{T,i}(t)$: Senderichtung und
 $\Omega_{R,i}(t)$: Empfangsrichtung

generiert. Die Überlagerung aller Pfade ergibt die zeitvariante, gerichtete Übertragungsfunktion

$$\underline{\mathbf{T}}_{\text{TR}}(t, f, \Omega_T, \Omega_R) = \sum_{i=0}^{N(t)} \underline{\mathbf{I}}_i(t) \cdot e^{-j2\pi f \tau_i(t)} \cdot \delta_0(\Omega_T - \Omega_{T,i}(t)) \cdot \delta_0(\Omega_R - \Omega_{R,i}(t)), \quad (4.5)$$

die nach (2.27) mit den zeitabhängigen Antennendiagrammen in die zeitvariante, ungerichtete Übertragungsfunktion $\underline{\mathbf{T}}(t, f)$ überführt wird. Mit $i = 0$ wird in Abänderung von (3.3) der direkte Freiraumausbreitungspfad gekennzeichnet, der nur bei Sichtverbindung existiert und im Kanalmodell getrennt behandelt wird.

Jeder Pfad i besitzt eine Verzögerungszeit $\tau_i(t)$, die sich implizit aus dessen Weglänge $r_i(t)$ ergibt. Hier sei angemerkt, daß die Dopplerverschiebung direkt aus sich ändernden Verzögerungszeiten $\tau_i(t)$ resultiert [Kat97]. Die Sende- bzw. Empfangsrichtung wird wie schon in Abschnitt 2.2.2 in Kugelkoordinaten mit $\Omega_{T,i}(t)$ und $\Omega_{R,i}(t)$ definiert. Die vollpolarimetrische Übertragungsmatrix $\underline{\mathbf{I}}_i(t)$ nach (3.2) beinhaltet die Übertragungsdämpfungen und Polarisationsänderungen aller Streuprozesse (Reflexionen, Transmissionen, Beugungen usw.) des Pfades i .

Die Frequenzabhängigkeit und der schnelle Schwund des Funkkanals entstehen wie in der Realität durch die komplexe Überlagerung der Mehrwegepfade in (4.5) [GW98, Kapitel 2.10]. Demnach muß dieser Effekt nachfolgend nicht mehr gesondert beachtet werden. Die Frequenzabhängigkeit der Übertragungsmatrix $\underline{\mathbf{I}}_i(t)$ selbst wird vernachlässigt, was anschließend diskutiert wird.

Im Mobilfunkkanal in städtischen und ländlichen Umgebungen kann eine deutliche Bündelung (engl. *clustering*) von Pfaden beobachtet werden [COS89, COS98]. In [SV87, SRJJ97a] wird davon in geringerem Maße auch für den Gebäudefunkkanal berichtet. Erklärt werden kann dieser Effekt dadurch, daß alle Pfade eines Bündels von den gleichen Objekten reflektiert, gestreut, gebeugt oder transmittiert werden. In deterministischen Umgebungen wie Gebäuden kommen häufig spiegelnde Reflexionen und weitaus seltener diffuse Streuungen vor. Dadurch ist die zeitliche Dispersion der Pfadbündel sehr gering. Da zusätzlich die Anzahl der Bündel weitaus höher ist, spielt der Beitrag der zeitlichen Dispersion der Pfadbündel nach deren Überlagerung zur Gesamtübertragungsfunktion des Funkkanals $\underline{T}(t, f)$ innerhalb der interessierenden Bandbreite keine wesentliche Rolle mehr. Außerdem liegt die Vermutung nahe, daß der als Bündelung gedeutete Effekt eher durch die Beschränkungen der Meßsysteme entsteht. Bei Messungen mit höherer Bandbreite konnte keine Bündelung in Gebäuden beobachtet werden [Kat97]. Zusätzlich dazu sollte noch bemerkt werden, daß Pfade, die über der Verzögerungszeit als Bündel zu beobachten sind, meistens verschiedene Richtungen besitzen und demnach in dem neuen Kanalmodell nicht als eine Mehrwegekomponente modelliert werden dürfen.

Um die Frequenzabhängigkeit der Übertragungsmatrizen der einzelnen Pfade in das neue Modell zu integrieren, könnte unter der Annahme eines ähnlichen zeitlichen Dispersionsverhaltens für alle Pfadbündel die Gesamtübertragungsmatrix eines Pfadbündels

$$\underline{\mathbf{I}}_i(t, f) \xrightarrow{f \rightarrow \tau} \underline{\mathbf{I}}_i(t, \tau) \approx \underline{\mathbf{I}}_i(t) \cdot u_\tau(\tau - \tau_i(t)) \quad (4.6)$$

bei Einführung der Dispersionsfunktion $u_\tau(\tau)$ separiert werden. In [SV87] wird

$$u_\tau(\tau) = \frac{1}{\tau_c} e^{-\tau/\tau_c} \sigma(\tau) \quad (4.7)$$

für die Dispersionsfunktion in Gebäuden vorgeschlagen. Im Falle nicht dispersiver Pfade reduziert sich $u_\tau(\tau)$ zu $\delta_0(\tau)$.

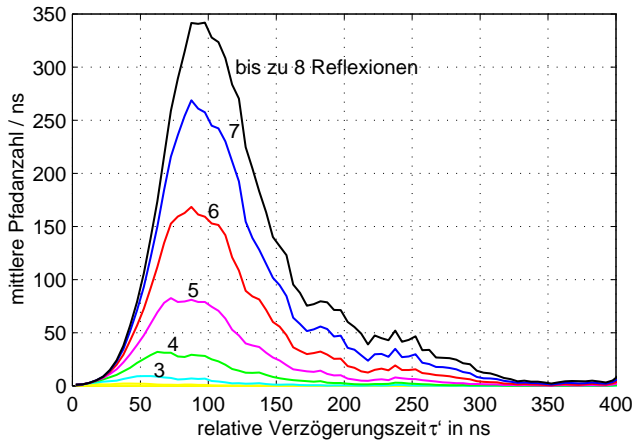


Bild 4.4: Mittlere Pfadanzahl über der relativen Verzögerungszeit in Abhängigkeit von der Anzahl der berücksichtigten Reflexionen (Simulation mit dem deterministischen Wellenausbreitungsmodell)

4.2.2 Anpassung der Verteilungsfunktionen und Parameter-Extraktion

Bei Messungen ist es generell ein Problem, einzelne Pfade zu detektieren [Kat97]. Strahlenoptische Wellenausbreitungsmodelle dagegen simulieren zwar diskrete Pfade, doch deren Anzahl kann je nach gewählten Abbruchkriterien (siehe Abschnitt 3.2.2) beliebig hoch werden (siehe Bild 4.4). Zur Reduktion der von einem deterministischen Ausbreitungsprogramm ermittelten Ausbreitungspfade auf eine handhabbare Anzahl wäre eine Beschränkung anhand der Dämpfung der einzelnen Pfade denkbar. Eine dazu durchgeführte Untersuchung zeigte allerdings, daß entweder viel zu viele Pfade zur Modellierung in einem stochastischen Modell übrig bleiben, oder einige relevante Pfade unberücksichtigt bleiben, die zwar eine relativ hohe Dämpfung aufweisen, aber durch ihre besondere Richtung oder Verzögerungszeit nicht zu vernachlässigen sind. Außerdem müßte die Beschränkung der Pfade auch im Modell oder bei der Verwendung der ermittelten Pfaddichten berücksichtigt werden, was zu einer wesentlich komplizierteren Modellierung führen würde. Aus den eben genannten Gründen werden

hier aus den deterministischen Ausbreitungsrechnungen oder Messungen nur Leistungsdichten gewonnen und keine Pfaddichten verwendet (siehe Kapitel 6).

Zur Bestimmung der Verteilungsfunktionen und deren Parameter wurden in zwei verschiedenen Bürogebäuden (IHE- und NOKIA-Gebäude) 40 bzw. 20 Sendepositionen mit jeweils 250 Empfangspositionen stochastisch verteilt. Genauere Informationen über Größe und Beschaffenheit der Gebäude finden sich in Anhang A. Aus den deterministischen Simulationen der 15000 Sender-Empfänger-Konfigurationen bei den vier Frequenzen 900MHz, 1.8GHz, 2.5GHz und 5.2GHz wurden abhängig von Gebäudetyp und Frequenz folgende zwei Arten von Statistiken gebildet: Zum einen wurden für alle vier Kombinationen der jeweils zwei Polarisierungen an Sender und Empfänger – bei Annahme isotroper Richtcharakteristiken – die Verteilung des mittleren Übertragungsfaktors sowie der Impuls- und Winkelstreuung als Funktion des Abstandes d_{TR} zwischen Sender und Empfänger bestimmt. Dabei wurde der Abstand d_{TR} in 1m breite Intervalle eingeteilt, um genügend Werte zur Bildung der abstandsabhängigen Verteilungen zur Verfügung zu haben. Zum anderen wurde die Verteilung des Übertragungsfaktors für alle Polarisierungen über der relativen Verzögerungszeit (bezogen auf die Zeit, die der direkten Verbindung zwischen Sender und Empfänger entspricht) und den Sende- bzw. Empfangsrichtungen in einem Raster von 5ns bzw. 10° ermittelt. Wie im folgenden Abschnitt 4.2.3 noch ausführlich gezeigt wird, stellte sich die Form der gerichteten Kanalimpulsantwort über der relativen Verzögerungszeit und den Richtungen als weitgehend entfernungsunabhängig heraus. Wichtig ist noch anzumerken, daß bei der Zusammenstellung der Stichproben erst nach der Überlagerung der Einzelergebnisse normiert werden kann, da ansonsten einzelne Kanalimpulsantworten, die deutlich vom zu erwartenden Leistungsverlauf über der Verzögerungszeit abweichen, in der Statistik stark überbewertet werden [Moh95]. Um die mit zunehmendem Abstand steigende Übertragungsdämpfung etwas auszugleichen, wurden alle Ergebnisse zuvor in vier Abstandsintervalle eingeteilt. Dabei zeigte sich auch wieder die Abstandsunabhängigkeit der Form der gerichteten Kanalimpulsantwort. Außer der großen Anzahl von Stichproben ist hier ein weiterer Vorteil der Verwendung des deterministischen Wellenausbreitungsprogramms anstatt von Messungen zur Parametrisierung des neuen Modells zu erkennen. Aus den deterministischen Simulationen kann der Sichtverbindungspfad sehr einfach nachträglich entfernt werden, was die

Parametrisierung des neuen Modells wesentlich vereinfacht (siehe Kapitel 5 und 6). Im Prinzip können alle Parameter auch aus Messungen gewonnen werden, was aber einen nicht zu bewältigenden Aufwand bedeuten würde.

Da das Modell nicht zu komplex werden darf, ist die Auswahl der in Frage kommenden Verteilungsfunktionen sehr eingeschränkt. Zur Entscheidung für eine der möglichen Funktionen ist daher in den folgenden Kapiteln immer ein rein optischer Vergleich ausreichend. Da sich bei allen hier aus den deterministischen Ausbreitungsrechnungen ermittelten Verteilungen durch eine Erhöhung der Stichprobengröße keine signifikanten Veränderungen ergeben, können im folgenden die Schätzwerte des Erwartungswertes und der Standardabweichung mit den korrekten Werten der Verteilungsfunktionen wie auch die relativen Summenhäufigkeiten mit den Wahrscheinlichkeitsverteilungen selbst gleichgesetzt werden. Aus diesem Grund werden diese Ausdrücke desweiteren im Synonym verwendet. Um die benötigten Parameter zu extrahieren, werden einfache Anpassungsverfahren aus [BS85, HMS92, BHPT95, Kat97] genutzt, auf die hier nicht näher eingegangen werden soll. Dies ermöglicht die automatische Extraktion aller Modellparameter für neue Frequenzen bzw. Umgebungen. Das Modell ließe sich ohne große Änderungen auch für andere Bürogebäude, Wohnhäuser, Fabrikhallen, Bahnhofs- oder Flughafenhallen anwenden, da dazu nur neue Parameter benötigt werden. In Kapitel 6 werden Vergleiche zwischen dem neuen Modell und den Ergebnissen des deterministischen Wellenausbreitungsprogramms exemplarisch für die Frequenz 2.5GHz und das IHE-Gebäude präsentiert. Das neue Modell wurde auch für andere Frequenzen sowie anhand des NOKIA-Gebäudes überprüft, und die zugehörigen Parameter wurden ermittelt. Diese Parameter für vier Frequenzen und beide Gebäude finden sich in Anhang B.2.

4.2.3 Grundlegende Betrachtungen zur Modellierung

Zur Erzeugung der Richtungen der einzelnen Pfade mit stochastischen Modellen sind in der Literatur zwei Methoden verbreitet. Für ländliche und städtische Umgebungen werden meist Verteilungen von Streuern vorgegeben, um dann durch eine Art Ray-Tracing die Eigenschaften der Pfade inklusive der Richtungen zu bestimmen [AJ93, BJ98, Bur98, FMB98, MLK98, SP98, Ste98, SJB99]. Die Streuer werden dabei auf sogenannten lokalen Streuscheiben um den Sender, Empfänger oder um andere Streu-

zentren herum verteilt. Diese Methode ist für den Gebäudefunkkanal allerdings sehr schlecht geeignet, da dort nicht nur weitaus mehr Streuzentren nötig sind, sondern diese auch noch im gesamten Gebäude, d.h. nicht nur in der Ebene um Sender oder Empfänger, zu verteilen wären. Außerdem spielt in Gebäuden aufgrund der vielen, weitgehend ebenen Flächen die spiegelnde Reflexion eine größere Rolle als die reine Streuung. Dies führt zum Auftreten von relevanten Mehrfachreflexionen, die mit der Methode der Streuerverteilung sehr schlecht oder nur mit erheblich erhöhtem Aufwand zu erfassen sind.

Der zweite häufig in der Literatur zu findende Ansatz beruht auf der Annahme, daß alle Pfade zwischen Sender und Empfänger nur einen Streuprozeß erfahren. Daraus folgt, daß jeder Streuer auf einer Ellipse um Sender und Empfänger liegt, die durch die Laufzeit des Pfades definiert ist [LR96, LLL97, NB98]. In den Bildern 4.5 (relative Häufigkeit) und 4.6 (zugehörige relative Summenhäufigkeit) ist die Statistik des Anteils der Pfade mit Mehrfachreflexionen an der gesamten Leistungsübertragung ohne den Sichtverbindungspfad aufgezeigt. Es zeigt sich, daß bei den Frequenzen 900MHz, 1.8GHz und 2.5GHz in über 60% der Fälle die durch Mehrfachreflexionen übertragene Leistung größer ist als die durch Einfachreflexionen übertragene. Dieser Effekt ist bei höheren Frequenzen noch ausgeprägter, da mit steigender Frequenz die Transmissions- gegenüber der Reflexionsdämpfung steigt (siehe Kurve für 5.2GHz in Bild 4.6).

Aus den genannten Gründen kann weder die Methode der Streuerverteilung noch das Ellipsenmodell für den Gebäudefunkkanal angewendet werden. Die Richtungen der Pfade müssen, wie auch schon bei [FBH96, HBF97, SRJJ97b, HBF98, PMF99], über eigene Verteilungsfunktionen generiert werden. Der in Bild 4.6 beobachtete geringe Leistungsanteil der Einfachreflexionen gegenüber den Mehrfachreflexionen rechtfertigt auch, daß Sende- und Empfangsrichtungen in guter Näherung statistisch unabhängig voneinander modelliert werden können. Auch die Korrelation der Richtungen der an einem Empfänger von mehreren Sendern einfallenden bzw. umgekehrt von einem Sender zu mehreren Empfängern ausgesendeten Pfade ist beim Gebäudefunkkanal geringer als beim Mobilfunkkanal außerhalb von Gebäuden, da – wie bereits erwähnt – weitaus seltener ausgeprägte Streuzentren vorherrschen. In Abschnitt 6.1.3 wird sich zeigen, daß durch den Bezug der Richtungen auf die Verbindungslinien zwischen Sendern und Empfängern in beiden eben genannten Fällen eine gewisse Korrelation für Pfade mit

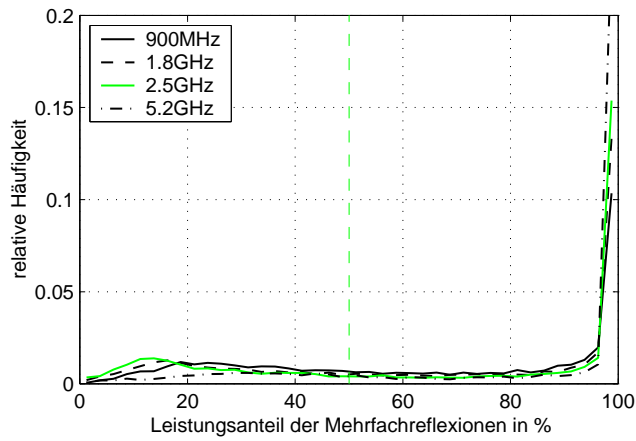


Bild 4.5: Relative Häufigkeit des Leistungsanteils der Mehrfachreflexionen bezogen auf den Gesamtempfangspegel ohne Sichtverbindungspfad (deterministische Simulation im IHE-Gebäude, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

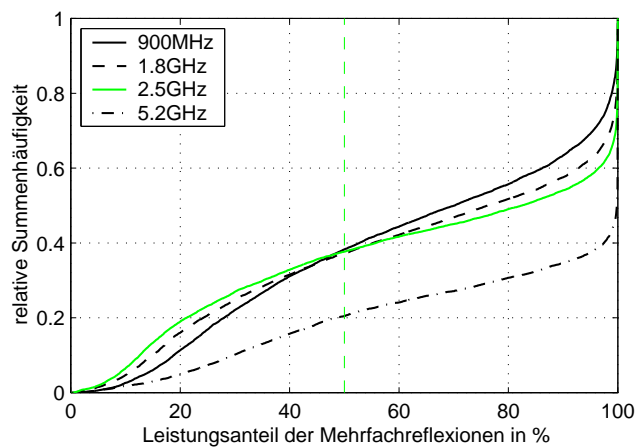


Bild 4.6: Relative Summenhäufigkeit des Leistungsanteils der Mehrfachreflexionen bezogen auf den Gesamtempfangspegel ohne Sichtverbindungspfad (deterministische Simulation im IHE-Gebäude, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

kurzen Umwegen, d.h. kurzen relativen Verzögerungszeiten, entsteht.

In der Literatur wird gemeinhin zwischen Sender-Empfänger-Konfigurationen mit und ohne Sichtverbindung unterschieden. Konfigurationen mit Sichtverbindung werden mit LOS (engl. *Line Of Sight*), solche ohne Sichtverbindung mit NLOS (engl. *No Line Of Sight*) bezeichnet. Innerhalb von Gebäuden herrscht zwar sehr selten Sichtverbindung, allerdings spielen Wand- oder Deckentransmissionen eine erhebliche Rolle. Diese Konfigurationen mit abgeschatteter, aber nicht ganz zu vernachlässigender direkter Verbindung werden mit OLOS (engl. *Obstructed Line Of Sight*) gekennzeichnet. Wie auch in ländlichen und städtischen Umgebungen zeigen Messungen in Gebäuden deutliche Unterschiede nicht nur in der Übertragungsdämpfung, sondern auch in der Form der Kanalimpulsantwort in Fällen mit und ohne Sichtverbindung (LOS und NLOS) [RST91]. Im folgenden soll nun gezeigt werden, daß diese Unterschiede nahezu ausschließlich durch den Sichtverbindungspfad selbst verursacht werden. Zur Untersuchung dieses Effektes bietet sich das deterministische Modell an, da es ermöglicht, die Übertragungseigenschaften der NLOS-Fälle mit denen der LOS-Fälle bei Weglassen der Sichtverbindung zu vergleichen. Die Form der gerichteten Kanalimpulsantwort $\underline{h}_{\text{TR}}(t, \tau, \Omega_{\text{T}}, \Omega_{\text{R}})$ kann durch die Parameter Impulsspreizung (2.36) und Winkelspreizung (2.46) grob beschrieben werden. In Bild 4.7–4.10 sind Impulsspreizung und Winkelspreizung für isotrope Antennen und $\vartheta\vartheta$ -Polarisation in Abhängigkeit vom Abstand d_{TR} zwischen Sender und Empfänger zum Vergleich mit und ohne Sichtverbindungspfad für alle mit dem deterministischen Wellenausbreitungsmodell simulierten Konfigurationen aufgezeigt. Für die Statistik der Winkelspreizung können senderseitige sowie empfängerseitige Winkelspreizung gleichermaßen verwendet werden, da im Gebäudefunkkanal an Sender und Empfänger die gleichen Richtungsverteilungen zu erwarten sind (siehe auch Abschnitt 6.1.3). Die Mittelwerte und Standardabweichungen in Bild 4.7–4.10 wurden für 1m große Abstandsintervalle bestimmt. Die deutliche Veränderung der Statistik der Impulsverbreiterung und Winkelspreizung zu kürzeren Abständen hin in Bild 4.7 und 4.9 erklärt sich aus der Tatsache, daß bei kurzen Abständen weitaus häufiger Sichtverbindung existiert als bei großen Distanzen. Ein Weglassen des Sichtverbindungspfades zur Berechnung der Impulsverbreiterung und Winkelspreizung bewirkt die weitgehende Unabhängigkeit der Form der gerichteten Kanalimpulsantwort vom Abstand zwischen Sender und Empfänger (siehe Bild 4.8 und 4.10). Daraus

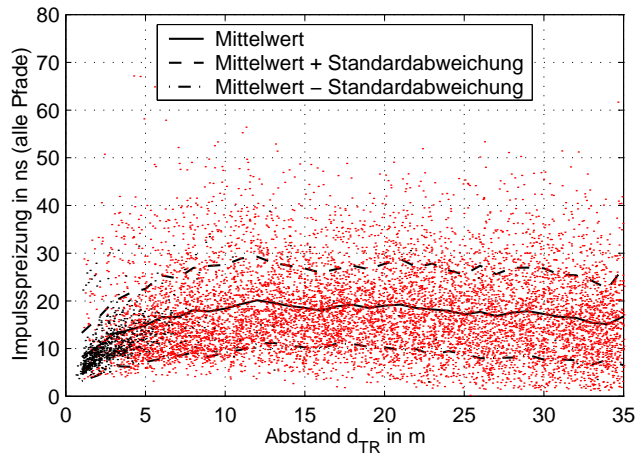


Bild 4.7: Impulsspreizung τ_{rms} in Abhängigkeit vom Abstand d_{TR} zwischen Sender und Empfänger bei Berücksichtigung aller Pfade (deterministische Simulation für isotrope Antennen und $\vartheta\vartheta$ -Polarisation im IHE-Gebäude, 2.5GHz)

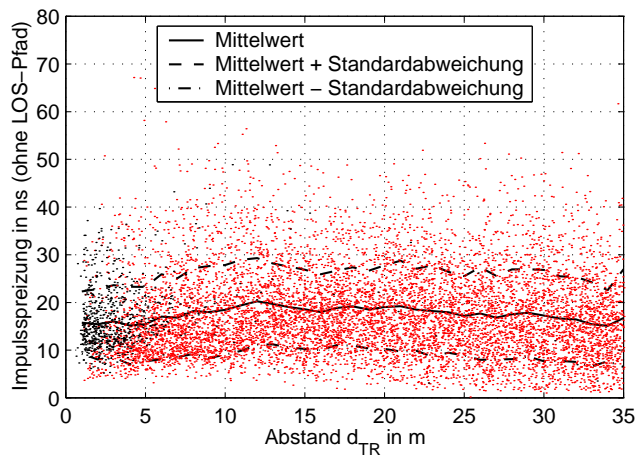


Bild 4.8: Impulsspreizung τ_{rms} in Abhängigkeit vom Abstand d_{TR} zwischen Sender und Empfänger bei Berücksichtigung aller Pfade außer dem Sichtverbindungspfad (deterministische Simulation für isotrope Antennen und $\vartheta\vartheta$ -Polarisation im IHE-Gebäude, 2.5GHz)

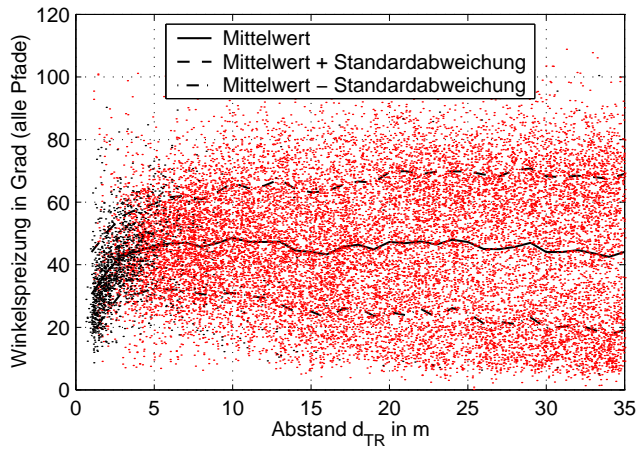


Bild 4.9: Winkelspreizung Ω_{rms} in Abhängigkeit vom Abstand d_{TR} zwischen Sender und Empfänger bei Berücksichtigung aller Pfade (deterministische Simulation für isotrope Antennen und $\vartheta\vartheta$ -Polarisation im IHE-Gebäude, 2.5GHz)

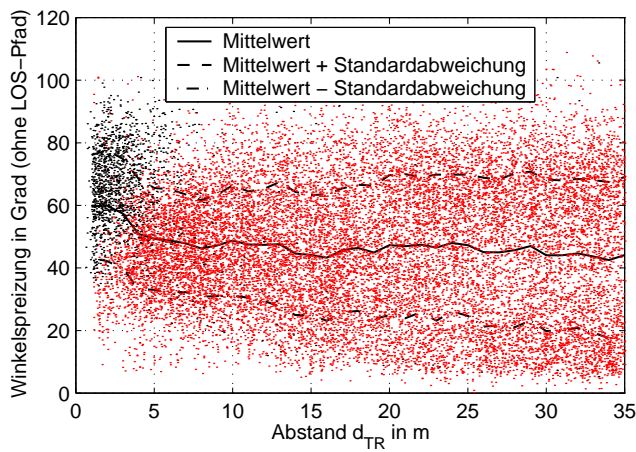


Bild 4.10: Winkelspreizung Ω_{rms} in Abhängigkeit vom Abstand d_{TR} zwischen Sender und Empfänger bei Berücksichtigung aller Pfade außer dem Sichtverbindungs-pfad (deterministische Simulation für isotrope Antennen und $\vartheta\vartheta$ -Polarisation im IHE-Gebäude, 2.5GHz)

läßt sich schließen, daß bei Weglassen des Sichtverbindungspfades die Statistik der gerichteten Kanalimpulsantwort bei LOS- und NLOS-Konfigurationen ähnlich ist. In dem neuen stochastischen Kanalmodell können demnach unabhängig davon, ob es sich um eine LOS- oder NLOS-Konfiguration handelt, alle Mehrwegepfade ohne den Sichtverbindungspfad modelliert werden (siehe Kapitel 5). Zur Vereinfachung wird nachfolgend der Begriff Mehrwegepfade für alle Pfade außer dem Sichtverbindungspfad verwendet. Ein wesentlicher Vorteil der getrennten Modellierung der Mehrwegepfade und des Sichtverbindungspfades ist die Tatsache, daß ein kontinuierlicher Übergang zwischen LOS- und NLOS-Konfiguration möglich wird.

Kapitel 5

Geburts- und Sterbeprozess mit Vererbung

Beobachtet man die Veränderungen im Ausbreitungskanal über der Zeit, so ist anschaulich, daß Pfade entstehen und nach einer gewissen Zeitspanne wieder verschwinden. Ein solches Verhalten (siehe Bild 5.1) kann am besten durch einen aus der Biologie bekannten Prozeß, den Geburts- und Sterbeprozess (engl. *Birth- and Death-Process*) modelliert werden [Ken48, WY80, KJR82] [Pap91, Kapitel 16] [Rob94, Kapitel 2]. Dabei beschreibt δ_B den Abstand zwischen dem Erscheinen zweier aufeinander folgender Pfade und δ_D deren Lebensdauer. Der spezielle, hier verwendete Prozeß (siehe Abschnitt 5.3) wurde schon von Iwai und Karasawa [IK93] vorgeschlagen. Da, wie in Abschnitt 4.2.3 erläutert, der Sichtverbindungspfad getrennt von allen anderen Mehrwegpfaden behandelt werden soll, wird dieser durch einen eigenen Prozeß modelliert (siehe Abschnitt 5.4).

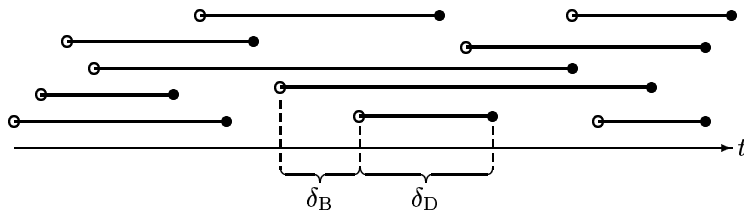


Bild 5.1: Geburts- und Sterbeprozess

5.1 Einführen der äquivalenten Strecke und zeitliche Rasterung

Der Ausbreitungskanal verändert sich abhängig von der Bewegung des Senders und/oder des Empfängers, aber auch irgendwelcher Streuer. Aus diesem Grund liegt es nahe, die Änderungen (Zeitvarianz) im Kanal, anstatt direkt von der Zeit t besser von der Bewegung des Senders, des Empfängers und der Streuer abhängig zu machen (siehe Bild 5.2). Dazu wird eine *äquivalente Strecke*

$$r_P(t) = r_x(t) + r_F(t) \quad (5.1)$$

als Summe der zurückgelegten Wegstrecken des Senders und des Empfängers $r_x(t)$ und der Streuer $r_F(t)$ eingeführt. Die vom Sender zurückgelegte Strecke

$$r_T(t) = \int_0^t \left| \dot{\vec{x}}_T(t) \right| dt \quad (5.2)$$

wird mit der des Empfängers

$$r_R(t) = \int_0^t \left| \dot{\vec{x}}_R(t) \right| dt \quad (5.3)$$

in

$$r_x(t) = r_T(t) + r_R(t) = \int_0^t \left(\left| \dot{\vec{x}}_T(t) \right| + \left| \dot{\vec{x}}_R(t) \right| \right) dt \quad (5.4)$$

zusammengefaßt.

Die Fluktuationen, die durch bewegte Streuer verursacht werden, können nur statistisch erfaßt werden, da die Mehrwegepfade eine unterschiedliche Anzahl bewegter und statischer Streuer beinhalten (siehe Bild 5.2 mit $r_{F,1}(t), r_{F,2}(t) = 0$). Um dies zu modellieren, gibt man eine Wahrscheinlichkeit P_F dafür vor, daß ein Pfad bewegte Streuer enthält, und überlagert

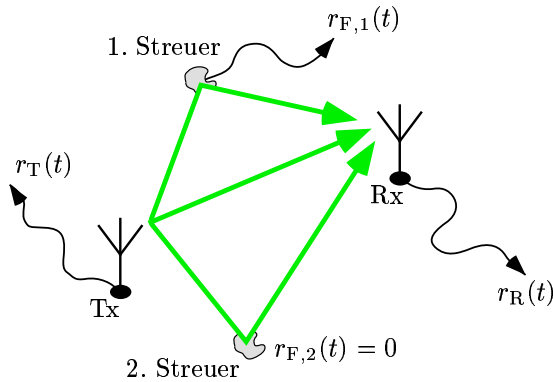


Bild 5.2: Bewegungen von Sender (Tx), Empfänger (Rx) und Streuern zur Definition der äquivalenten Strecke

die mittlere Geschwindigkeit v_F der Streuer eines Pfades. So ergibt sich die Strecke

$$r_F(t) = P_F \int_0^t v_F dt \quad (5.5)$$

als Maß für die Fluktuationen, die durch Streuer verursacht werden. $r_P(t)$ ist monoton (aber nicht zwingend geradlinig) nicht fallend und stetig. Falls die Bewegungen von Sender oder Empfänger nicht gleichförmig sind, steigt $r_P(t)$ nicht geradlinig. In diesem Fall zeigt sich ein weiterer Vorteil der Verwendung der äquivalenten Strecke. Selbst wenn sich weder Sender noch Empfänger bewegen, gibt es eine Weiterbewegung auf der Achse der äquivalenten Strecke, da sich der Funkkanal durch bewegte Streuer auch dann noch ändert.

Um das Kanalmodell auf einem Rechner zu implementieren, muß der Prozeß in der Zeit diskretisiert, d.h. in Schritte der Größe Δt eingeteilt werden. Dazu wird die Variable k mit $t_k = t_{k-1} + \Delta t$ verwendet und die Zeitabhängigkeit von t_k vereinfacht durch den Index k ausgedrückt. Als Maß für die Veränderungen des Kanals zwischen den beiden Zeitpunkten t_{k-1} und t_k mit $\Delta t = t_k - t_{k-1}$ steht die äquivalente Strecke $\delta_{P,k}$ zwischen diesen beiden Zeitpunkten zur Verfügung (siehe Bild 5.3). Diese ergibt sich mit

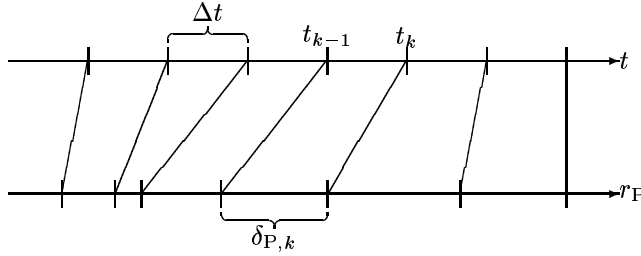


Bild 5.3: Äquivalente Strecke

(5.1–5.5) zu

$$\delta_{P,k} = \delta_{x,k} + \delta_{F,k} \quad (5.6)$$

mit

$$\delta_{x,k} = \int_{t_{k-1}}^{t_k} \left(\left| \dot{\vec{x}}_T(t) \right| + \left| \dot{\vec{x}}_R(t) \right| \right) dt \quad (5.7)$$

und

$$\delta_{F,k} = P_F \int_{t_{k-1}}^{t_k} v_F dt. \quad (5.8)$$

Aufgrund der kurzen Zeitschritte wird im Intervall Δt eine konstante Bewegung angenommen. Dies vereinfacht (5.7) und (5.8) zu

$$\delta_{x,k} = \left| \vec{x}_{T,k} - \vec{x}_{T,k-1} \right| + \left| \vec{x}_{R,k} - \vec{x}_{R,k-1} \right|, \quad (5.9)$$

$$\delta_{F,k} = \Delta t P_F v_F \quad (5.10)$$

mit den Abkürzungen $\vec{x}_{T,k} := \vec{x}_T(t_k)$ und $\vec{x}_{R,k} := \vec{x}_R(t_k)$.

5.2 Initialisierung der Mehrwegpfade und Vererbung

Die Eigenschaften eines Pfades, d.h. dessen Verzögerungszeit, Übertragungsmatrix, Sende- und Empfangsrichtung, müssen bei seinem Entstehen (Geburt) neu bestimmt und danach bis zu seinem Verschwinden (Tod) nur noch verändert werden. Dies soll als Vererbung bezeichnet werden. In Modellen für urbane und ländliche Umgebungen werden die Eigenschaften der Pfade, soweit sie modelliert werden, meist durch geometrische Überlegungen nach der stochastischen Verteilung von Streuern in bestimmten Streugebieten gewonnen [AJ93, BJ98, Bur98, FMB98, MLK98, SP98]. Dieser Ansatz mußte hier verworfen werden, da es für geschlossene Umgebungen (Gebäude, Fabrikhallen usw.) weder möglich ist, begrenzte Gebiete noch eine generell sinnvolle Verteilung der Streuer vorzugeben (siehe Abschnitt 4.2.3). Beim Auftauchen eines Pfades (Geburt) werden deshalb seine Eigenschaften (Initialwerte) stochastisch generiert. Die benötigten Wahrscheinlichkeitsverteilungen können direkt durch Messungen und Simulationen mit dem deterministischen Ausbreitungsmodell bestimmt werden (siehe Kapitel 6).

Die Vererbung der Pfadeigenschaften hat zur Folge, daß die bei Anwendung des Modells resultierenden Verteilungen von den ursprünglich vorgegebenen Verteilungen für die Pfadeigenschaften abweichen. Dieses Problem soll hier nicht weiter vertieft werden, da davon ausgegangen werden kann, daß sich die Veränderungen der Pfadeigenschaften bei der Vererbung in einem ausreichend kleinen Rahmen bewegen. Um die resultierenden Verteilungen des Modells möglichst wenig zu verfälschen, werden bei Geburt des Pfades i alle seine Eigenschaften (Initialwerte) für die Mitte seiner Lebensdauer $\delta_{D,i}$ bestimmt (siehe Bild 5.4). Der entsprechende Zeitpunkt wird mit $t_{\bar{k}_i}$ bezeichnet und es werden demnach im weiteren alle Initialwerte mit \bar{k}_i indiziert. Für alle Zeitpunkte, zu denen der Pfad existiert, werden seine Eigenschaften durch Vererbung aus diesen Initialwerten bestimmt.

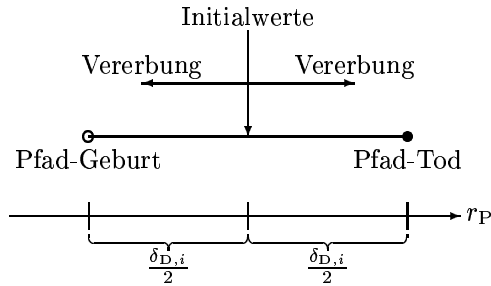


Bild 5.4: Vererbung

5.3 Markierter Poisson-Prozess für Mehrwegepfade

Die Grundlage des hier verwendeten Prozesses zur Modellierung des Entstehens und Verschwindens von Pfaden aus der Warteschlangen-Theorie [Rob94, Kapitel 2] ist ein Poisson-Prozess [Pap91, Kapitel 16]. Es muß die Voraussetzung getroffen werden, daß das Auftreten oder Verschwinden von Pfaden untereinander statistisch unabhängig erfolgt. Die Wahrscheinlichkeit des Abstandes zweier Ereignisse ist exponentialverteilt mit λ als mittlerer Anzahl der Ereignisse pro Zeit. Die Wahrscheinlichkeitsverteilung für die Anzahl N' der bis zu einem bestimmten Zeitpunkt t generierten Ereignisse lautet dann:

$$P(N' = n) = \frac{(\lambda t)^n}{n!} e^{-\lambda t}. \quad (5.11)$$

Wie bereits in Abschnitt 5.1 erläutert, ist es weitaus sinnvoller, die Abhängigkeit des Prozesses von der äquivalenten Strecke $r_P(t)$ anstatt von der Zeit t zu betrachten:

$$P(N' = n) = \frac{[\lambda_B r_P(t)]^n}{n!} e^{-\lambda_B r_P(t)}. \quad (5.12)$$

In dem hier vorliegenden Fall wird das Entstehen eines Pfades als Geburt (engl. *Birth*) bezeichnet. Die Geburtenrate λ_B ist die mittlere Anzahl der

neuen Pfade pro Wegstrecke. Die Wahrscheinlichkeit für die Strecke δ_B zwischen zwei Pfadgebirten ist exponentialverteilt

$$p_{\delta_B}(\delta_B) = \lambda_B e^{-\lambda_B \delta_B} \sigma(\delta_B) \quad (5.13)$$

mit dem Erwartungswert für den Abstand zwischen zwei Ereignissen

$$E\{\delta_B\} = \int_0^\infty \delta_B p_{\delta_B}(\delta_B) d\delta_B = \frac{1}{\lambda_B}. \quad (5.14)$$

Durch Einführen einer Lebensdauer δ_D , d.h. der Strecke bis zum Verschwinden des Pfades, hier auch mit Tod (engl. *Death*) bezeichnet, mit der Dichte

$$p_{\delta_D}(\delta_D) = \lambda_D e^{-\lambda_D \delta_D} \sigma(\delta_D), \quad (5.15)$$

entsteht der Geburts- und Sterbeprozess (engl. *Birth- and Death-Process*). Da Geburtenabstand und Lebensdauer analog zum Markov-Prozess exponentialverteilt sind und keine Beschränkung für die momentane Anzahl der Pfade vorliegt, wird dieser Prozess in der Warteschlangentheorie als M/M/ ∞ -Prozess oder auch als markierter Poisson-Prozess bezeichnet [Pap91, Kapitel 16] [Rob94, Kapitel 2]. Die mittlere Lebensdauer eines Pfades ergibt sich analog zu (5.14) als

$$E\{\delta_D\} = \frac{1}{\lambda_D}, \quad (5.16)$$

wobei λ_D (Sterberate) die Anzahl der rekombinierten Pfade pro Anzahl der momentanen Pfade und pro Wegstrecke angibt.

Aufgrund der statistischen Unabhängigkeit der beiden Prozesse ergibt sich die mittlere Wahrscheinlichkeitsverteilung für die momentane Anzahl N der Pfade durch Ersetzen von $r_P(t)$ in (5.12) durch $E\{\delta_D\}$ zu:

$$P(N = n) = \frac{(\lambda_B E\{\delta_D\})^n}{n!} e^{-\lambda_B E\{\delta_D\}} = \frac{(\lambda_B / \lambda_D)^n}{n!} e^{-\lambda_B / \lambda_D}. \quad (5.17)$$

Die statistische Verteilung der Anzahl der Pfade ist unabhängig von der absoluten Zeit t bzw. von der äquivalenten Strecke $r_P(t)$. Als Erwartungswert für die Anzahl der Mehrwegepfade in einer Kanalimpulsantwort folgt [Rob94, Kapitel 2]:

$$E\{N\} = \bar{N} = \frac{\lambda_B}{\lambda_D}. \quad (5.18)$$

Falls das stochastische Modell zur Generierung von einzelnen statistisch unabhängigen Realisierungen des Funkkanals verwendet wird, kann die Anzahl der Mehrwegepfade jeweils direkt aus der Poisson-Verteilung (5.17) entnommen werden.

Die mittlere Pfadanzahl in einer Umgebung stellt eine schwer zu bestimmende Größe dar. Im Prinzip können in einem realen Szenario unendlich viele Pfade vom Sender zum Empfänger gelangen, wobei aber nur eine gewisse Anzahl einen relevanten Beitrag zur Empfangsleistung liefert. Um mit dem hier vorgeschlagenen Modellansatz realistische Übertragungsfunktionen bzw. Kanalimpulsantworten zu erhalten, muß die mittlere Pfadanzahl so gewählt werden, daß die Anzahl relevanter Beiträge in den Simulationen die Realität widerspiegelt. Bei Vergrößerung der Pfadanzahl $E\{N\}$ und Beibehalten aller sonstigen Modellparameter gleichen die einzelnen Realisierungen der Übertragungsfunktion immer mehr der gemittelten Übertragungsfunktion, stellen aber keine realistischen Einzelfunktionen mehr dar (siehe Abschnitt 6.5).

An dieser Stelle soll noch bemerkt werden, daß prinzipiell auch ein Geburts- und Sterbeprozess mit langsam zeitveränderlichen Raten λ_B und λ_D realisierbar ist [Ken48]. Damit kann auch die Verteilung der Anzahl der Pfade verändert werden.

5.3.1 Implementierung des Prozesses

Um den kontinuierlichen M/M/ ∞ -Prozess in diskrete Zeitschritte Δt über der Zeit t_k bzw. der äquivalenten Strecke $r_{P,k}$ einzuteilen, muß für jede Kanalimpulsantwort $\underline{h}_{TR}(t_k, \tau, \Omega_T, \Omega_R)$ bestimmt werden, welche Pfade aus der Vorgängerkanalimpulsantwort $\underline{h}_{TR}(t_{k-1}, \tau, \Omega_T, \Omega_R)$ verschwinden bzw. welche Pfade vererbt werden und wieviele Pfade neu auftreten.

Da zur Bestimmung der Eigenschaften eines Pfades durch Vererbung immer dessen Initialwerte benötigt werden, die für die Mitte zwischen Erscheinen und Verschwinden des Pfades bestimmt werden (siehe Abschnitt 5.2), müssen auch von Pfaden, die zu Beginn des Modellierungszeitraums schon oder nach dessen Beendigung noch existieren, Geburts- und Todespunkt bekannt sein. Aus diesem Grund muß der kontinuierliche M/M/ ∞ -Prozess immer einige Schritte im voraus und im nachhinein simuliert werden. Die Bewegungen des Senders (bei $\vec{x}_T(t)$) und Empfängers (bei $\vec{x}_R(t)$) müssen

für den gesamten Geburts- und Sterbeprozess gegeben sein. Eine weitere Schwierigkeit ist die Wahl des Anfangszustandes des Prozesses. Um dies zu umgehen, wird der Prozess mit $N=0$ Pfaden um eine gewisse *Vorlaufstrecke* vor der eigentlichen Simulation des Funkkanals begonnen. Im Anschluß wird die Länge der Vorlaufstrecke hergeleitet, die der kontinuierliche Prozess benötigt, um von einem Start ohne Pfade ($N=0$) aus eingeschwungen zu sein.

5.3.2 Vorlaufstrecke des kontinuierlichen Prozesses

Die Wahrscheinlichkeit für das Verbleiben eines Pfades über der Strecke δ_P beträgt mit (5.15):

$$P_R(\delta_P) = 1 - \int_0^{\delta_P} \lambda_D e^{-\lambda_D \delta} d\delta = 1 - [-e^{-\lambda_D \delta}]_0^{\delta_P} = e^{-\lambda_D \delta_P}. \quad (5.19)$$

Über der Strecke δ_P werden im Mittel

$$E\{N'_B(\delta_P)\} = \lambda_B \delta_P \quad (5.20)$$

Pfade neu erzeugt. Da in der Zwischenzeit Pfade wieder verschwinden können, weicht die Anzahl $N'_B(\delta_P)$ der über der Strecke δ_P neu erzeugten Pfade allerdings von der Anzahl $N_B(\delta_P)$ der davon nach der Strecke δ_P noch vorhandenen Pfade ab. Um auch dies berücksichtigen zu können, wird die Strecke δ_P in M Intervalle eingeteilt. Summiert man für alle Intervalle $m = 1 \dots M$ das Produkt der Wahrscheinlichkeit für das Verbleiben eines im Intervall m erzeugten Pfades bis zum Ende der Gesamtstrecke mit dem Erwartungswert der im selben Intervall erzeugten Pfadanzahl und führt eine Grenzwertbetrachtung $M \rightarrow \infty$ durch, so ergibt sich mit [BS85, Kapitel 3.4.7, Kapitel 1.1.3] der Erwartungswert für die Anzahl der über der

Strecke δ_P generierten und danach noch vorhandenen Pfade:

$$\begin{aligned}
E\{N_B(\delta_P)\} &= \lim_{M \rightarrow \infty} \sum_{m=1}^M E\left\{N'_B\left(\frac{\delta_P}{M}\right)\right\} P_R\left(\delta_P - m \frac{\delta_P}{M}\right) = \\
&= \lim_{M \rightarrow \infty} \sum_{m=1}^M \lambda_B \frac{\delta_P}{M} e^{-\lambda_D(\delta_P - m \frac{\delta_P}{M})} = \\
&= \lim_{M \rightarrow \infty} \lambda_B \frac{\delta_P}{M} e^{-\lambda_D \delta_P} \sum_{m=1}^M \left(e^{\lambda_D \frac{\delta_P}{M}}\right)^m = \\
&= \lim_{M \rightarrow \infty} \lambda_B \frac{\delta_P}{M} e^{-\lambda_D \delta_P} e^{\lambda_D \frac{\delta_P}{M}} \frac{e^{\lambda_D \delta_P} - 1}{e^{\lambda_D \frac{\delta_P}{M}} - 1} = \\
&= \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\lambda_B \delta_P (1 - e^{-\lambda_D \delta_P})}{M (1 - e^{-\lambda_D \frac{\delta_P}{M}})} = \\
&= \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\lambda_B \delta_P (1 - e^{-\lambda_D \delta_P})}{M \left[\frac{\lambda_D \delta_P}{M} - \frac{1}{2!} \left(\frac{\lambda_D \delta_P}{M}\right)^2 + \frac{1}{3!} \left(\frac{\lambda_D \delta_P}{M}\right)^3 \dots\right]} = \\
&= \frac{\lambda_B \delta_P (1 - e^{-\lambda_D \delta_P})}{\lambda_D \delta_P} = \\
&= E\{N\} (1 - e^{-\lambda_D \delta_P}) . \tag{5.21}
\end{aligned}$$

Mit (5.19) und (5.21) kann der Erwartungswert für die Anzahl der Mehrwegpfade $E\{N_k\}$ zum Zeitpunkt t_k aus dem Erwartungswert $E\{N_{k-1}\}$ zum vorhergehenden Zeitpunkt t_{k-1} nach Zurücklegen der Strecke δ_P berechnet werden:

$$E\{N_k\} = E\{N_{k-1}\} e^{-\lambda_D \delta_P} + E\{N\} (1 - e^{-\lambda_D \delta_P}) . \tag{5.22}$$

Setzt man in (5.22) für die Anzahl der zum Zeitpunkt t_{k-1} vorhandenen Pfade den Erwartungswert $E\{N\}$ ein, zeigt sich die Stabilität des Prozesses:

$$E\{N\} e^{-\lambda_D \delta_P} + E\{N\} (1 - e^{-\lambda_D \delta_P}) = E\{N\} . \tag{5.23}$$

Da die Vererbung von Pfadeigenschaften nur möglich ist, falls die Pfade über ihre gesamte Lebensdauer betrachtet werden, beginnt der Prozess ohne

einen Pfad, d.h.

$$\mathbb{E}\{N_0\} = N_0 = 0. \quad (5.24)$$

Mit (5.22) kann der Erwartungswert der Anzahl der Pfade

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{N_L\} &= \mathbb{E}\{N\} (1 - e^{-\lambda_D \delta_P}) \sum_{k=0}^{L-1} (e^{-\lambda_D \delta_P})^k = \\ &= \mathbb{E}\{N\} (1 - e^{-\lambda_D \delta_P}) \frac{e^{-\lambda_D \delta_P L} - 1}{e^{-\lambda_D \delta_P} - 1} = \\ &= \mathbb{E}\{N\} (1 - e^{-\lambda_D \delta_P L}) \end{aligned} \quad (5.25)$$

nach L gleich großen Schritten der Schrittweite δ_P angegeben werden. Für einen Fehler von

$$\left| \frac{\mathbb{E}\{N_L\} - \mathbb{E}\{N\}}{\mathbb{E}\{N\}} \right| < 1\% \quad (5.26)$$

ergibt sich daraus die Bedingung

$$L\delta_P > \frac{2 \ln 10}{\lambda_D} \quad (5.27)$$

für die Vorlaufstrecke $L\delta_P$, d.h. die Strecke zu Beginn des Prozesses, die noch nicht zur Auswertung verwendet werden kann.

5.3.3 Obere Grenze für Schrittweite

Um eine obere Grenze für die Schrittweiten $\delta_{P,k}$ und damit implizit auch für Δt festzusetzen, wird die Wahrscheinlichkeit dafür, daß ein Pfad innerhalb von δ_P entsteht und noch vor Ende dieser Strecke wieder verschwindet, auf maximal 1% beschränkt:

$$\int_0^{\delta_P} \lambda_B (1 - e^{-\lambda_D(\delta_P - \delta)}) d\delta = \frac{\lambda_B}{\lambda_D} (e^{-\lambda_D \delta_P} - 1 + \lambda_D \delta_P) < 0.01. \quad (5.28)$$

Da (5.28) nicht analytisch lösbar ist, ist in Bild 5.5 die maximale Schrittweite $\delta_{P,\max}$ abhängig von λ_B und λ_D nach Anwendung einer einfachen Newton-Iteration [BS85, Kapitel 7.1.2] angegeben. Unter Berücksichtigung

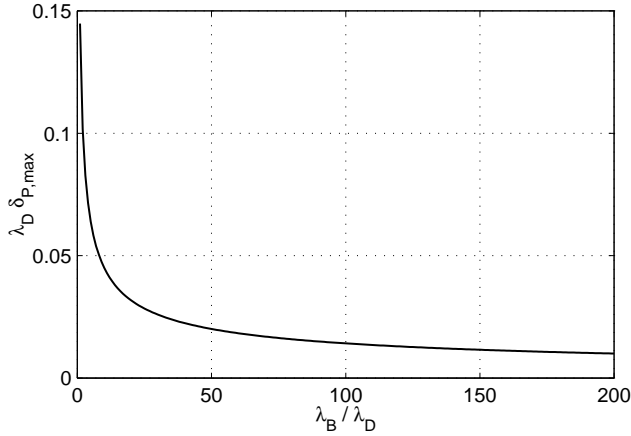


Bild 5.5: Maximale Schrittweite $\delta_{P,\max}$ in Abhängigkeit der Geburts- und Sterberate λ_B und λ_D

der maximalen Geschwindigkeiten des Senders, des Empfängers und der Streuer kann daraus mittels (5.6) eine obere Grenze für Δt ermittelt werden.

Die zweite Obergrenze für die Schrittweite $\Delta t = t_k - t_{k-1}$ ist durch die Kohärenzzeit T_{coh} gegeben (siehe Abschnitt 2.2.3). Diese wird beim Mobilfunk häufig durch eine *Worst-Case*-Abschätzung aus dem Jakes-Doppler-Spektrum bestimmt [Jak74] [GW98, Kapitel 3]. Beim Gebäudefunkkanal allerdings müßten die eintreffenden Mehrwegepfade besser gleichverteilt über alle Raumrichtungen, d.h. Azimut und Elevation, angenommen werden. Daraus resultiert ein rechteckiges Dopplerspektrum und damit die Dopplerspreizung

$$\nu_{\text{rms}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \nu_{\text{max}} \quad (5.29)$$

(im Gegensatz zu $\nu_{\text{max}}/\sqrt{2}$ beim Jakes-Doppler-Spektrum). Die maximale Dopplerfrequenz ν_{max} kann aus den Geschwindigkeiten $\vec{x}_T(t)$ des Senders,

$\dot{\vec{x}}_R(t)$ des Empfängers und v_F der Streuer bestimmt werden (*Worst-Case*):

$$\nu_{\max} = \frac{f_0}{c_0} \max \left\{ \left| \dot{\vec{x}}_T(t) \right| + \left| \dot{\vec{x}}_R(t) \right| + 2v_F \right\}. \quad (5.30)$$

Mit [Föl90, Kapitel 10] ergibt sich aus dem rechteckigen Dopplerspektrum die Kohärenzzeit T_{coh} , zu der die Zeit-Korrelationsfunktion auf $1/e$ ihres Maximalwertes abgefallen ist, zu:

$$T_{\text{coh}} \approx \frac{0.35}{\nu_{\max}}. \quad (5.31)$$

Bei der Anwendung des Modells empfiehlt es sich, schon allein um Rechenzeit zu sparen, Δt nicht kleiner als nötig zu wählen und eventuell zwischen einzelnen Zeitschritten zu interpolieren, falls die Kanalimpulsantwort häufiger benötigt wird.

5.4 Markov-Prozeß für Sichtverbindung

Im folgenden wird der Markov-Prozeß [Pap91, Kapitel 16] zum Wechsel zwischen LOS und OLOS abhängig von der Zeit t bzw. der äquivalenten Strecke $r_P(t)$ beschrieben. Je nach momentanem Zustand wird die Wahrscheinlichkeit $P_{\text{LO},k}(\delta_{P,k})$ für einen Wechsel von LOS zu OLOS bzw. $P_{\text{OL},k}(\delta_{P,k})$ für einen Wechsel von OLOS zu LOS innerhalb der zwischen den Zeitpunkten t_{k-1} und t_k zurückgelegten äquivalenten Strecke $\delta_{P,k}$ zu

$$P_{\text{LO},k}(\delta_{P,k}) = 1 - e^{-\lambda_{\text{LO},k} \delta_{P,k}} \quad (5.32)$$

und

$$P_{\text{OL},k}(\delta_{P,k}) = 1 - e^{-\lambda_{\text{OL},k} \delta_{P,k}} \quad (5.33)$$

definiert. Die Erwartungswerte für die Strecken bis zum Wechsel ergeben sich zu

$$E \{ \delta_{\text{LO},k} \} = \frac{1}{\lambda_{\text{LO},k}}, \quad (5.34)$$

$$E \{ \delta_{\text{OL},k} \} = \frac{1}{\lambda_{\text{OL},k}}. \quad (5.35)$$

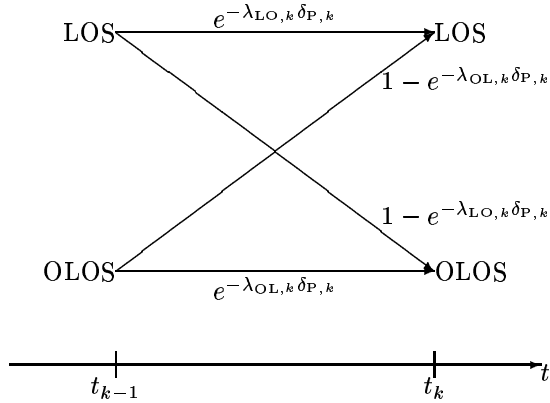


Bild 5.6: Markov-Prozess für Übergänge zwischen LOS und OLOS

Anhand von Bild 5.6 wird der gesamte Prozess am besten plausibel.

In Abhängigkeit des vorangegangenen Zustands (LOS/OLOS) bei t_{k-1} kann der Zustand zum Zeitpunkt t_k mit Hilfe der Wahrscheinlichkeiten (5.32) und (5.33) bestimmt werden. Die Diskretisierung des Prozesses hat den Vorteil, daß die Geburtenrate $\lambda_{OL,k}$ des Sichtverbindungspfades und damit seine Auftrittswahrscheinlichkeit im Fall bewegter Funkstationen über der Zeit als Funktion des Abstandes d_{TR} zwischen Sender und Empfänger verändert werden kann. Die mittlere Lebensdauer bzw. Sterberate der Sichtverbindung wird hingegen als konstant angenommen und mit der für beliebige Mehrwegpfade aus (5.16) gleichgesetzt:

$$\lambda_{LO,k} = \lambda_D. \quad (5.36)$$

Die Strecke δ_P muß so klein gewählt werden, daß die Wahrscheinlichkeit für einen Wechsel innerhalb dieser Strecke klein ist, d.h. es muß

$$1 - e^{-\lambda_{LO,k} \delta_P,k} < 0.01 \quad (5.37)$$

und

$$1 - e^{-\lambda_{OL,k} \delta_P,k} < 0.01 \quad (5.38)$$

gelten. Daraus ergeben sich für die Schrittweiten $\delta_{P,k}$ die Bedingungen

$$\delta_{P,k} < \frac{-\ln 0.99}{\lambda_{LO,k}} \approx \frac{0.01}{\lambda_{LO,k}} = \frac{0.01}{\lambda_D}, \quad (5.39)$$

$$\delta_{P,k} < \frac{0.01}{\lambda_{OL,k}}, \quad (5.40)$$

zusätzlich zu den in Abschnitt 5.3.3 angegebenen Obergrenzen. Die Wahrscheinlichkeit für Sichtverbindung zum Zeitpunkt k kann mit

$$\begin{aligned} P_{LOS,k} &= P_{LOS,k-1} \cdot e^{-\lambda_{LO,k}\delta_{P,k}} + P_{OLOS,k-1} \cdot (1 - e^{-\lambda_{OL,k}\delta_{P,k}}) = \\ &= P_{LOS,k-1} \cdot e^{-\lambda_D\delta_{P,k}} + \\ &\quad (1 - P_{LOS,k-1}) \cdot (1 - e^{-\lambda_{OL,k}\delta_{P,k}}) \end{aligned} \quad (5.41)$$

angegeben werden. Unter der Annahme, daß die Schrittweite $\delta_{P,k}$ klein genug ist, daß die Wahrscheinlichkeit für Sichtverbindung zu den beiden aufeinanderfolgenden Zeitpunkten t_{k-1} und t_k näherungsweise identisch ist

$$P_{LOS,k} \approx P_{LOS,k-1}, \quad (5.42)$$

kann (5.41) mit Hilfe der nach dem zweiten Glied abgebrochenen Taylor-Reihenentwicklung der Exponentialfunktion [BS85, Kapitel 1.1.3] für kleine Argumente nach (5.39) und (5.40) zu

$$P_{LOS,k} = \frac{1 - e^{-\lambda_{OL,k}\delta_{P,k}}}{2 - e^{-\lambda_{OL,k}\delta_{P,k}} - e^{-\lambda_D\delta_{P,k}}} \approx \frac{\lambda_{OL,k}}{\lambda_{OL,k} + \lambda_D} \quad (5.43)$$

vereinfacht werden. Damit kann der zweite Parameter des Prozesses $\lambda_{OL,k}$ aus der entfernungs- und damit zeitabhängigen Wahrscheinlichkeit für Sichtverbindung $P_{LOS,k}$ bestimmt werden:

$$\lambda_{OL,k} = \lambda_D \frac{P_{LOS,k}}{1 - P_{LOS,k}}. \quad (5.44)$$

Es ist offensichtlich, daß die Wahrscheinlichkeit für Sichtverbindung mit zunehmendem Abstand zwischen Sender und Empfänger abnehmen muß.

	IHE-Gebäude	NOKIA-Gebäude
\bar{V}	130.91m ³	40.87m ³
$\sqrt[3]{\frac{3\bar{V}}{4\pi}}$	3.15m	2.13m
d_{LOS}	3.41m	2.50m

Tabelle 5.1: Mittleres Raumvolumen der Gebäude und Parameter für Wahrscheinlichkeit für Sichtverbindung

In Bild 5.7 und Bild 5.8 ist die relative Häufigkeit der Sichtverbindung in Abhängigkeit des Abstandes für zwei unterschiedliche Gebäude im 1m-Raster gezeigt. Empirisch zeigt sich, daß die Wahrscheinlichkeit für Sichtverbindung durch

$$P_{\text{LOS},k} \stackrel{!}{=} e^{-d_{\text{TR},k}/d_{\text{LOS}}} \quad (5.45)$$

ausreichend gut modelliert werden kann. Durch Einsetzen von (5.45) in (5.44) und (5.40) ergibt sich die Bedingung

$$\delta_{\text{P},k} < \frac{0.01}{\lambda_{\text{D}}} \left(e^{d_{\text{TR},k}/d_{\text{LOS}}} - 1 \right). \quad (5.46)$$

Hier stellte es sich als sinnvoller heraus, den Abstand $d_{\text{TR},k}$ nach unten zu beschränken

$$d_{\text{TR},k} > d_{\text{LOS}} \cdot \ln 2, \quad (5.47)$$

wodurch (5.46) bzw. (5.40) mit (5.39) immer erfüllt ist.

Der Parameter d_{LOS} wiederum hängt direkt mit dem mittleren Volumen \bar{V} der Räume des Gebäudes zusammen. In Tabelle 5.1 sind die aus den Simulationen ermittelten Parameter den aus der mittleren Raumgröße bestimmten gegenübergestellt. Es zeigt sich, daß d_{LOS} ungefähr dem Radius einer Kugel mit dem Volumen \bar{V} entspricht:

$$\frac{4}{3}\pi d_{\text{LOS}}^3 \approx \bar{V}. \quad (5.48)$$

Der Grund dafür, daß der aus den Simulationen ermittelte Parameter d_{LOS} größer ist als der aus dem mittleren Raumvolumen bestimmte Wert, ist durch die bei den digitalisierten Gebäudedaten berücksichtigten, zum Teil

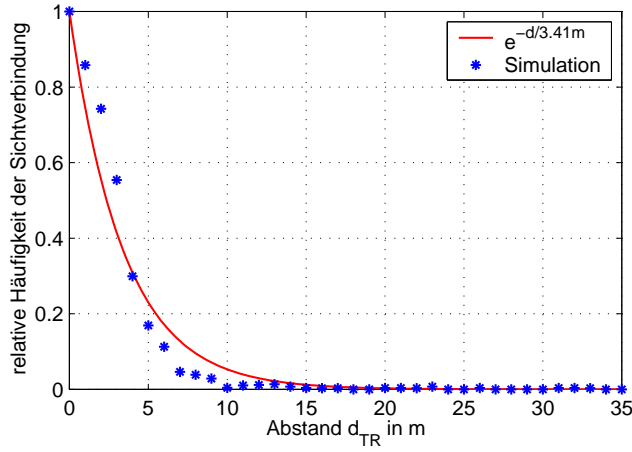


Bild 5.7: Relative Häufigkeit der Sichtverbindung in Abhängigkeit vom Abstand zwischen Sender und Empfänger (Sichtprüftest im IHE-Gebäude)

geöffneten Türen und Fenster begründet. Die Daten beschreiben allerdings nur leere Räume ohne jegliches Mobiliar, was die Verwendung der aus dem mittleren Raumvolumen bestimmten, etwas kleineren Werte, wieder sinnvoll erscheinen läßt. Im folgenden wird daher der Parameter d_{LOS} immer aus dem mittleren Raumvolumen abgeleitet.

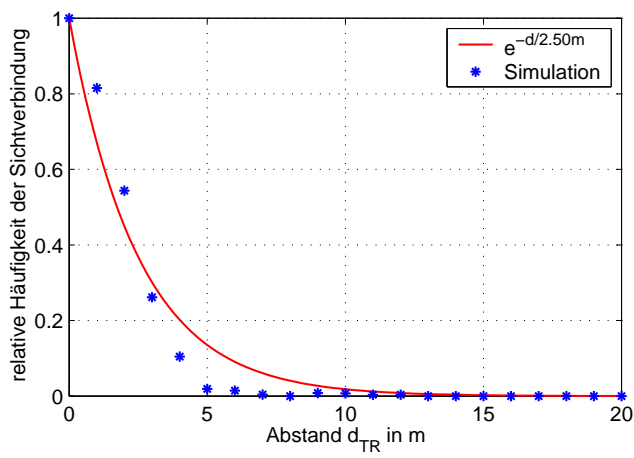


Bild 5.8: Relative Häufigkeit der Sichtverbindung in Abhängigkeit vom Abstand zwischen Sender und Empfänger (Sichtprüftest im NOKIA-Gebäude)

Kapitel 6

Pfadeigenschaften und Parameterbestimmung

Im vorliegenden Kapitel wird die Modellierung der Pfadeigenschaften ausführlich dargestellt. Bild 6.1 gibt die zugehörigen Zufallsvariablen grob wieder. Die Eigenschaften neuer Mehrwegepfade und deren Vererbung werden unabhängig vom langsamen Schwund modelliert, da dieser für alle Pfade gemeinsam bestimmt wird. Am Ende dieses Kapitels finden sich die Modellierung des Sichtverbindungspfades sowie die Methoden zur Bestimmung der übrigen Parameter für den Geburts- und Sterbeprozess. Zur Verifikation der gewählten Verteilungsfunktionen werden Simulationen mit dem deterministischen Wellenausbreitungsmodell vorgestellt. Durch Anpassung des Modells an die deterministisch ermittelten Verteilungsfunktionen können dann die Parameter bestimmt werden (siehe auch Abschnitt 4.2.2).

6.1 Eigenschaften neuer Mehrwegepfade

Die Pfadeigenschaften neu entstehender Mehrwegepfade (Initialwerte) werden für die Mitte \bar{k}_i zwischen Entstehen und Verschwinden des Pfades i bestimmt (siehe Abschnitt 5.2).

6.1.1 Verzögerungszeiten neuer Pfade

Wie bereits in Abschnitt 4.2.2 erläutert, stellt die Bestimmung der Verteilung der Anzahl der Pfade ein äußerst schwieriges Problem dar. Es ist offensichtlich, daß die Anzahl aller möglichen Mehrwegepfade über der Verzögerungszeit stark ansteigt, da immer mehr Ausbreitungsmöglichkeiten

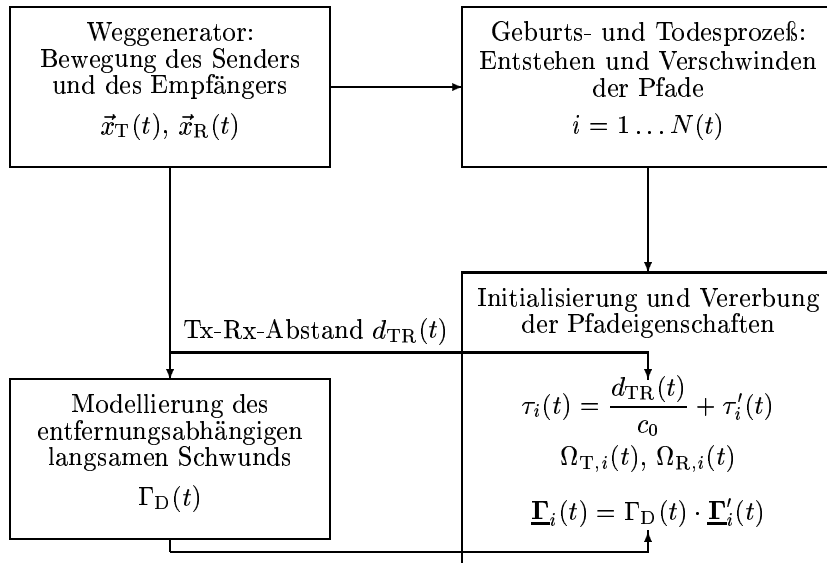


Bild 6.1: Zufallsvariablen des stochastischen Prozesses

zwischen Sender und Empfänger existieren. Das stimmt mit [BD91, KE95] überein und kann sehr gut mit dem strahlenoptischen Modell gezeigt werden (siehe Bild 4.4). Betrachtet man allerdings nur die Pfade, die einen relevanten Beitrag zur Übertragungsfunktion leisten, so muß die Anzahl über der Verzögerungszeit wieder abklingen. In Bild 6.2 ist ein möglicher Verlauf skizziert.

Hier wird als Verteilung der Pfade über der Verzögerungszeit eine Gleichverteilung nach [FBH96, HBF97] als einfach handhabbarer Kompromiß verwendet (siehe Bild 6.2). Prinzipiell sind auch beliebige andere Verteilungen (z.B. Poisson, Rayleigh usw.) implementierbar. Die Verzögerungszeit

$$\tau_{i,\bar{k}_i} = \frac{d_{\text{TR},\bar{k}_i}}{c_0} + \tau'_{i,\bar{k}_i} \quad (6.1)$$

setzt sich aus der durch den Abstand zwischen Sender und Empfänger gegebenen Mindestverzögerungszeit und der gleichverteilten relativen Ver-

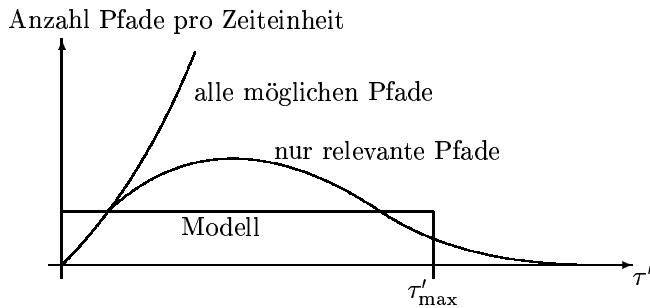


Bild 6.2: Anzahl der Pfade über der relativen Verzögerungszeit

zögerungszeit τ'_{i,\bar{k}_i} mit der Dichte

$$p_{\tau'_{i,\bar{k}_i}}(\tau'_{i,\bar{k}_i}) = \frac{1}{\tau'_{\max}} \quad 0 \leq \tau'_{i,\bar{k}_i} < \tau'_{\max} \quad (6.2)$$

zusammen. τ'_{\max} wird im nächsten Abschnitt aus dem minimal zu betrachtenden relativen Übertragungsfaktor der Pfade bestimmt.

An dieser Stelle wird deutlich, daß zur Parametrisierung des Modells anstelle des Erwartungswertes der Anzahl der Pfade $E\{N\}$ (5.18) besser der Erwartungswert der Pfaddichte

$$\bar{\Lambda} = E\{\Lambda\} = E\left\{\frac{N}{\tau'_{\max}}\right\} = \frac{\lambda_B}{\lambda_D \tau'_{\max}} \quad (6.3)$$

verwendet werden sollte.

6.1.2 Transfermatrizen neuer Pfade

Zur Erläuterung des Modells für die Transfermatrizen der Mehrwegpfade (siehe Abschnitt 4.2.1) wird zuerst die Korrelation der logarithmierten Übertragungsfaktoren (in dB) der vier Polarisierungen betrachtet (siehe Bild 6.3). Die Korrelationen der Übertragungsfaktoren der Polarisierungen untereinander sind für alle Abstände zwischen Sender und Empfänger sehr

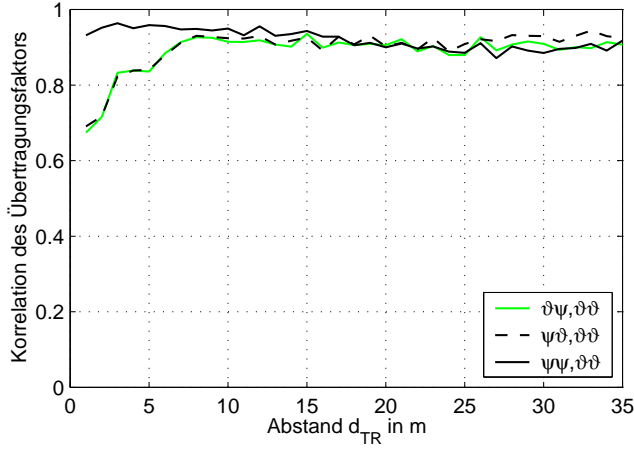


Bild 6.3: Korrelation der Übertragungsfaktoren in dB der Polarisationen $\vartheta\psi$, $\psi\vartheta$ und $\psi\psi$ jeweils mit der $\vartheta\vartheta$ -Polarisation über dem Abstand d_{TR} zwischen Sender und Empfänger (deterministische Simulation im IHE-Gebäude, 2.5GHz)

hoch. Bei anderen Frequenzen zeigte sich dieser Effekt sogar noch deutlicher. Um diese Korrelation auf sehr einfache, aber effektive Weise zu berücksichtigen, wird die Transfermatrix durch

$$\underline{\mathbf{\Gamma}}_{i, \bar{k}_i} = \Gamma_{D, \bar{k}_i} \cdot \underline{\mathbf{\Gamma}}'_{i, \bar{k}_i} \quad (6.4)$$

in einen abstandsabhängigen Faktor Γ_{D, \bar{k}_i} , der für alle Pfade und Polarisationen identisch ist, und in die Matrix $\underline{\mathbf{\Gamma}}'_{i, \bar{k}_i}$, in der der abstandsunabhängige Verlauf der Kanalimpulsantwort sowie die Phasen und Polarisation enthalten sind, aufgeteilt. Wie schon in [RST91] für Fabrikhallen gezeigt werden konnte, ist auch in Bürogebäuden der normierte Verlauf der mittleren Kanalimpulsantwort ohne Sichtverbindungspfad weitgehend unabhängig vom Abstand d_{TR} zwischen Sender und Empfänger (siehe Bild 6.4).

Die Transfermatrix des Pfades i wird durch

$$\underline{\mathbf{\Gamma}}_{i, \bar{k}_i} = \Gamma_{D, \bar{k}_i} \cdot \sqrt{PD(\tau'_{i, \bar{k}_i})} \cdot \begin{pmatrix} \underline{U}_{\vartheta\vartheta, i, \bar{k}_i} X_{\vartheta\vartheta} & \underline{U}_{\vartheta\psi, i, \bar{k}_i} X_{\vartheta\psi} \\ \underline{U}_{\psi\vartheta, i, \bar{k}_i} X_{\psi\vartheta} & \underline{U}_{\psi\psi, i, \bar{k}_i} X_{\psi\psi} \end{pmatrix} \quad (6.5)$$

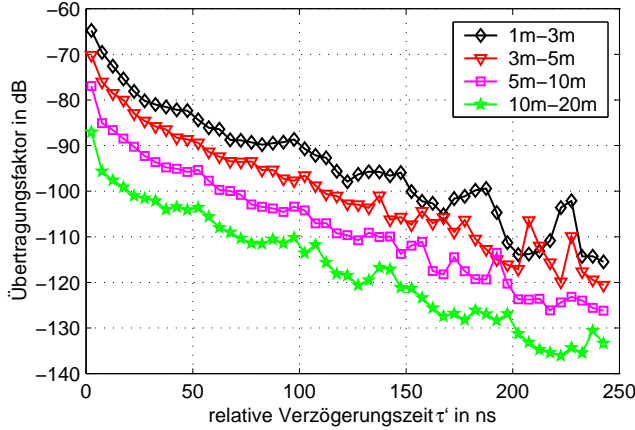


Bild 6.4: Mittlerer Übertragungsfaktor ohne Sichtverbindungspfad über der relativen Verzögerungszeit für verschiedene Intervalle des Abstandes d_{TR} zwischen Sender und Empfänger (deterministische Simulation im IHE-Gebäude, 2.5GHz)

beschrieben. Die Form der Kanalimpulsantwort wird durch die polarisationsunabhängige mittlere relative Dämpfung über der Verzögerungszeit $PD(\tau'_{i, \bar{k}_i})$ (PD: engl. *Power Decay*) erfasst. Die vier komplexen Zufallsvariablen $\underline{U}_{\vartheta\vartheta, i, \bar{k}_i}$, $\underline{U}_{\vartheta\psi, i, \bar{k}_i}$, $\underline{U}_{\psi\vartheta, i, \bar{k}_i}$ und $\underline{U}_{\psi\psi, i, \bar{k}_i}$ beschreiben die Variation um den mittleren Leistungsverlauf über der Verzögerungszeit und beinhalten die Phasen für alle vier Polarisationen. Die vier Parameter $X_{\vartheta\vartheta}$, $X_{\psi\psi}$, $X_{\vartheta\psi}$ und $X_{\psi\vartheta}$ sorgen für eine unterschiedliche Gewichtung der Polarisationen.

Mittlerer Leistungsverlauf über der relativen Verzögerungszeit

Da die Auftrittswahrscheinlichkeit der Pfade über der relativen Verzögerungszeit als gleichverteilt angenommen wird (6.2), kann hier die mittlere Leistungsverteilung aller Pfade über der relativen Verzögerungszeit mit der der einzelnen Pfade gleichgesetzt werden. An dieser Stelle soll noch einmal daran erinnert werden, daß der mittlere Leistungsverlauf über der relativen Verzögerungszeit ohne den Sichtverbindungspfad benötigt wird

(siehe Abschnitt 4.2.3). In der Literatur wird für den mittleren relativen Leistungsverlauf über der Verzögerungszeit meistens eine Exponentialfunktion angenommen [COS89]. Messungen und Simulationen haben allerdings gezeigt, daß dies nur für den Bereich kleiner Verzögerungszeiten Gültigkeit besitzt [Wag98b] (siehe auch Bild 6.4). Eine Kombination aus zwei Exponentialkurven

$$PD(\tau') = e^{-\frac{\tau'}{\tau_A}} + q_\tau \cdot e^{-\frac{\tau'}{\tau_B}} \quad \text{mit } \tau_A < \tau_B \quad \text{und } q_\tau < 1 \quad (6.6)$$

deren Schnittpunkt bei

$$\tau'_E = \frac{\ln q_\tau}{\frac{1}{\tau_A} - \frac{1}{\tau_B}} \quad (6.7)$$

liegt, hat sich trotz Weglassens des Sichtverbindungspfades, der diesen Effekt noch weiter verstärken würde, als realitätsnäher herausgestellt (siehe Bild 6.5). Das läßt sich auch anhand der Messungen und Simulationen in [HCM99] erkennen. Ähnlich gute Übereinstimmung zeigten die Simulationen bei den anderen Frequenzen sowie im NOKIA-Gebäude, wobei die Parameter τ_A , τ_B und q_τ leicht mit der Frequenz bzw. dem Gebäude variieren (siehe Anhang B.2). Ein einfacher exponentieller Leistungsverlauf ist in (6.6) als Spezialfall enthalten.

Durch Auflösen von

$$PD_{\min, \text{dB}} = 10 \cdot \log \frac{e^{-\frac{\tau'_{\max}}{\tau_A}} + q_\tau \cdot e^{-\frac{\tau'_{\max}}{\tau_B}}}{1 + q_\tau} \quad (6.8)$$

nach τ'_{\max} mit Hilfe eines einfachen iterativen Lösungsverfahrens [BS85, Kapitel 7.1.2] kann bei Vorgabe des minimal zu betrachtenden relativen Pegels der Pfade $PD_{\min, \text{dB}}$ die maximale relative Verzögerungszeit τ'_{\max} für (6.2) bestimmt werden.

Polarisationseigenschaften der Transfermatrizen

Die vier Parameter $X_{\vartheta\vartheta}$, $X_{\psi\psi}$, $X_{\vartheta\psi}$ und $X_{\psi\vartheta}$ in (6.5) beinhalten die Polarisationsabhängigkeit des mittleren Übertragungsfaktors. Da bei den meisten Meßkampagnen vertikal polarisierte Antennen Verwendung finden, werden alle Polarisierungen auf die $\vartheta\vartheta$ -Polarisation bezogen, d.h. $X_{\vartheta\vartheta} = 1$. Für die

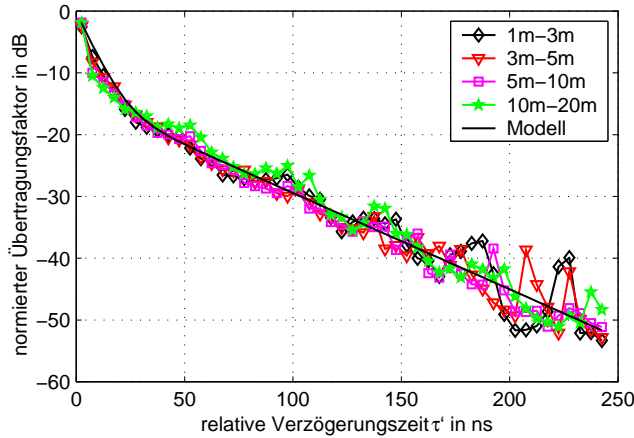


Bild 6.5: Normierter mittlerer Übertragungsfaktor ohne Sichtverbindungs­pfad über der relativen Verzögerungszeit für verschiedene Intervalle des Ab­standes d_{TR} zwischen Sender und Empfänger (Vergleich zwischen deter­ministischer Simulation im IHE-Gebäude und stochastischem Modell, 2.5GHz)

anderen Polarisierungen gilt im allgemeinen $X_{\theta\psi} \approx X_{\psi\theta} < 1$ und $X_{\psi\psi} \approx 1$. $X_{\theta\psi}$ bzw. $X_{\psi\theta}$ kann aus Simulationen mit dem deterministischen Wellenausbreitungsmodell ermittelt werden (siehe Bild 6.6). Anhand der nahezu konstanten Differenz (der logarithmierten Werte in dB) zwischen den Kurven kann man gut erkennen, daß $X_{\theta\psi}$ und $X_{\psi\theta}$ identisch und unabhängig vom Abstand d_{TR} zwischen Sender und Empfänger sind. An dieser Stelle wird darauf hingewiesen, daß Kreuzpolarisation durch die Nichtberücksichtigung der Streuung sowie der dafür hauptsächlich verantwortlichen Objekte (Möbiliar usw.) von strahlenoptischen Modellen unterbewertet wird. In [CLV98] wurde festgestellt, daß $X_{\psi\psi}$ etwas größer als $X_{\theta\theta}$ ist. Dies ist allerdings damit zu erklären, daß dort ausschließlich Berechnungen auf einer Etage durchgeführt wurden, wodurch die Transmissionen bei $\psi\psi$ -Polarisation statistisch gesehen aufgrund des Brewster-Effekts [Bal89, Kapitel 5] bevorzugt werden. Da der Unterschied in [CLV98] allerdings bei maximal 2dB liegt, wird hier auf die Berücksichtigung der Elevation zwischen Sender und Empfänger verzichtet und vereinfachend $X_{\psi\psi} = X_{\theta\theta} = 1$ angesetzt.

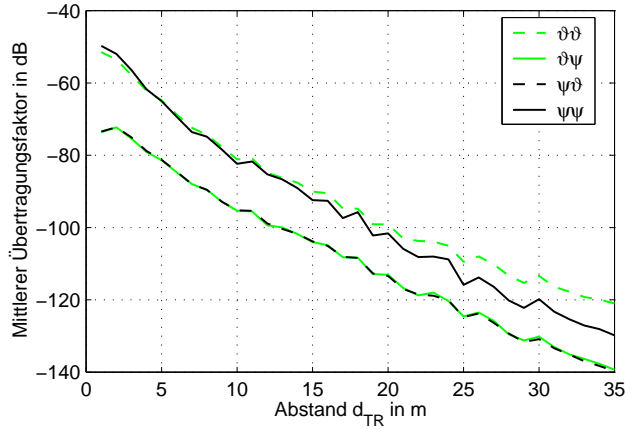


Bild 6.6: Mittlerer Übertragungsfaktor in dB über dem Abstand d_{TR} zwischen Sender und Empfänger in Abhängigkeit der Polarisation (deterministische Simulation im IHE-Gebäude, 2.5GHz)

Als einziger zu bestimmender Parameter des Modells bleibt demnach ein Kreuzpolarisationsfaktor $X_{\theta\psi} = X_{\psi\theta}$.

Variation der Pfadamplituden vom mittleren Leistungsverlauf

Als Wahrscheinlichkeitsverteilung für die zufallsverteilten Amplituden der Mehrwegpfade sind in der Literatur viele verschiedene Vorschläge (Rayleigh, Lognormal, Nakagami) zu finden [TCJ⁺72, Suz77, Has79, Kat97] [Par92, Kapitel 6], wobei diese nicht auf umfangreichen Meßkampagnen basieren, sondern meistens in Ermangelung ausreichender Daten eine möglichst einfach handhabbare Funktion gewählt wurde. Bei dem wohl bekanntesten stochastischen Kanalmodell, dem COST207-Modell, ergibt sich für jeden der Zeitschlitze des FIR-Filters fast immer eine Rayleigh-verteilte Amplitude [COS89, Nas95]. Da außerdem in [Kat97] berichtet wird, daß im Gebäudefunkkanal eine Rayleigh-Verteilung die meisten Fälle gut wiedergibt, wird diese auch hier verwendet. Die Rayleigh-Verteilung hat außerdem den Vorteil, daß sie nur einen Parameter benötigt. Da die vier Zufallsvariablen $\underline{U}_{\theta\theta, i, \bar{k}_i}$, $\underline{U}_{\theta\psi, i, \bar{k}_i}$, $\underline{U}_{\psi\theta, i, \bar{k}_i}$ und $\underline{U}_{\psi\psi, i, \bar{k}_i}$ identisch ge-

neriert werden, wird im folgenden auf ihre Indizes verzichtet. Da schon der kürzeste Ausbreitungspfad zwischen Sender und Empfänger (die Sichtverbindung) um ein Vielfaches länger als die Wellenlänge ist, gilt dies auch für alle anderen Pfade. Damit können die Phasen der Elemente \underline{U} als gleichverteilt in $[0, 2\pi)$ angenommen werden. Dies ermöglicht es, \underline{U} aus zwei mittelwertfreien normalverteilten Zufallsvariablen X und Y mit identischer Standardabweichung σ_{PV} darzustellen:

$$\underline{U} = X + jY. \quad (6.9)$$

Wie bereits mehrfach erwähnt, soll der langsame Schwund des Übertragungsfaktors ohne Sichtverbindungspfad für $\vartheta\vartheta$ -Polarisation $L_{\vartheta\vartheta, \bar{k}_i}$ zur Parametrisierung des Modells verwendet werden, da fast alle Messungen mit vertikal polarisierten, annähernd isotropen Antennen durchgeführt werden. Vernachlässigt man die Tatsache, daß für jeden Pfad i die Initialwerte und somit die Konstante Γ_{D, \bar{k}_i} zu einem anderen Ort bzw. Zeitpunkt \bar{k}_i bestimmt wird, so kann mit (2.30) und aufgrund der gleichverteilten und statistisch unabhängigen Phasen der Transfermatrizen verschiedener Pfade der mittlere Übertragungsfaktor zum Zeitpunkt k durch Leistungsaddition

$$\begin{aligned} L_{\vartheta\vartheta, k} &= \mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{i=1}^{N_k} \Gamma_{D, \bar{k}_i} \cdot \underline{\Gamma}'_{\vartheta\vartheta, i, \bar{k}_i} \right|^2 \right\} = \sum_{i=1}^{N_k} \left| \Gamma_{D, \bar{k}_i} \cdot \underline{\Gamma}'_{\vartheta\vartheta, i, \bar{k}_i} \right|^2 \\ &\approx \Gamma_{D, k}^2 \cdot \sum_{i=1}^{N_k} \left| \underline{\Gamma}'_{\vartheta\vartheta, i, \bar{k}_i} \right|^2 = \Gamma_{D, k}^2 \cdot \Gamma_{\Sigma, \vartheta\vartheta, k}^2 \end{aligned} \quad (6.10)$$

angegeben werden [Bec67, Kapitel 4] [Rap96, Kapitel 4]. Der langsame Schwund wird in der Regel im logarithmischen Maßstab betrachtet [Suz77, COS89] [Lee89, Kapitel 1] [Rap96, Kapitel 3] [GW98, Kapitel 3], d.h.

$$L_{\vartheta\vartheta, \text{dB}, k} = \Gamma_{D, \text{dB}, k} + \Gamma_{\Sigma, \vartheta\vartheta, \text{dB}, k} \quad (6.11)$$

mit

$$L_{\vartheta\vartheta, \text{dB}, k} = 10 \log L_{\vartheta\vartheta, k}, \quad (6.12)$$

$$\Gamma_{D, \text{dB}, k} = 20 \log \Gamma_{D, k} \quad (6.13)$$

und

$$\Gamma_{\Sigma, \vartheta \vartheta, \text{dB}, k} = 20 \log \Gamma_{\Sigma, \vartheta \vartheta, k}. \quad (6.14)$$

Durch Einsetzen der zufallsverteilten relativen Verzögerungszeiten (6.2) in (6.6) entsteht in $\Gamma_{\Sigma, \vartheta \vartheta, \text{dB}, k}$ automatisch ein gewisser langsamer Schwund über der Zeit, der mit $\Gamma_{\text{D}, k}$ zu dem gewünschten Verhalten korrigiert werden soll. Die analytische Herleitung der Wahrscheinlichkeitsverteilung von $\Gamma_{\Sigma, \vartheta \vartheta, \text{dB}, k}$ ist allerdings nicht möglich, da die Umkehrfunktion von (6.6) nicht angegeben werden kann. An dieser Stelle muß angemerkt werden, daß eine Herleitung selbst bei einem einfachen exponentiellen Leistungsverlauf über der relativen Verzögerungszeit in (6.6) sehr aufwendig wird, da die Anzahl der zu summierenden Zufallsvariablen nicht konstant, sondern Poisson-verteilt ist. Aus diesem Grund wird σ_{PV} so gewählt, daß sich der Erwartungswert der Verteilung von $\Gamma_{\Sigma, \vartheta \vartheta, k}^2$ zu

$$\text{E} \left\{ \Gamma_{\Sigma, \vartheta \vartheta, k}^2 \right\} \stackrel{!}{=} 1 \quad (6.15)$$

ergibt, und damit $\Gamma_{\Sigma, \vartheta \vartheta, \text{dB}, k}$ ungefähr im gleichen Bereich gehalten wird. Mit (6.2) und (6.6) resultiert

$$\begin{aligned} \text{E} \left\{ PD(\tau'_{i, \bar{k}_i}) \right\} &= \int_0^{\tau'_{\max}} \frac{1}{\tau'_{\max}} \left(e^{-\frac{\tau'}{\tau_A}} + q_{\tau} \cdot e^{-\frac{\tau'}{\tau_B}} \right) d\tau' = \\ &= \frac{\tau_A}{\tau'_{\max}} \left(1 - e^{-\frac{\tau'_{\max}}{\tau_A}} \right) + \frac{q_{\tau} \tau_B}{\tau'_{\max}} \left(1 - e^{-\frac{\tau'_{\max}}{\tau_B}} \right) \end{aligned} \quad (6.16)$$

für den Erwartungswert von $PD(\tau'_{i, \bar{k}_i})$. Die Verteilung der Elemente \underline{U} ist statistisch unabhängig von der Verteilung der relativen Verzögerungszeiten, d.h. die Erwartungswerte der beiden Zufallsgrößen können multipliziert werden [Pap91, Kapitel 7]:

$$\text{E} \left\{ \left| \Gamma'_{\vartheta \vartheta, i, \bar{k}_i} \right|^2 \right\} = \text{E} \left\{ PD(\tau'_{i, \bar{k}_i}) \right\} \cdot \text{E} \left\{ \left| \underline{U}_{\vartheta \vartheta, i, \bar{k}_i} \right|^2 \right\}. \quad (6.17)$$

Da $|\underline{U}_{\vartheta \vartheta, i, \bar{k}_i}|$ Rayleigh-verteilt ist, ergibt sich mit (6.15) und (6.10) [Pap91, Kapitel 5]:

$$\sigma_{\text{PV}} = \frac{1}{\sqrt{2N \text{E} \left\{ PD(\tau'_{i, \bar{k}_i}) \right\}}}. \quad (6.18)$$

Einsetzen von (6.3) und (6.16) resultiert dann in:

$$\sigma_{\text{PV}} = \frac{1}{\sqrt{2\bar{\Lambda} \left[\tau_{\text{A}} \left(1 - e^{-\frac{\tau'_{\text{max}}}{\tau_{\text{A}}}} \right) + q_{\tau} \tau_{\text{B}} \left(1 - e^{-\frac{\tau'_{\text{max}}}{\tau_{\text{B}}}} \right) \right]}}. \quad (6.19)$$

Auf die geeignete Wahl von $\Gamma_{\text{D}, \bar{k}_i}$ wird in Abschnitt 6.3 in Zusammenhang mit der Modellierung des langsamen Schwunds eingegangen.

Aufgrund der eher geringen Aussagekraft des deterministischen Wellenausbreitungsmodells und fehlender Messungen hinsichtlich möglicher Korrelationen zwischen den Matrixelementen in (6.5) wird dieser Effekt im Modell bisher nicht berücksichtigt. Durch Festlegung einer Kovarianzmatrix \mathbf{R}_{U} könnten allerdings mit Hilfe einer Cholesky-Zerlegung (siehe Abschnitt 6.3) Korrelationen zwischen den Matrixelementen $\underline{U}_{\vartheta\vartheta, i, \bar{k}_i}$, $\underline{U}_{\vartheta\psi, i, \bar{k}_i}$, $\underline{U}_{\psi\vartheta, i, \bar{k}_i}$ und $\underline{U}_{\psi\psi, i, \bar{k}_i}$ der unterschiedlichen Polarisierungen eingeführt werden.

6.1.3 Sende- und Empfangsrichtungen neuer Pfade

Wie schon erwähnt (siehe Kapitel 4), sollen auch die Sende- und Empfangsrichtungen neuer Pfade aus Wahrscheinlichkeitsverteilungen bestimmt werden. Dazu wird die aus physikalischer Sicht offensichtliche Annahme getroffen, daß der Erwartungswert der Leistung eines Pfades zwar von der Verzögerungszeit, aber nicht von der Sende- oder Empfangsrichtung abhängt. Die Auftrittswahrscheinlichkeit der Pfade dagegen ist richtungsunabhängig. Die normierte mittlere Leistungsverteilung der Summe der Pfade über der Richtung ist damit proportional zu deren Auftrittswahrscheinlichkeit. Zusätzlich kann noch die Reziprozität des Funkkanals sowie die spezielle Eigenschaft des Gebäudefunkkanals genutzt werden, daß an beiden Funkstationen im Mittel gleiche Richtungsverteilungen zu erwarten sind. Bei der Bestimmung der Leistungsverteilung über der Richtung werden deshalb immer die beiden Verteilungen an Sender und Empfänger gemittelt. In Bild 6.7 und Bild 6.8 sind die normierten, über der relativen Verzögerungszeit τ' integrierten Leistungsverteilungen über den beiden Winkeln ϑ und ψ bezogen auf das globale kartesische Koordinatensystem für zwei verschiedene Gebäude aufgetragen. Bedenkt man, daß diese Verteilung auch von der relativen Verzögerungszeit abhängen kann, so wird klar, daß durch den bereits im vorangegangenen Kapitel beschriebenen Leistungsverlauf über

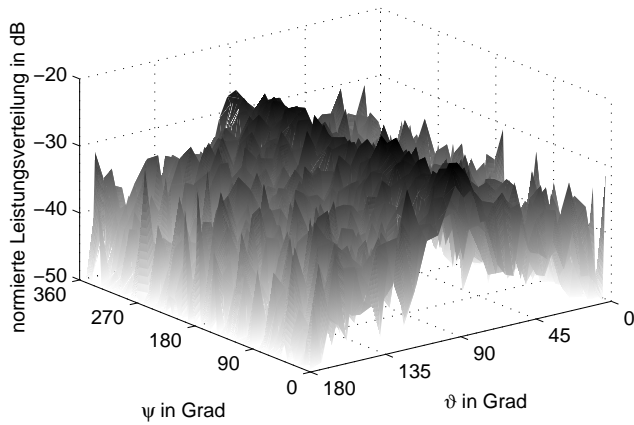


Bild 6.7: Normierter, über τ' integrierter Übertragungsfaktor über ϑ und ψ bezogen auf das globale kartesische Koordinatensystem (deterministische Simulation im IHE-Gebäude, 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

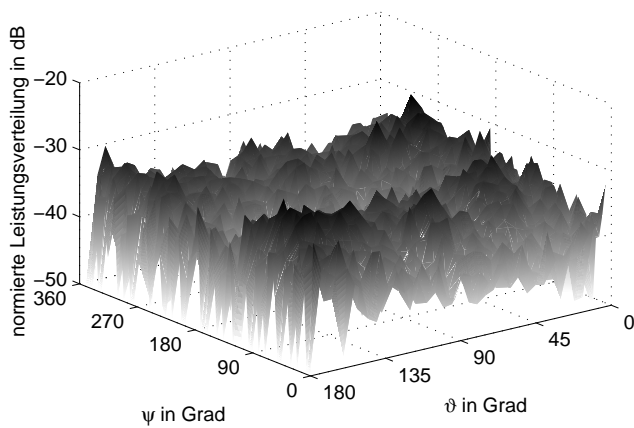


Bild 6.8: Normierter, über τ' integrierter Übertragungsfaktor über ϑ und ψ bezogen auf das globale kartesische Koordinatensystem (deterministische Simulation im NOKIA-Gebäude, 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

der Verzögerungszeit bei der Integration über τ' nur die Verteilung für kleine τ' eine Rolle spielt. Das ist allerdings für die folgenden Betrachtungen gerade von Vorteil. Aus einer einfachen Überlegung läßt sich schließen, daß bei sehr kurzen Verzögerungszeiten Pfade am Empfänger fast ausschließlich aus der Richtung des Senders zu erwarten sind, wogegen zu größeren Verzögerungszeiten eher alle Richtungen gleichberechtigt werden. Dies erklärt den deutlichen Unterschied der Verteilungen in Bild 6.7 und Bild 6.8, da es sich bei dem IHE-Gebäude um einen langgestreckten Bau handelt, wogegen das NOKIA-Gebäude höher und fast quadratisch ist (siehe Anhang A).

In dem neuen stochastischen Kanalmodell werden wie auch in [Mar96, SRJJ97b] Sende- und Empfangsrichtung durch eine Koordinatentransformation auf die Verbindungslinie zwischen Sender und Empfänger bezogen. ϑ' beschreibt den Winkel gegen die Verbindungslinie zwischen Sender und Empfänger und ψ' die Verdrehung um diese Achse. Die Bilder 6.9 und 6.10 zeigen die normierten, über τ' integrierten Leistungsverteilungen über den beiden Winkeln ϑ' und ψ' in diesem lokalen Koordinatensystem. Auf eine Darstellung des Formalismus zur Durchführung dieser Koordinatentransformation wird hier verzichtet, da dies in [BS85, Kapitel 2] nachgeschlagen werden kann.

Auftrittswahrscheinlichkeit des Winkels ϑ'

In Bild 6.11 ist der normierte mittlere Übertragungsfaktor ohne Sichtverbindungspfad über der relativen Verzögerungszeit und dem Winkel ϑ' aufgetragen. Im Gegensatz zu den Ergebnissen in den Bildern 6.7–6.10 wurde hier für jedes Verzögerungszeitintervall einzeln normiert, da der Leistungsverlauf über der relativen Verzögerungszeit bereits modelliert ist (siehe Abschnitt 6.1.1). Wie erwartet, zeigt sich eine deutliche Abhängigkeit der ϑ' -Verteilung von der relativen Verzögerungszeit τ' . Hier zeigt sich wieder ein wesentlicher Vorteil der Zuhilfenahme von deterministischen Ausbreitungsrechnungen zur Bestimmung der Verteilungsfunktionen des neuen Modells, denn in [SRJJ97b] wurde dieser Zusammenhang aufgrund der zu geringen Stichprobengröße nicht erkannt. Die Dichte kann durch

$$p_{\vartheta', \bar{k}_i}(\vartheta'_{i, \bar{k}_i}) = e^{-\frac{\tau'_{i, \bar{k}_i}}{\tau_{\vartheta'}}} \frac{e^{-\frac{\vartheta'_{i, \bar{k}_i}}{\vartheta_A}}}{\vartheta_A \left(1 - e^{-\frac{\tau'_{i, \bar{k}_i}}{\tau_{\vartheta'}}}\right)} + \left(1 - e^{-\frac{\tau'_{i, \bar{k}_i}}{\tau_{\vartheta'}}}\right) \frac{\sin \vartheta'_{i, \bar{k}_i}}{2} \quad (6.20)$$

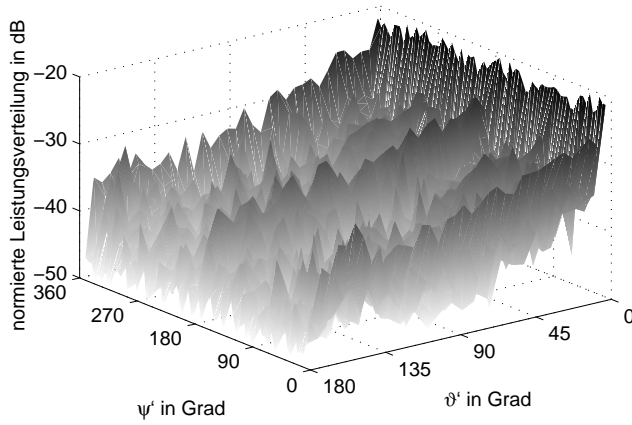


Bild 6.9: Normierter, über τ' integrierter Übertragungsfaktor über ϑ' und ψ' im lokalen Koordinatensystem (deterministische Simulation im IHE-Gebäude, 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

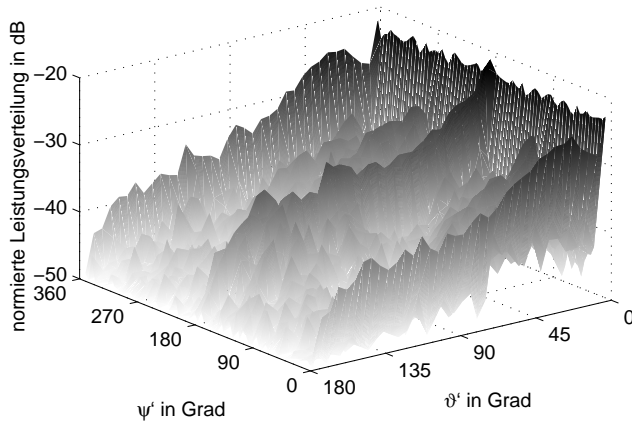


Bild 6.10: Normierter, über τ' integrierter Übertragungsfaktor über ϑ' und ψ' im lokalen Koordinatensystem (deterministische Simulation im NOKIA-Gebäude, 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

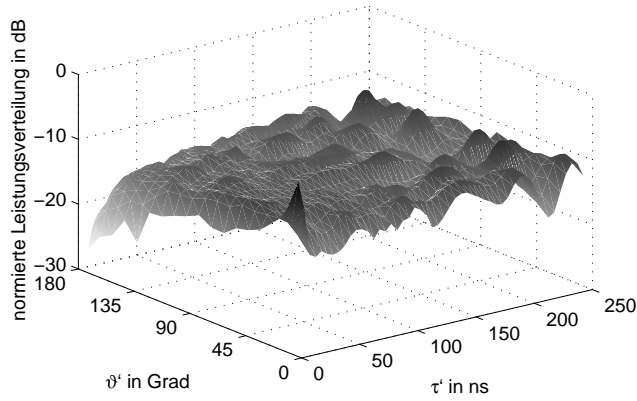


Bild 6.11: Normierter mittlerer Übertragungsfaktor ohne Sichtverbindungspfad über der relativen Verzögerungszeit τ' und dem Winkel ϑ' (deterministische Simulation im IHE-Gebäude, 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

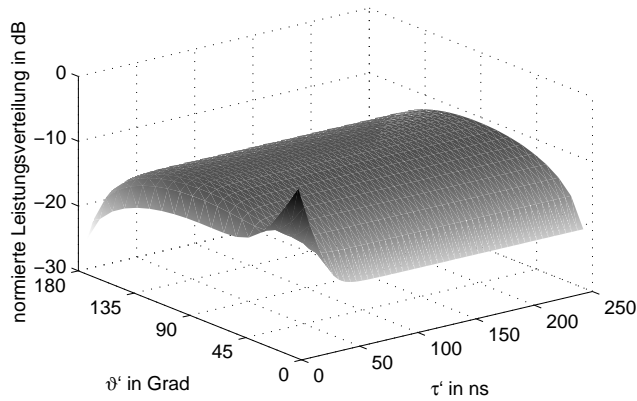


Bild 6.12: Normierter mittlerer Übertragungsfaktor ohne Sichtverbindungspfad über der relativen Verzögerungszeit τ' und dem Winkel ϑ' (stochastisches Modell für IHE-Gebäude, 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

mit $0 \leq \vartheta'_{i, \bar{k}_i} \leq \pi$ empirisch modelliert werden. Zum Vergleich mit dem Ergebnis des deterministischen Modells in Bild 6.11 ist in Bild 6.12 die

im Modell verwendete Verteilung (6.20) dargestellt. Der erste Summand in (6.20) dominiert bei kleinen relativen Verzögerungszeiten τ' und beschreibt eine Laplace-Verteilung. Für große relative Verzögerungszeiten τ' prägt der zweite Summand die Gesamtverteilung des Winkels ϑ' mit einer Sinusverteilung. Die Sinusverteilung wurde trotz des nicht ganz übereinstimmenden Ergebnisses in Bild 6.11 gewählt, da sie einer Gleichverteilung über dem Raumwinkel entspricht und damit aus einfacher Anschauung heraus die beste Variante darstellt. Eine ähnlich gute Übereinstimmung des Modells mit den Simulationsergebnissen zeigt sich auch bei den anderen untersuchten Frequenzen sowie im NOKIA-Gebäude. Die Parameter ϑ_A und τ_ϑ unterscheiden sich allerdings (siehe Anhang B.2).

In der Literatur wird speziell für städtische und ländliche Gebiete, aber auch für Gebäude die Laplace-Verteilung für den Winkel ϑ' propagiert [SRJJ97b, PMF98a, PMF+98b]. Dies liegt meist daran, daß bei Messungen die Anzahl der Stichproben nicht sehr groß und die Dynamik nicht ausreichend ist, um auch die korrekte Winkel-Verteilung bei größeren Verzögerungszeiten zu bestimmen. Bei sehr kleinen relativen Verzögerungszeiten stimmt das hier vorgeschlagene Modell (6.20) gut mit einer Laplace-Verteilung überein (siehe Bild 6.13).

Auftrittswahrscheinlichkeit des Winkels ψ'

Die Auftrittswahrscheinlichkeit des Winkels ψ' stellt sich im Gegensatz zur Auftrittswahrscheinlichkeit der Winkel ϑ' nicht nur als unabhängig vom Abstand, sondern auch von der relativen Verzögerungszeit τ' heraus (siehe Bild 6.14). Die in Bild 6.14 zu sehr großen relativen Verzögerungszeiten hin sichtbare Abweichung von dieser Tatsache kann unberücksichtigt bleiben, da sehr spät eintreffende Pfade in der Regel sehr schwach sind. Auch hier wurde, im Gegensatz zu den in den Bildern 6.7–6.10 gezeigten Ergebnissen, für jedes Verzögerungszeitintervall einzeln normiert. Dies ist zur Bestimmung der Verteilung des Winkels ψ' sinnvoll, da – aufgrund ihrer Unabhängigkeit von τ' – im folgenden über der Verzögerungszeit gemittelt wird. Ohne die vorangegangene Normierung würden nur Pfade mit sehr kleinen Verzögerungszeiten berücksichtigt, wobei gerade bei kleinen Verzögerungszeiten die Pfadrichtung fast immer sehr nahe an der Verbindungslinie zwischen Sender und Empfänger liegt (6.20) und damit die Verteilung des Winkels ψ' dort keine große Rolle spielt. Daraus folgt auch, daß die

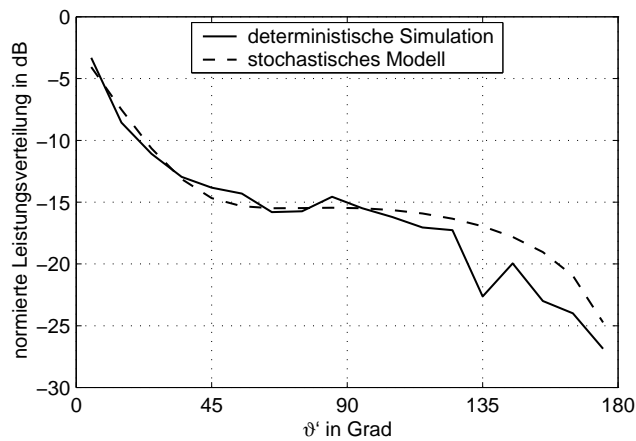


Bild 6.13: Normierter mittlerer Übertragungsfaktor ohne Sichtverbindungspfad integriert über der relativen Verzögerungszeit von 0 bis 5ns als Funktion des Winkels ϑ' (Vergleich zwischen deterministischer Simulation und stochastischem Modell im IHE-Gebäude, 2.5GHz)

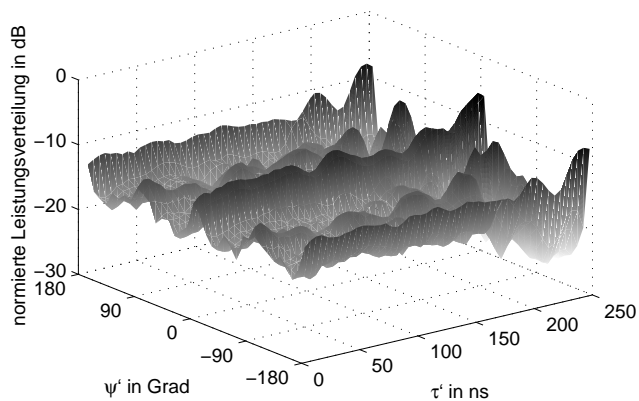


Bild 6.14: Normierter mittlerer Übertragungsfaktor ohne Sichtverbindungspfad über der relativen Verzögerungszeit und dem Winkel ψ' (deterministische Simulation im IHE-Gebäude, 2.5GHz)

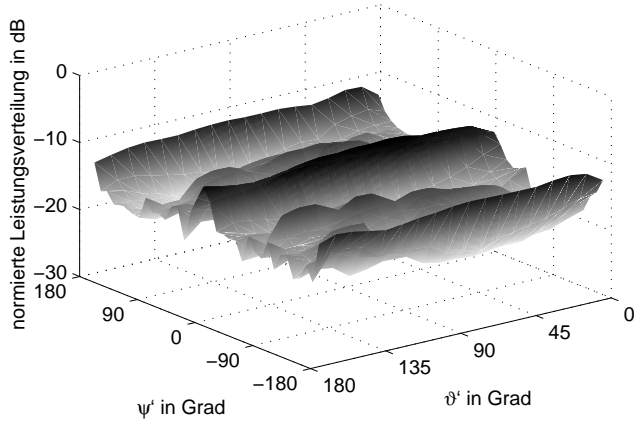


Bild 6.15: Normierter mittlerer Übertragungsfaktor ohne Sichtverbindungspfad über den Winkeln ϑ' und ψ' (deterministische Simulation im IHE-Gebäude, 2.5GHz)

Auftrittswahrscheinlichkeit des Winkels ψ' unabhängig von ϑ' sein muß. Das kann auch sehr gut an dem normierten mittleren Übertragungsfaktor über den Winkeln ϑ' und ψ' erkannt werden (siehe Bild 6.15), wobei im Gegensatz zu Bild 6.9 wieder für jedes Verzögerungszeitintervall einzeln normiert wurde. Auch hier ist die Auftrittswahrscheinlichkeit proportional zur Verteilung des normierten mittleren Übertragungsfaktors.

Betrachtet man das Ergebnis der Simulationen mit dem deterministischen Wellenausbreitungsmodell, so beschreibt eine Kombination aus vier Laplace-Verteilungen

$$\begin{aligned}
 p_{\psi'_i, \bar{k}_i}(\psi'_i, \bar{k}_i) &= P_{\psi_A} \frac{e^{-\frac{\Delta_0(\psi'_i, \bar{k}_i)}{\psi_A}} + e^{-\frac{\Delta_2(\psi'_i, \bar{k}_i)}{\psi_A}}}{2\psi_A \left(1 - e^{-\frac{\pi}{\psi_A}}\right)} \\
 &+ (1 - P_{\psi_A}) \frac{e^{-\frac{\Delta_1(\psi'_i, \bar{k}_i)}{\psi_B}} + e^{-\frac{\Delta_3(\psi'_i, \bar{k}_i)}{\psi_B}}}{2\psi_B \left(1 - e^{-\frac{\pi}{\psi_B}}\right)} \quad (6.21)
 \end{aligned}$$

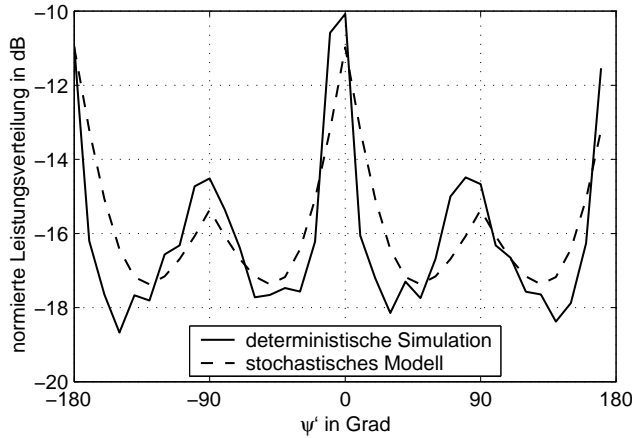


Bild 6.16: Normierter mittlerer Übertragungsfaktor ohne Sichtverbindungsfad über dem Winkel ψ' (Vergleich zwischen deterministischer Simulation und stochastischem Modell im IHE-Gebäude, 2.5GHz)

mit

$$\Delta_\ell(\psi) = \min \left\{ \left| \psi - \ell \frac{\pi}{2} \right|, \left| \psi - \ell \frac{\pi}{2} + 2\pi \right| \right\} \quad \ell = 0 \dots 3 \quad (6.22)$$

und $-\pi \leq \psi'_{i,\bar{k}_i} < \pi$ am besten den Verlauf der Kurve (siehe Bild 6.16). Die Bevorzugung der Winkel $\psi' = 0$ und $\psi' = \pm\pi$ sowie $\psi' = \pm\frac{\pi}{2}$ läßt sich durch Reflexionen an den horizontalen Decken und Böden bzw. an den vertikalen Wänden erklären.

Da die Modellierung der Winkel ψ' einen eher geringen Einfluß in Simulationen mit dem Modell hat, und außerdem das Fehlen von Mobiliar und ähnlichem bei den Simulationen mit dem deterministischen Wellenausbreitungsmodell eine Überbewertung dieser Bevorzugung vermuten läßt, sollte die Verwendung einer Gleichverteilung nach

$$p_{\psi'_{i,\bar{k}_i}}(\psi'_{i,\bar{k}_i}) = \frac{1}{2\pi} \quad -\pi \leq \psi'_{i,\bar{k}_i} < \pi \quad (6.23)$$

im allgemeinen ausreichen. In [Fis97] wurde zusätzlich eine Abhängigkeit der Auftrittswahrscheinlichkeit des Winkels ψ' von der Elevation der Verbindung von Sender und Empfänger beobachtet und modelliert. Weitere

durchgeführte, aufwendigere Simulationen konnten diesen Effekt allerdings nicht deutlich bestätigen, so daß hier auf dessen Berücksichtigung verzichtet wird.

6.2 Vererbung der Pfadeigenschaften

Um die Vererbung der Pfadeigenschaften zu beschreiben, könnten Wahrscheinlichkeitsverteilungen für deren Änderungen bestimmt werden [Fis97]. Weitaus einfacher und auch physikalisch sinnvoller ist hierbei allerdings die Einführung von *Streuern*. Es sollte angemerkt werden, daß der Begriff *Streuer* hier nicht wie in der physikalisch korrekten Modellierung der Ausbreitung üblich [GW98, Kapitel 2.10] verwendet wird. Aus den Sendebzw. Empfangsrichtungen neuer Pfade werden stochastisch Positionen des ersten Streuers nach dem Sender bzw. des letzten Streuers vor dem Empfänger ermittelt. Diese beiden Streuer werden nachfolgend zur Bestimmung der Abweichung von Verzögerungszeit und Richtung benötigt. Für einen Pfad, der ausschließlich Transmissionen und spiegelnde Reflexionen erfährt, wird als erster bzw. letzter *Streuer* der gespiegelte Empfänger bzw. Sender verwendet. Erfährt der Pfad allerdings eine Streuung, so wäre der Punkt dieses Streuprozesses der gesuchte Ort. Im folgenden soll dies stochastisch modelliert werden.

In Ermangelung genauer Informationen wird eine möglichst einfache Verteilung zur Bestimmung des Abstandes zu den Streuern vorgeschlagen:

$$p_{d_{\text{ST},i,\bar{k}_i}}(d_{\text{ST},i,\bar{k}_i}) = \frac{2c_0^2 \cdot d_{\text{ST},i,\bar{k}_i}}{\tau_{i,\bar{k}_i}^2} \quad \text{mit } 0 < d_{\text{ST},i,\bar{k}_i} \leq \frac{\tau_{i,\bar{k}_i}}{c_0}, \quad (6.24)$$

$$p_{d_{\text{SR},i,\bar{k}_i}}(d_{\text{SR},i,\bar{k}_i}) = \frac{2c_0^2 \cdot d_{\text{SR},i,\bar{k}_i}}{\tau_{i,\bar{k}_i}^2} \quad \text{mit } 0 < d_{\text{SR},i,\bar{k}_i} \leq \frac{\tau_{i,\bar{k}_i}}{c_0}. \quad (6.25)$$

Eine linear steigende Verteilung erscheint weitaus vernünftiger als eine Gleichverteilung, da innerhalb von Gebäuden durch die meist ebenen Oberflächen sehr häufig spiegelnde Reflexionen stattfinden und damit die Wegstrecke zum letzten Streuer oft gleich der zum Sender bzw. Empfänger ist. Mit den Richtungen der Pfade $\Omega_{\text{T},i,\bar{k}_i}$ und $\Omega_{\text{R},i,\bar{k}_i}$ und (2.26) können die

Positionen der Streuer angegeben werden:

$$\vec{q}_{T,i,\bar{k}_i} = \vec{x}_{T,\bar{k}_i} + d_{ST,i,\bar{k}_i} \cdot \hat{d}(\Omega_{T,i,\bar{k}_i}), \quad (6.26)$$

$$\vec{q}_{R,i,\bar{k}_i} = \vec{x}_{R,\bar{k}_i} + d_{SR,i,\bar{k}_i} \cdot \hat{d}(\Omega_{R,i,\bar{k}_i}). \quad (6.27)$$

Die Abstände der Streuer von Sender und Empfänger werden als statistisch unabhängig voneinander angenommen. Für die Vererbung dieser Streuerpositionen, d.h. die Bestimmung von $\vec{q}_{T,i,k}$ und $\vec{q}_{R,i,k}$, kann nun der gleiche Weggenerator wie für die Funkstationen (siehe Kapitel 4) verwendet werden. Die Wahrscheinlichkeit P_F entscheidet darüber, ob es sich um einen bewegten Streuer handelt oder ob die Streuerposition aus (6.26) bzw. (6.27) über der gesamten Lebensdauer des Pfades konstant bleibt. Im Falle eines bewegten Streuers gibt v_F die Geschwindigkeit des Streuers vor (siehe Abschnitt 5.1). Nachfolgend wird nun die Vererbung der Pfadigenschaften anhand der Streuerpositionen $\vec{q}_{T,i,k}$ und $\vec{q}_{R,i,k}$ vorgestellt.

Folgerichtig werden durch diese Methode der Vererbung die in Abschnitt 6.1 vorgestellten Wahrscheinlichkeitsverteilungen abhängig von Lebensdauer und Abstand zwischen Sender und Empfänger verfälscht. Für die hier vorgestellte Methode spricht allerdings, daß es zum einen keine durchführbare Alternative gibt und daß zum anderen Simulationen mit den Parametern aus Anhang B zu einer eher geringen Verfälschung geführt haben.

6.2.1 Vererbung der Verzögerungszeiten

Aus den Positionen von Sender $\vec{x}_{T,k}$ und Empfänger $\vec{x}_{R,k}$, sowie der Streuer $\vec{q}_{T,i,k}$ und $\vec{q}_{R,i,k}$ kann direkt die Verzögerungszeit

$$\tau_{i,k} = \tau_{i,\bar{k}_i} + \Delta\tau_{T,i,k} + \Delta\tau_{R,i,k} \quad (6.28)$$

mit

$$\Delta\tau_{T,i,k} = \frac{|\vec{q}_{T,i,k} - \vec{x}_{T,k}| - |\vec{q}_{T,i,\bar{k}_i} - \vec{x}_{T,\bar{k}_i}|}{c_0} \quad (6.29)$$

und

$$\Delta\tau_{R,i,k} = \frac{|\vec{q}_{R,i,k} - \vec{x}_{R,k}| - |\vec{q}_{R,i,\bar{k}_i} - \vec{x}_{R,\bar{k}_i}|}{c_0} \quad (6.30)$$

berechnet werden. Da schon die Positionen der Streuer stochastisch bestimmt werden, kann die Änderung der Wegstrecke zwischen den beiden Streuern unberücksichtigt bleiben.

6.2.2 Vererbung der Transfermatrizen

Da langsamer Schwund durch das Entstehen und Verschwinden der Mehrwegepfade entsteht, und auch schneller Schwund, wie bereits in Abschnitt 4.2.1 diskutiert, für einzelne Pfade nicht modelliert werden muß, bleiben die Transfermatrizen konstant, d.h.

$$\underline{\mathbf{F}}_{i,k} \approx \underline{\mathbf{F}}_{i,\bar{k}_i}. \quad (6.31)$$

Falls doch Pfadbündel (siehe Abschnitt 4.2.1) modelliert werden sollten, kann der schnelle Schwund der Amplitude des einzelnen Pfadbündels $\underline{\mathbf{F}}_{i,k}$ sehr leicht durch zwei unkorrelierte Normalverteilungen in (6.9) erfaßt werden, die allerdings über der Zeit korreliert werden müßten [Has77, RST91] [Pap91, Kapitel 5]. Die Korrelation wäre recht hoch zu wählen, da der schnelle Schwund der Einzelpfade weitaus langsamer gegenüber der äquivalenten Strecke variiert als der schnelle Schwund des Gesamtübertragungsfaktors.

Ein Effekt, der noch in das Modell integriert werden könnte, wäre ein langsamer Anstieg bzw. Abfall des Pfadpegels bei dessen Entstehen bzw. Verschwinden. Da dies letztendlich durch eine spätere Interpolation (siehe Abschnitt 5.3.3) zwischen den zu diskreten Zeitpunkten generierten Kanalimpulsantworten ohnehin entsteht, wurde hier allerdings auf eine gesonderte Modellierung dieses Effekts verzichtet.

6.2.3 Vererbung der Richtungen

Aus den Positionen von Sender $\vec{x}_{T,k}$ und Empfänger $\vec{x}_{R,k}$, sowie der Streuer $\vec{q}_{T,i,k}$ und $\vec{q}_{R,i,k}$ kann die Senderichtung

$$\hat{d}_{T,i,k} = \frac{\vec{q}_{T,i,k} - \vec{x}_{T,k}}{|\vec{q}_{T,i,k} - \vec{x}_{T,k}|} \quad (6.32)$$

und die Empfangsrichtung

$$\hat{d}_{R,i,k} = \frac{\vec{q}_{R,i,k} - \vec{x}_{R,k}}{|\vec{q}_{R,i,k} - \vec{x}_{R,k}|} \quad (6.33)$$

des Pfades i berechnet werden.

6.3 Mittlerer Gesamtübertragungsfaktor und langsamer Schwund

Im vorliegenden Abschnitt wird die Modellierung des mittleren Gesamtübertragungsfaktors der Summe aller Pfade und des langsamen Schwunds beschrieben. Unter der Mittelung ist dabei die Eliminierung des schnellen Schwunds nach (2.30) oder (6.10) zu verstehen. Um Verwirrungen zu vermeiden und die Übersichtlichkeit zu erhöhen, wird im folgenden der mittlere Gesamtübertragungsfaktor vereinfacht mit Übertragungsfaktor bezeichnet.

Bild 6.17 zeigt den Übertragungsfaktor ohne Sichtverbindungspfad in logarithmischem Maßstab (in dB) über dem Abstand d_{TR} zwischen Sender und Empfänger. Die abstandsabhängigen arithmetischen Mittelwerte und Standardabweichungen wurden durch Zusammenfassung der Werte in 1m breiten Intervallen bestimmt. Langsamer Schwund (engl. *Slow Fading*) entsteht primär durch Abschattungen, d.h. Entstehen und Verschwinden von Mehrwegepfaden. Die großen Unterschiede der Übertragungsfaktoren bei gleichem Abstand d_{TR} rühren daher, daß gerade in Gebäuden in manchen Bereichen weitaus mehr oder stärker dämpfende Wände oder Decken zwischen Sender und Empfänger liegen oder daß keine Reflexionen an Nachbargebäuden möglich sind. Der langsame Schwund kann sehr gut mit einer

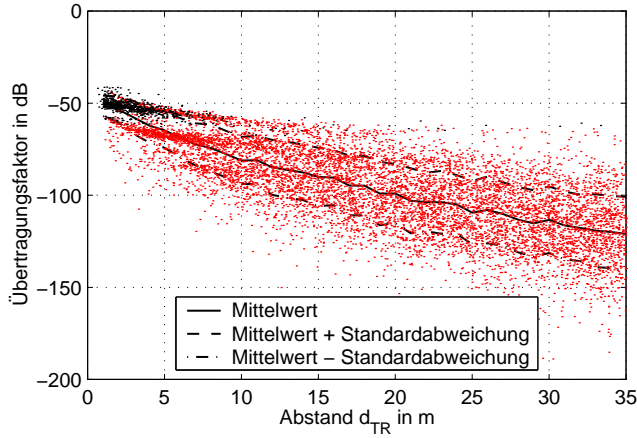


Bild 6.17: Übertragungsfaktor ohne Sichtverbindungs-pfad in dB über dem Abstand d_{TR} zwischen Sender und Empfänger (deterministische Simulation im IHE-Gebäude, 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

Lognormalverteilung, d.h. einer Normalverteilung im logarithmischen Maßstab (in dB) beschrieben werden [Jak74] [Rap96, Kapitel 3] [GW98, Kapitel 3]. Im Gegensatz zu herkömmlichen Untersuchungen des Schwunds, die alle Pfade umfassen, muß in dem neuen stochastischen Kanalmodell der langsame Schwund für den Fall der Überlagerung der Mehrwegpfade ohne den Sichtverbindungs-pfad modelliert werden. Simulationen mit dem deterministischen Wellenausbreitungsmodell zeigen, daß auch der Übertragungsfaktor ohne Sichtverbindungs-pfad lognormalverteilt ist (siehe Bild 6.18). Da fast alle Messungen der Übertragungsdämpfung mit vertikal polarisierten Antennen mit möglichst isotroper Richtcharakteristik durchgeführt werden (siehe Abschnitt 6.1.2), wird das Modell für diesen Fall parametrisiert. Zur Vereinfachung wird deshalb im folgenden der Index $\vartheta\vartheta$ häufig weggelassen. Der mittlere Gesamtübertragungsfaktor $L_{dB,k}$ in dB kann durch eine Normalverteilung mit dem Mittelwert $\mu_{SF,dB,k}$ und der Standardabweichung $\sigma_{SF,dB,k}$ beschrieben werden:

$$p_{L_{dB,k}}(L_{dB,k}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{SF,dB,k}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{L_{dB,k}-\mu_{SF,dB,k}}{\sigma_{SF,dB,k}}\right)^2}. \quad (6.34)$$

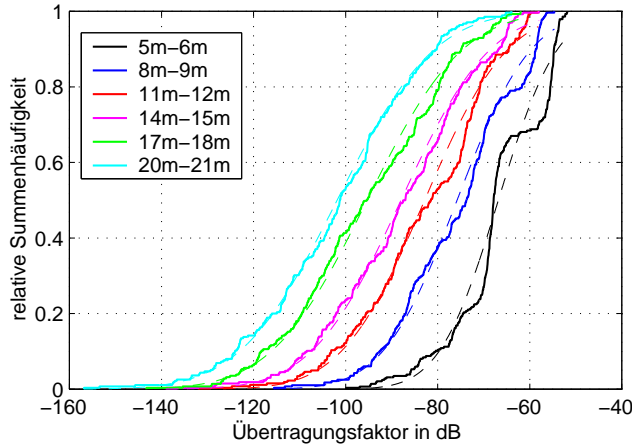


Bild 6.18: Verteilung des Übertragungsfaktors ohne Sichtverbindungs-pfad in dB in Abhängigkeit verschiedener Abstandsintervalle (gestrichelt: Lognormalverteilung) (deterministische Simulation im IHE-Gebäude, 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

Unterschiedliche Meßkampagnen in unterschiedlichen Umgebungen haben gezeigt, daß sich der Mittelwert des Übertragungsfaktors bzw. der Übertragungsdämpfung der Summe aller Pfade im logarithmischen Maßstab (in dB) durch eine Gerade beschreiben läßt, wenn man auch den Abstand zwischen Sender und Empfänger logarithmiert [KM90, LRB90, Mol91]. Dieses sogenannte Leistungs-Entfernungs-Gesetz (engl. *Log-Distance-Law*)

$$L_{LD,dB,k} = L_{LD,1m,dB} + 10 \cdot n_{LD} \cdot \log\left(\frac{1m}{d_{TR,k}}\right) \quad (6.35)$$

wird hier für den Übertragungsfaktor der Summe aller Pfade unter Ausschluß der Sichtverbindung verwendet (siehe Bild 6.19), wobei die Sichtverbindung nur bei sehr kurzen Abständen auftritt. Für diesen Bereich verliert das Leistungs-Entfernungs-Gesetz ohnehin seine Gültigkeit, da sich dort der Übertragungsfaktor in erster Näherung an der Freiraumausbreitung (engl.

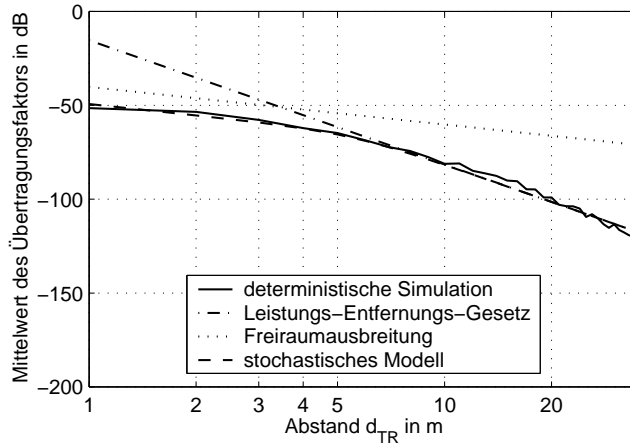


Bild 6.19: Arithmetischer Mittelwert des Übertragungsfaktors ohne Sichtverbindungspfad in dB (Vergleich zwischen deterministischer Simulation und stochastischem Modell im IHE-Gebäude, 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

Free Space Propagation):

$$L_{\text{FS,dB},k} = 20 \cdot \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{\text{TR},k}} \right) \quad (6.36)$$

orientiert (siehe Bild 6.19). Durch

$$\mu_{\text{SF,dB},k} = -10 \cdot \log \left(10^{-\frac{L_{\text{LD,dB},k}}{10}} + 10^{-\frac{L_{0,\text{dB}} + L_{\text{FS,dB},k}}{10}} \right). \quad (6.37)$$

können die beiden Funktionen elegant verbunden werden. Der zusätzlich zu bestimmende Parameter $L_{0,\text{dB}}$ wird benötigt, da in (6.37) die Summe aller Pfade außer der dominanten Sichtverbindung beschrieben wird. In Bild 6.19 ist das Modell (6.37) im Vergleich mit dem Ergebnis des deterministischen Wellenausbreitungsprogramms zu sehen.

Umfassende Simulationen mit dem deterministischen Wellenausbreitungsprogramm haben gezeigt, daß auch die Standardabweichung sehr gut durch ein Leistungs-Entfernungs-Gesetz beschrieben werden kann (siehe

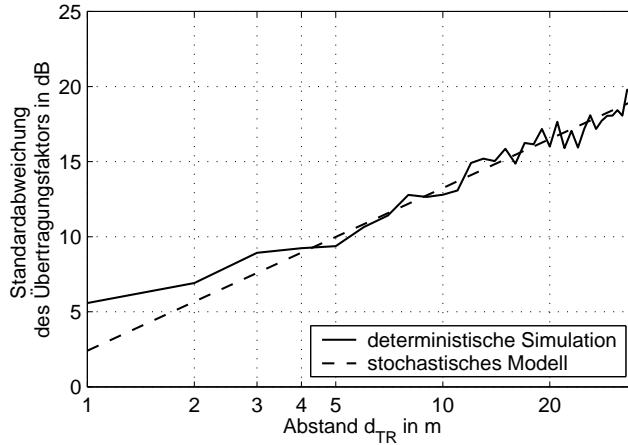


Bild 6.20: Standardabweichung des Übertragungsfaktors ohne Sichtverbindungs-
 pfad in dB (Vergleich zwischen deterministischer Simulation und sto-
 chastischem Modell im IHE-Gebäude, 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

Bild 6.20)

$$\sigma_{SF,dB,k} = \sigma_{SF,1m,dB} + 10 \cdot n_{SF} \cdot \log \left(\frac{d_{TR,k}}{1m} \right), \quad (6.38)$$

wobei hier keine Modifikation für den Bereich kurzer Abstände zwischen
 Sender und Empfänger nötig wird.

Ähnlich gute Übereinstimmung des neuen Modells mit den Ergebnissen des
 deterministischen Wellenausbreitungsprogramms wie in Bild 6.19 und 6.20
 konnten auch im NOKIA-Gebäude und bei den anderen Frequenzen beob-
 achtet werden. Die ermittelten Parameter finden sich in Anhang B.2.

Um den Schwund in die Transfermatrizen $\underline{\Gamma}_{i,k}$ zu integrieren, wurde in (6.4)
 der Faktor $\Gamma_{D,k}$ bzw. $\Gamma_{D,dB,k}$ eingeführt. Da $\Gamma_{\Sigma,\vartheta\vartheta,dB,k}$ schon einen gewis-
 sen langsamen Schwund aufweist, soll nun dessen Wahrscheinlichkeitsver-
 teilung untersucht werden. Simulationen des neuen stochastischen Modells
 zeigen, daß dieser Schwund näherungsweise lognormalverteilt ist und von
 der Pfaddichte $\bar{\Lambda}$ abhängt (siehe Bild 6.21). In Bild 6.22 und 6.23 sind
 Mittelwert $\mu_{\Sigma,dB}$ und Standardabweichung $\sigma_{\Sigma,dB}$ dieses Schwunds in dB

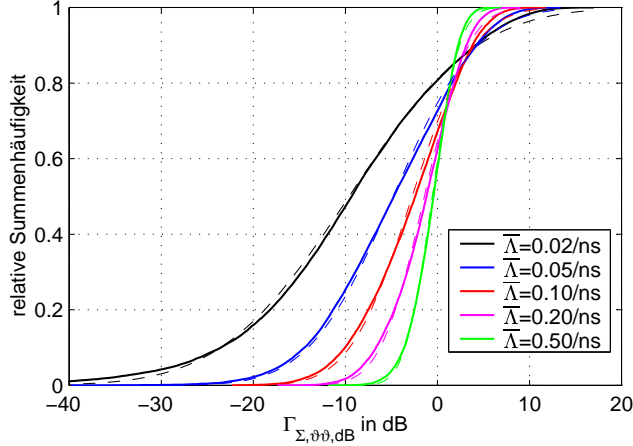


Bild 6.21: Langsamer Schwund von $\Gamma_{\Sigma,\theta\theta,\text{dB}}$ in Abhängigkeit der Pfaddichte $\bar{\Lambda}$ (gestrichelt: Lognormal-Verteilung) (Simulation mit stochastischem Modell, Parameter für IHE-Gebäude bei 2.5GHz, $PD_{\text{min,dB}} = -60\text{dB}$, $\theta\theta$ -Polarisation)

über der Pfaddichte für unterschiedliche minimale relative Pegel $PD_{\text{min,dB}}$ aufgetragen. Es läßt sich deutlich erkennen, daß $\mu_{\Sigma,\text{dB}}$ und $\sigma_{\Sigma,\text{dB}}$ unabhängig von $PD_{\text{min,dB}}$ sind. Durch Monte-Carlo-Simulation im Vorfeld der Kanalmodellierung können nun $\mu_{\Sigma,\text{dB}}$ und $\sigma_{\Sigma,\text{dB}}$ mit relativ wenig Aufwand bestimmt werden, da beide Größen unabhängig vom Abstand zwischen Sender und Empfänger sind (siehe Abschnitt 6.1.2).

Da die Summe zweier normalverteilter Zufallsgrößen wieder eine normalverteilte Zufallsgröße ergibt, kann die gewünschte Lognormal-Verteilung von $L_{\text{dB},k}$ gewährleistet werden, indem auch für $\Gamma_{\text{D,dB},k}$ eine Normalverteilung

$$p_{\Gamma_{\text{D,dB},k}}(\Gamma_{\text{D,dB},k}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\text{D,dB},k}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\Gamma_{\text{D,dB},k} - \mu_{\text{D,dB},k}}{\sigma_{\text{D,dB},k}}\right)^2} \quad (6.39)$$

mit dem Mittelwert

$$\mu_{\text{D,dB},k} = \mu_{\text{SF,dB},k} - \mu_{\Sigma,\text{dB}} \quad (6.40)$$

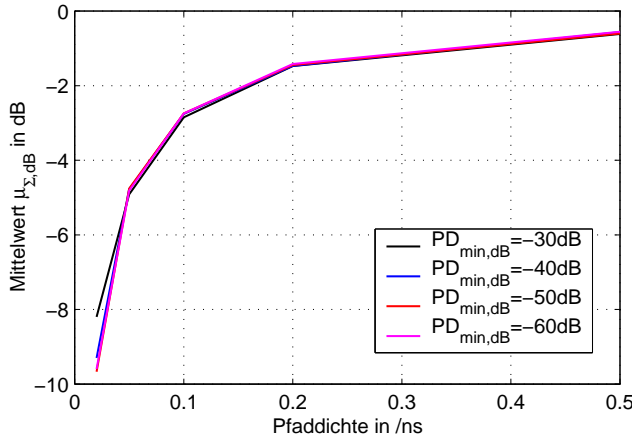


Bild 6.22: Mittelwert $\mu_{\Sigma,\text{dB}}$ des langsamen Schwunds von $\Gamma_{\Sigma,\vartheta\vartheta,\text{dB}}$ abhängig von $PD_{\text{min,dB}}$ als Funktion der Pfaddichte $\bar{\Lambda}$ (Simulation mit stochastischem Modell, Parameter für IHE-Gebäude bei 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

und der Varianz

$$\sigma_{\text{D,dB},k}^2 = \sigma_{\text{SF,dB},k}^2 - \sigma_{\Sigma,\text{dB}}^2 \tag{6.41}$$

angesetzt wird [Pap91, Kapitel 8]. An (6.41) kann man erkennen, daß eine korrekte Modellierung des langsamen Schwunds nur bis zu einem minimalen $\sigma_{\text{SF,dB},k}$ und damit nach (6.38) nur für nicht zu kleine Abstände zwischen Sender und Empfänger möglich ist. Je nach Gebäude und Frequenz ergeben sich minimale Abstände $d_{\text{TR,min}}$ von 1m–3m (siehe Anhang B.2), was keine wirkliche Einschränkung darstellt, denn für kleinere Abstände ist die Kanalmodellierung in der Regel ohnehin uninteressant.

6.3.1 Korrelation des langsamen Schwunds über der Zeit

In einem Modell wie dem hier beschriebenen, das Kanalimpulsantworten über der Zeit inklusive langsamem Schwund generiert, muß auch die kor-

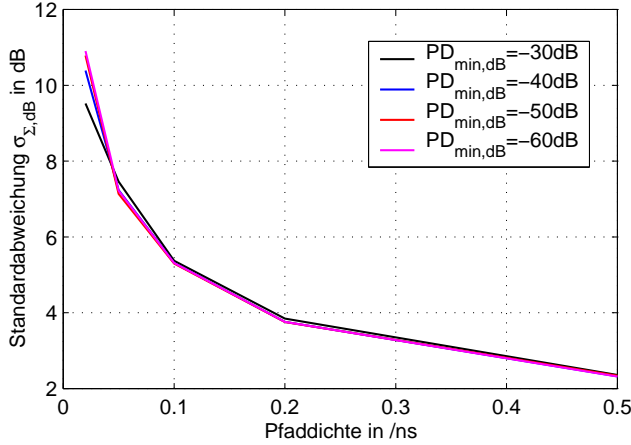


Bild 6.23: Standardabweichung $\sigma_{\Sigma, \text{dB}}$ des langsamen Schwunds von $\Gamma_{\Sigma, \vartheta \vartheta, \text{dB}}$ abhängig von $PD_{\text{min, dB}}$ als Funktion der Pfaddichte $\bar{\lambda}$ (Simulation mit stochastischem Modell, Parameter für IHE-Gebäude bei 2.5GHz, $\vartheta \vartheta$ -Polarisation)

rekte Korrelation des langsamen Schwunds über der Zeit t bzw. der äquivalenten Strecke r_P beachtet werden. Da, wie bereits erwähnt, langsamer Schwund durch das Entstehen und Verschwinden der Pfade verursacht wird (siehe Abschnitt 6.3), ist in Bild 6.24 die Autokorrelation $\rho_{\Sigma}(\delta_P)$ von $\Gamma_{\Sigma, \vartheta \vartheta, \text{dB}, k}$ über der Differenz δ_P der äquivalenten Strecke aufgetragen. Wie man deutlich sieht, läßt sich die Autokorrelation durch

$$\rho_{\Sigma}(\delta_P) = e^{-\frac{\delta_P}{\delta_{P, \text{cor}}}} \quad (6.42)$$

beschreiben. Die Differenzwegstrecke, bei der die Autokorrelationsfunktion des langsamen Schwunds auf $1/e$ ihres Maximalwertes abgesunken ist, soll im folgenden mit Korrelationslänge $\delta_{P, \text{cor}}$ bezeichnet werden. Wie zu erwarten, gilt für die Korrelationslänge des markierten Poisson-Prozesses

$$\delta_{P, \text{cor}} \approx E\{\delta_D\} = \frac{1}{\lambda_D} \quad (6.43)$$

unabhängig von der Pfaddichte $\bar{\lambda}$ (siehe Bild 6.25). Die Methode zur Be-

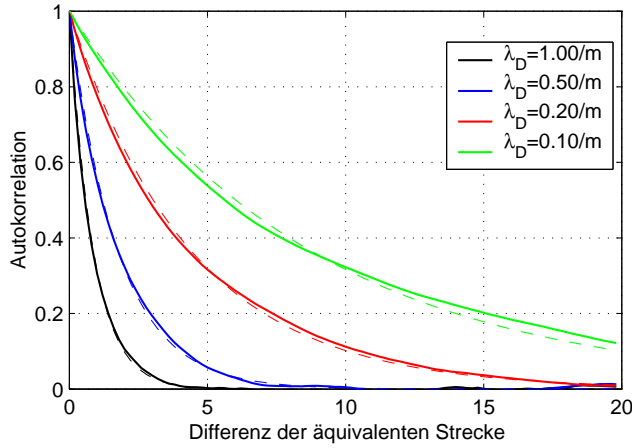


Bild 6.24: Autokorrelation $\rho_{\Sigma}(\delta_P)$ des langsamen Schwunds von $\Gamma_{\Sigma, \vartheta\vartheta, dB}$ (gestrichelt: Exponential-Funktion) (Simulation mit stochastischem Modell, Parameter für IHE-Gebäude bei 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

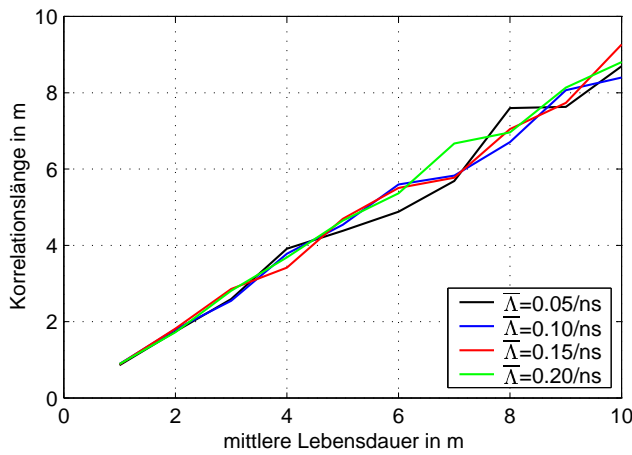


Bild 6.25: Korrelationslänge des langsamen Schwunds von $\Gamma_{\Sigma, \vartheta\vartheta, dB}$ als Funktion der mittleren Lebensdauer $1/\lambda_D$ in Abhängigkeit der mittleren Pfad-dichte $\bar{\Lambda}$ (Simulation mit stochastischem Modell, Parameter für IHE-Gebäude bei 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

stimmung der mittleren Lebensdauer wird in Abschnitt 6.5 beschrieben.

Die gleiche Korrelationslänge $\delta_{P,\text{cor}}$ wird nun auch für den gesamten langsamen Schwund angenommen. Um dies zu erreichen, müssen die Faktoren $\Gamma_{D,\text{dB},k}$ ebenfalls mit der Korrelationslänge $\delta_{P,\text{cor}}$ erzeugt werden, da die Summe der beiden Prozesse in logarithmischem Maßstab (in dB) dann einen Prozeß mit der identischen Korrelationslänge ergibt [Pap91]. Der Korrelationskoeffizient der Korrelation zwischen $\Gamma_{D,\text{dB},k}$ und $\Gamma_{D,\text{dB},k-1}$ beträgt

$$\rho_{D,k} = e^{-\frac{\delta_{P,k}}{\delta_{P,\text{cor}}}}, \quad (6.44)$$

abhängig von der Zeitdifferenz, bzw. besser von der zurückgelegten äquivalenten Strecke $\delta_{P,k}$. Um die Korrelation der über der Zeit erzeugten Faktoren $\Gamma_{D,\text{dB},k}$ zu gewährleisten, müssen aufeinander folgende Werte aus korrelierten Wahrscheinlichkeitsverteilungen generiert werden. Im Fall der Normalverteilung ist dies wieder eine Normalverteilung [Has77, RST91] [Pap91, Kapitel 6]

$$p_{\Gamma_{D,\text{dB},k}}(\Gamma_{D,\text{dB},k}|\Gamma_{D,\text{dB},k-1}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma'_{D,\text{dB},k}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\Gamma_{D,\text{dB},k} - \mu'_{D,\text{dB},k}}{\sigma'_{D,\text{dB},k}}\right)^2}, \quad (6.45)$$

mit dem Mittelwert

$$\mu'_{D,\text{dB},k} = \mu_{D,\text{dB},k} + \rho_{D,k} \frac{\sigma_{D,\text{dB},k}}{\sigma_{D,\text{dB},k-1}} (\Gamma_{D,\text{dB},k-1} - \mu_{D,\text{dB},k-1}) \quad (6.46)$$

und der Standardabweichung

$$\sigma'_{D,\text{dB},k} = \sigma_{D,\text{dB},k} \sqrt{1 - \rho_{D,k}^2}. \quad (6.47)$$

6.3.2 Korrelation des langsamen Schwunds zweier benachbarter Kanäle

Falls mehrere Funkkanäle gleichzeitig simuliert werden sollen, muß insbesondere deren Korrelation in bezug auf den mittleren Übertragungsfaktor berücksichtigt werden, da diese schon bei durchschnittlichen Abständen eine wesentliche Rolle spielt. Da die Korrelation zwischen zwei Kanälen zum jeweils gleichen Zeitpunkt t_k behandelt wird, wird der Index k der

Einfachheit halber im folgenden weggelassen. Analog zu (6.44) kann der Korrelationskoeffizient der mittleren Gesamtübertragungsfaktoren zweier Kanäle a und b angegeben werden:

$$\rho_{\text{NC},ab} = e^{-\frac{\delta_{ab}}{\delta_{\text{P},\text{cor}}}} \quad (6.48)$$

Für den *Abstand* zwischen den beiden Kanälen wird

$$\delta_{ab} = \min \{ |\vec{x}_{\text{T},a} - \vec{x}_{\text{T},b}| + |\vec{x}_{\text{R},a} - \vec{x}_{\text{R},b}|, |\vec{x}_{\text{T},a} - \vec{x}_{\text{R},b}| + |\vec{x}_{\text{R},a} - \vec{x}_{\text{T},b}| \} \quad (6.49)$$

verwendet. Wie leicht erkennbar ist, vereinfacht sich (6.49) im Falle, daß Sender oder Empfänger der beiden Funkkanäle identisch sind.

Die durch die beiden markierten Poisson-Prozesse bestimmten Größen $\Gamma_{\vartheta\vartheta,\Sigma,\text{dB},a}$ und $\Gamma_{\vartheta\vartheta,\Sigma,\text{dB},b}$ können nicht korreliert werden. Aus diesem Grund muß die Korrelation $\rho'_{\text{NC},ab}$ der beiden Faktoren $\Gamma_{\text{D},\text{dB},a}$ und $\Gamma_{\text{D},\text{dB},b}$ dementsprechend nach

$$\rho'_{\text{NC},ab} = \rho_{\text{NC},ab} \cdot \frac{\sqrt{\sigma_{\text{D},\text{dB},a}^2 + \sigma_{\Sigma,\text{dB}}^2} \cdot \sqrt{\sigma_{\text{D},\text{dB},b}^2 + \sigma_{\Sigma,\text{dB}}^2}}{\sigma_{\text{D},\text{dB},a} \cdot \sigma_{\text{D},\text{dB},b}} \quad (6.50)$$

verändert werden [Pap91, Kapitel 7]. Dadurch können allerdings keine sehr kurzen Abstände δ_{ab} zwischen zwei Kanälen modelliert werden. Weil bei sehr geringen Werten δ_{ab} eine reine Korrelation der mittleren Gesamtübertragungsfaktoren ohnehin nicht mehr ausreicht (siehe Abschnitt 4.2), spielt diese Einschränkung keine wesentliche Rolle.

Die Multiplikation einer mittelwertfreien, normalverteilten Zufallsvariablen, deren Varianz eins beträgt, mit der Standardabweichung σ und die anschließende Addition des Mittelwertes μ ergeben eine Normalverteilung mit den gewünschten Momenten μ und σ . Diese Tatsache wird im Modell zur Realisierung der Korrelation der Faktoren $\Gamma_{\text{D},\text{dB},m}$ ($m = 1 \dots M$) von M verschiedenen Funkkanälen genutzt. Die Korrelationen des langsamen Schwundes, d.h. der mittleren Gesamtübertragungsfaktoren der M Funkkanäle werden in \mathbf{R}_L zusammengefaßt. Die Matrix \mathbf{R}_L der Größe $M \times M$ ist in der Hauptdiagonalen mit eins und sonst mit der jeweiligen Korrelation $\rho'_{\text{NC},ab}$ ($a, b = 1 \dots M$) der zwei zugehörigen Kanäle besetzt. Wendet man nun die Cholesky-Zerlegung auf die Matrix \mathbf{R}_L an

$$\mathbf{R}_L = \mathbf{Q}_L^T \cdot \mathbf{Q}_L, \quad (6.51)$$

so kann aus einem mittelwertfreien Zufallsvektor \vec{v} , dessen Elemente untereinander absolut unkorreliert sind und die eine Varianz von eins aufweisen, d.h.

$$\mathbf{R}_v = \text{E} \{ \vec{v} \vec{v}^T \} = \mathbf{I}, \quad (6.52)$$

der Zufallsvektor \vec{u} mit den gewünschten Korrelationen gebildet werden:

$$\vec{u} = \mathbf{Q}_L^T \vec{v}. \quad (6.53)$$

Zum Beweis bildet man die Kovarianzmatrix von \vec{u} :

$$\mathbf{R}_u = \text{E} \{ \vec{u} \vec{u}^T \} = \mathbf{Q}_L^T \text{E} \{ \vec{v} \vec{v}^T \} \mathbf{Q}_L = \mathbf{Q}_L^T \cdot \mathbf{I} \cdot \mathbf{Q}_L = \mathbf{Q}_L^T \cdot \mathbf{Q}_L = \mathbf{R}_L. \quad (6.54)$$

Die normalverteilten Normierungsfaktoren $\Gamma_{D,dB,m}$ lassen sich aus den jeweiligen Elementen von \vec{u} durch Multiplikation mit den zugehörigen Standardabweichungen aus (6.46) und Addition der Mittelwerte aus (6.47) bestimmen. Die Korrelationen der Funkkanäle über der Zeit bleiben dabei erhalten. Mögliche Implementierungen der Cholesky-Zerlegung finden sich in [Mar87, Anhang 3.A] [PTVF95, Kapitel 2.9].

6.4 Eigenschaften des Sichtverbindungspfades

Da bei dem direkten Pfad zwischen Sender und Empfänger im LOS-Fall keine Streuprozesse auftreten und somit kein Schwund vorhanden ist, wird die Veränderung der Sichtverbindung zwischen aufeinanderfolgenden Zeitpunkten einzig und allein durch die Bewegung von Sender und Empfänger bestimmt. Damit spielt es für die Bestimmung der Parameter des Pfades keine Rolle, ob zum vorhergehenden Zeitpunkt Sichtverbindung herrschte. Mit dem Abstand zwischen Sender und Empfänger $d_{\text{TR},k}$ ergibt sich die Laufzeit

$$\tau_{0,k} = \frac{d_{\text{TR},k}}{c_0} \quad (6.55)$$

und die vollpolarimetrische Übertragungsmatrix des Sichtverbindungspfades

$$\underline{\mathbf{I}}_{0,k} = \frac{\lambda_0}{4\pi d_{\text{TR},k}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (6.56)$$

Die Sende- bzw. Empfangsrichtungen können direkt aus dem Einheitsvektor $\hat{d}_{\text{TR},k}$ (4.4), der vom Sender zum Empfänger zeigt, bestimmt werden:

$$\vartheta_{\text{T},0,k} = \arccos(\hat{e}_z \cdot \hat{d}_{\text{TR},k}), \quad (6.57)$$

$$\psi_{\text{T},0,k} = \arctan \frac{\hat{e}_y \cdot \hat{d}_{\text{TR},k}}{\hat{e}_x \cdot \hat{d}_{\text{TR},k}} + \frac{\pi}{2}(1 - \text{sign}(\hat{e}_x \cdot \hat{d}_{\text{TR},k})), \quad (6.58)$$

$$\vartheta_{\text{R},0,k} = \arccos(-\hat{e}_z \cdot \hat{d}_{\text{TR},k}) = \pi - \vartheta_{\text{T},0,k}, \quad (6.59)$$

$$\psi_{\text{R},0,k} = \arctan \frac{\hat{e}_y \cdot \hat{d}_{\text{TR},k}}{\hat{e}_x \cdot \hat{d}_{\text{TR},k}} + \frac{\pi}{2}(1 + \text{sign}(\hat{e}_x \cdot \hat{d}_{\text{TR},k})) = \psi_{\text{T},0,k} \pm \pi. \quad (6.60)$$

6.5 Bestimmung von Pfaddichte und Lebensdauer

Wie bereits in Abschnitt 5.3 erwähnt, entscheidet die Wahl der mittleren Pfadanzahl \bar{N} bzw. besser der Pfaddichte $\bar{\Lambda}$ aus (6.3) über die Variation der Kanalimpulsantworten. Demnach liegt es nahe, diesen Parameter über die Verteilungen von Impulsverbreiterung und Winkelspreizung zu bestimmen (siehe Bild 6.26 und 6.27). Man kann deutlich erkennen, daß die Variation von Impulsverbreiterung und Winkelspreizung mit abnehmender Pfaddichte $\bar{\Lambda}$ steigt. Durch wiederholte Simulation für unterschiedliche Pfaddichten, kann der optimale Wert bestimmt werden (siehe Bild 6.28). Werte für das NOKIA-Gebäude und die anderen Frequenzen sind in Anhang B.2 aufgeführt.

Als letzter unbekannter Modellparameter bleibt noch die mittlere Lebensdauer der Pfade $1/\lambda_{\text{D}}$. Um diesen Parameter zu ermitteln, werden nun ausnahmsweise die einzelnen Pfade und deren Verhalten bei einer Bewegung betrachtet. Ein einfaches Verfahren, bei dem Pfade über aufeinanderfolgende Kanalimpulsantworten verfolgt werden können [KE95], ermöglicht die Bestimmung deren Lebensdauer. Dabei wird durch Vergleich der Pfadeigenschaften sowie der Anzahl der Reflexionen und Transmissionen eines



Bild 6.26: Verteilung der Impulsspreizung (Vergleich zwischen deterministischer Simulation und stochastischem Modell im IHE-Gebäude, 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

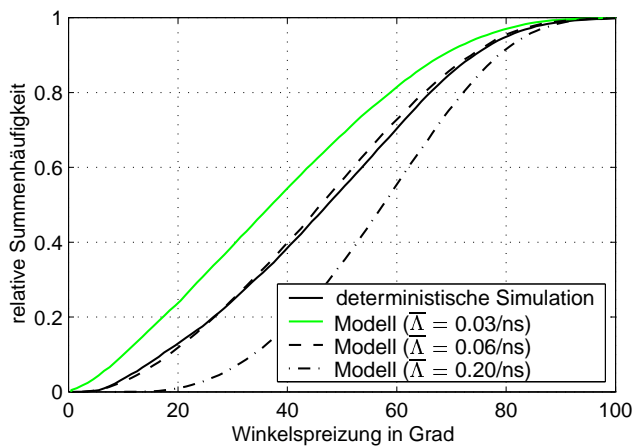


Bild 6.27: Verteilung der Winkelspreizung (Vergleich zwischen deterministischer Simulation und stochastischem Modell im IHE-Gebäude, 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

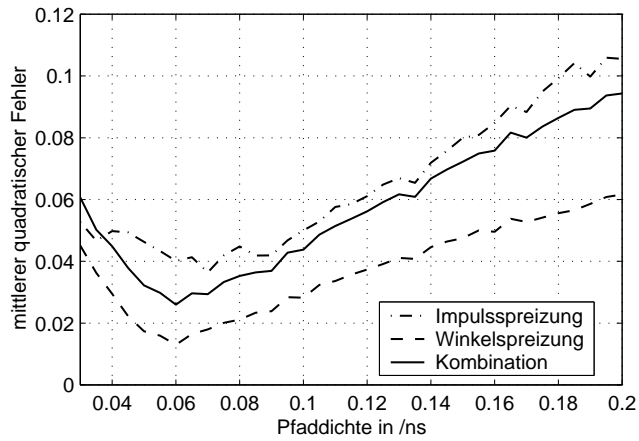


Bild 6.28: Mittlerer quadratischer Fehler über der Pfaddichte $\bar{\Lambda}$ (Vergleich zwischen deterministischer Simulation und stochastischem Modell im IHE-Gebäude, 2.5GHz, $\vartheta\vartheta$ -Polarisation)

Pfades mit den Pfaden nachfolgender Kanalimpulsantworten festgestellt, bis zu welchem Punkt der Pfad existiert. Wieder kann das deterministische Wellenausbreitungsmodell zur Simulation der Kanalimpulsantworten eingesetzt werden. In Bild 6.29 ist die relative Summenhäufigkeit der ermittelten Lebensdauer wiedergegeben. Es zeigte sich auch, daß diese Verteilung unabhängig vom Abstand zwischen Sender und Empfänger sowie von der Leistung des Pfades ist. Letzteres ist wichtig, damit diese Art der Simulation zulässig ist (siehe Abschnitt 4.2.2).

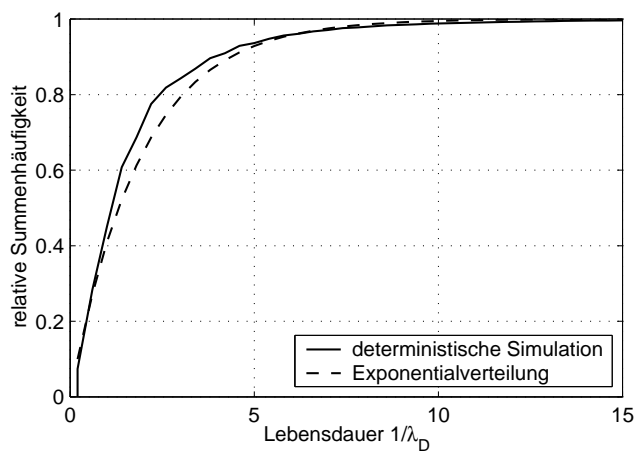


Bild 6.29: Relative Summenhäufigkeit der Lebensdauer $1/\lambda_D$ (deterministische Simulation im IHE-Gebäude, 2.5GHz)

Kapitel 7

Simulationen mit dem stochastischen Kanalmodell

In diesem Abschnitt werden einige Simulationen mit dem neuen stochastischen Modell vorgestellt, um Funktionsweise und Anwendungsmöglichkeiten zu demonstrieren. Zuvor soll allerdings noch kurz das Problem der Stichprobengröße und Reproduzierbarkeit der erzeugten Musterfunktionen diskutiert werden. Um eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-k} für einen AWGN-Kanal zu simulieren, muß mindestens die Übertragung von 10^{k+2} Bits simuliert werden [JBS92]. Bei Verwendung des neuen Kanalmodells kommt dazu als zweites Kriterium die Anzahl der generierten Kanalimpulsantworten, da deren Statistik vollständig repräsentiert sein sollte, um generell gültige Aussagen zu erhalten. Zur Generierung einer einzelnen Zufallsgröße durch einen gängigen Algorithmus [PTVF95] bei Computersimulationen wird eine Stichprobengröße von ca. 100 benötigt, um näherungsweise die gewünschte Verteilung zu erreichen. Durch die Vielzahl der in dem hier entwickelten neuen Kanalmodell implementierten Zufallsgrößen vervielfältigt sich dieser Wert drastisch. Genaue Angaben sind aufgrund der Komplexität und insbesondere auch wegen der implementierten Korrelationen nicht möglich, doch erste Simulationen zeigen, daß es sich um mehrere Zehnerpotenzen handelt. Das Problem der Stichprobengröße existiert allerdings schon bei dem weitaus einfacheren COST207-Modell [COS89]. Dort wird das Problem im allgemeinen dadurch umgangen, daß zur Simulation verschiedener Systeme identische Zeitserien von Kanalimpulsantworten verwendet werden. Dadurch ist zwar die Vergleichbarkeit gegeben, aber nicht sichergestellt, daß alle Variationen des Kanals erfaßt sind. Dies sollte durch Verwendung mehrerer unterschiedlicher Musterfunktionen sichergestellt werden.

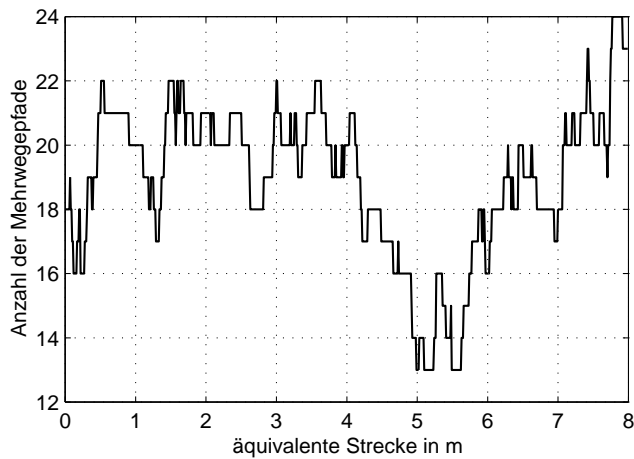


Bild 7.1: Anzahl der Mehrwegepfade über der äquivalenten Strecke (Simulationsbeispiel mit dem neuen stochastischen Modell)

7.1 Simulation der zeitvarianten Kanalimpulsantwort

Um die Funktionsweise des neuen stochastischen Kanalmodells zu demonstrieren, wird nun die Vorbeifahrt eines Senders mit einer Geschwindigkeit von 2m/s in 2.5m Abstand an einem Empfänger simuliert. Die Simulation wurde für eine Frequenz von 2.5GHz mit den zugehörigen Parametern für das IHE-Gebäude aus Anhang B durchgeführt. Die Antennen werden als isotrop und vertikal polarisiert angenommen, wobei natürlich auch beliebige Richtcharakteristiken und Antennengruppen inklusive Algorithmen verwendet werden könnten. In Bild 7.1 ist die Anzahl der Mehrwegepfade über der äquivalenten Strecke aufgetragen. Man kann sehr gut die Funktionsweise des Geburts- und Sterbeprozesses beobachten. In Bild 7.2 ist der schnelle Schwund des Übertragungsfaktors bei 2.5GHz aufgetragen. Dabei wird die Auswirkung der komplexen Überlagerung der einzelnen Mehrwegepfade deutlich. Wie schon in Abschnitt 4.2.1 erläutert, ist eine Modellierung des schnellen Schwunds der einzelnen Mehrwegekomponenten vollkommen unnötig.

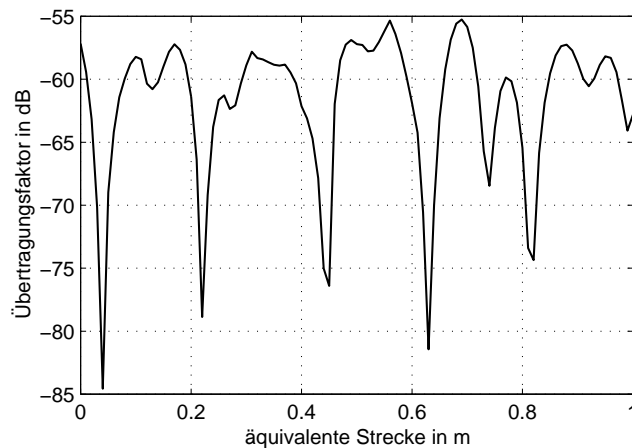


Bild 7.2: Schneller Schwund des Übertragungsfaktors bei 2.5GHz (Simulationsbeispiel mit dem neuen stochastischen Modell)

Für eine Bandbreite von 500MHz ergibt sich das Leistungs-Verzögerungsprofil über der äquivalenten Strecke, das in Bild 7.3 und Bild 7.4 in zwei verschiedenen Ansichten dargestellt ist. Man kann sehr gut erkennen, wie Pfade entstehen und wieder verschwinden. Gerade in Bild 7.4 sieht man auch deutlich die Zeitvarianz der Verzögerungszeiten der einzelnen Mehrwegekomponenten. Dadurch wird der Dopplereffekt modelliert.

7.2 Simulation einer Übertragungsstrecke

In diesem Abschnitt werden die Einsatzmöglichkeiten des Modells anhand einer einfachen digitalen Funkübertragungsstrecke demonstriert. Mittels Monte-Carlo-Simulation wurde für 70 mit dem stochastischen Modell generierte Kanalimpulsantworten die Bitfehlerhäufigkeit (BER: engl. *Bit Error Rate*) des ungeschützten Kanals für eine 2PSK-Modulation (engl. *Phase Shift Keying*) ermittelt. Auf Implementierung jeglicher Codierer, Entzerrer usw. wurde verzichtet, da hier nur die Funktionsweise des Kanalmodells und nicht die der Systemkomponenten vorgestellt werden soll. Synchronisation und Detektion wurden als optimal angenommen und Sende- bzw.

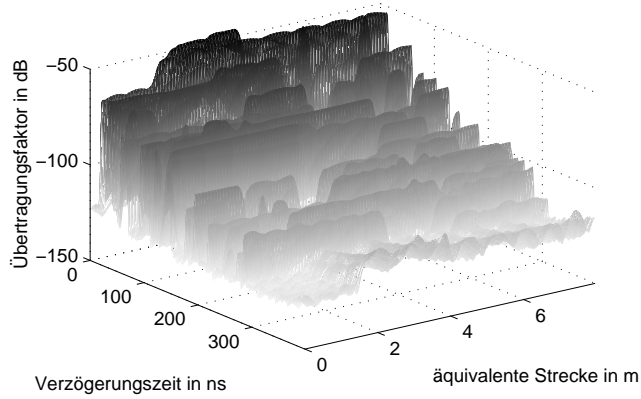


Bild 7.3: 3D-Ansicht des Leistungs-Verzögerungsprofils über der äquivalenten Strecke aufgetragen (Simulationsbeispiel mit dem neuen stochastischen Modell)

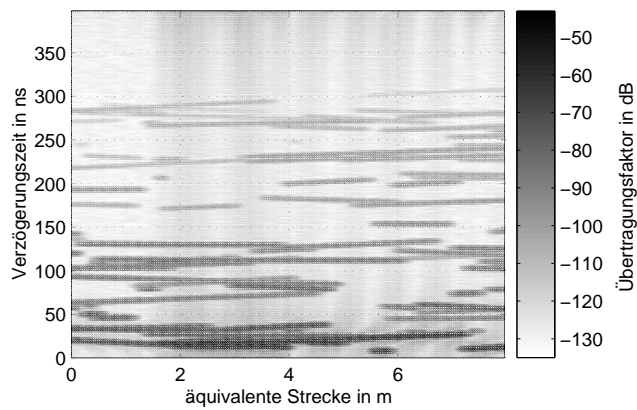


Bild 7.4: 2D-Ansicht des Leistungs-Verzögerungsprofils über der äquivalenten Strecke aufgetragen (Simulationsbeispiel mit dem neuen stochastischen Modell)

Empfangsfilter blieben unberücksichtigt. Außerdem wurde die Zeitvarianz der einzelnen Kanalimpulsantworten bei der Monte-Carlo-Simulation ver-

nachlässigt.

Das einfachste, schon in Abschnitt 4.1 erwähnte Kanalmodell ist das AWGN-Modell, bei dem ohne Berücksichtigung der Mehrwegeausbreitung weißes Gauß'sches Rauschen zum Signal addiert wird. Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit für den AWGN-Kanal kann analytisch in Abhängigkeit des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses (SNR: engl. *Signal to Noise Ratio*) am *Empfängerausgang* berechnet werden [Pro95, Kapitel 4]. Dieser Wert wird hier zum Vergleich angegeben, da er eine untere Grenze darstellt, die bei Mehrwegeausbreitung durch Intersymbolinterferenz je nach Form der Kanalimpulsantwort mehr oder weniger stark überschritten wird.

Innerhalb der Simulationen mit dem neuen Kanalmodell werden die folgenden zwei Antennensysteme untersucht. Im ersten Fall werden für Sende- und Empfangsantenne ideale ϑ -polarisierte isotrope Richtcharakteristiken angesetzt. Im zweiten Fall ist die Richtcharakteristik der Empfangsantenne ein beliebig rotierbarer, ϑ -polarisierter idealer Sektor

$$\underline{\mathbf{C}}_{\mathbf{R}}(\gamma) = \begin{pmatrix} \sigma(\alpha_0 - \gamma) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (7.1)$$

mit

$$\gamma = \arccos(\hat{e}'_x \cdot \hat{d}_{\mathbf{R}}) \quad (7.2)$$

als Winkel zwischen der momentanen Hauptstrahlrichtung \hat{e}'_x der Antenne und der Empfangsrichtung $\hat{d}_{\mathbf{R}}$. α_0 gibt den Öffnungswinkel des Sektors an und

$$HB = 2\alpha_0 \quad (7.3)$$

die Halbwertsbreite der Antenne. Der Gewinn [Bal82, Kapitel 2] der als verlustfrei angenommenen Antenne beträgt

$$G_{\mathbf{R}} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sigma(\alpha_0 - \gamma) \sin \gamma \, d\gamma \, d\varepsilon} = \frac{2}{1 - \cos \alpha_0}, \quad (7.4)$$

wobei ε die Verdrehung um die Hauptstrahlrichtung beschreibt. Für die Untersuchungen im vorliegenden Abschnitt wird eine Richtantenne nach (7.1) mit einer Halbwertsbreite von $HB = 60^\circ$ unter der Annahme optimaler Ausrichtung zum Vergleich mit der isotropen Antenne (entspricht $HB = 360^\circ$) verwendet.

Kanalimpulsantwort	$HB = 360^\circ$	$HB = 60^\circ$
A	18.75ns	15.40ns
B	8.85ns	3.26ns

Tabelle 7.1: Impulsspreizung der Beispielkanalimpulsantworten A und B für beide Antennen

Durch Simulation der Übertragung einer zufälligen Folge von $2 \cdot 10^6$ Bits wird die Bitfehlerhäufigkeit für beide Antennensysteme in Abhängigkeit des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses am *Empfängerausgang* und der Übertragungsrate ermittelt. Der Gewinn der Richtantenne $G_R = 11.74\text{dB}$ bleibt aufgrund dieser Wahl des SNR allerdings unberücksichtigt.

Die Bilder 7.5–7.8 zeigen zwei ausgewählte, mit dem stochastischen Kanalmodell (SCM: engl. *Stochastic Channel Model*) generierte Kanalimpulsantworten A und B jeweils mit isotroper und gerichteter Empfangsantenne. Man kann sehr deutlich erkennen, daß die Mehrwegeausbreitung durch die Richtwirkung von Antennen deutlich reduziert werden kann (siehe auch Tabelle 7.1). In den Bildern 7.9–7.12 sind die für die Kanalimpulsantworten A und B simulierten Bitfehlerhäufigkeiten BER über dem Signal-zu-Rausch-Verhältnis am Empfängerausgang SNR und über der Übertragungsrate R aufgezeichnet.

Die Mehrwegeausbreitung der Kanalimpulsantwort A erzeugt im Falle der isotropen Empfangsantenne bei einer Übertragungsrate von $R = 100\text{Mbit/s}$ eine so drastische Intersymbolinterferenz, daß auch eine Erhöhung der Sendeleistung keine Verbesserung der Übertragungseigenschaften bewirken kann (siehe Bild 7.9). Durch Verwendung einer adaptiven Richtantenne können hier die Übertragungsfehler drastisch verringert werden, wobei die Intersymbolinterferenz weiterhin bei hohen Datenraten dominiert (siehe Bild 7.10). Wie auch schon die geringere Impulsspreizung (siehe Tabelle 7.1) vermuten läßt, resultiert Kanalimpulsantwort B im Vergleich zu A in einer geringeren Intersymbolinterferenz und damit deutlich niedrigeren Fehlerhäufigkeit (siehe Bilder 7.11–7.12). Die Verwendung der Richtantenne unterdrückt in diesem Fall nahezu jegliche relevante Mehrwegeausbreitung (alle Mehrwegesignale sind mehr als 30dB gegenüber dem ersten Signal gedämpft), so daß fast die gleichen Werte wie für den AWGN-Kanal erreicht werden.

Bild 7.13 zeigt die Statistik der Bitfehlerhäufigkeit für alle 70 generierten Kanalimpulsantworten für eine Übertragungsrate von $R = 100\text{Mbit/s}$ und ein Signal-zu-Rausch-Verhältnis am Empfängerausgang von $SNR = 10\text{dB}$. Man erkennt deutlich, daß alleine die teilweise Unterdrückung der Mehrwegeausbreitung, auch ohne Berücksichtigung des Antennengewinns (siehe Anmerkung vorn), in den meisten Fällen zu einer deutlichen Reduktion der Fehlerhäufigkeit führt. Obwohl kein eindeutiger Zusammenhang zwischen Impulsspreizung und Bitfehlerhäufigkeit besteht (siehe Bild 7.14), läßt sich doch eine gewisse Proportionalität erkennen.

Im vorliegenden Abschnitt zeigt sich, daß mit dem neuen stochastischen Funkkanalmodell künftige Funksysteme inklusive aller Komponenten, wie z.B. Modulation, Codierung, Entzerrer, Handover sowie beliebiger Antennen und Antennengruppen, simuliert werden können. Die realistische Modellierung der Effekte des langsamen und schnellen Schwunds sowie der Zeitdispersion und Richtungsauflösung der Mehrwegekomponenten ermöglicht alle Arten von Systemsimulationen inklusive intelligenten adaptiven Antennen.

7.3 Kapazitätssteigerung durch Verwendung intelligenter Antennen

Im folgenden soll nun die mögliche Kapazitätssteigerung durch Verwendung intelligenter Antennen anhand eines einfachen Anwendungsbeispiels des neuen stochastischen Kanalmodells gezeigt werden. Dazu wird ein vereinfachtes System mit räumlichem Mehrfachzugriff (SDMA) vorgegeben. Ein mobiles Kommunikationssystem mit einem Empfänger und zwei Sendern wird wie in Bild 4.3 simuliert. Die drei Funkstationen bewegen sich stochastisch (Weggenerator siehe Abschnitt 4.2) in einem Gebiet von $20\text{m} \times 20\text{m} \times 20\text{m}$, wobei deren Geschwindigkeit keine Rolle spielt, da angenommen wird, daß sich die Empfangsantenne beliebig schnell adaptieren kann. Die Empfangsantenne besteht aus zwei beliebig rotierbaren, ϑ -polarisierten idealen Sektoren wie sie schon im vorangegangenen Abschnitt 7.2 verwendet wurden. Die Richtcharakteristiken der beiden Sendeantennen wurden als ideal ϑ -polarisiert und isotrop angesetzt.

In Bild 7.15 ist die Überschreitungshäufigkeit des kleineren der beiden Si-

gnal-zu-Interferenz-Verhältnisse SIR (engl. *Signal to Interference Ratio*) in Abhängigkeit der Halbwertsbreite für Sendeleistungen $P_{T,1} = P_{T,2} = 10\text{dBm}$ sowie äquivalente Rauschleistungen an beiden Empfängern von $P_{RN,1} = P_{RN,2} = -80\text{dBm}$ aufgetragen. Die Simulationen wurden für eine Frequenz von 2.5GHz mit den zugehörigen Parametern aus Anhang B durchgeführt. Bild 7.16 zeigt die relative Häufigkeit dafür, daß beide Signal-zu-Interferenz-Verhältnisse SIR einen Minimalwert SIR_{\min} überschritten haben. Daraus kann auch interpretiert werden, wie häufig die beiden Signale am Empfänger durch die intelligente, adaptive Antenne getrennt werden können und daß keine Unterscheidung durch Frequenz, Zeit oder Code nötig ist. Dies beschreibt im Prinzip die mögliche Kapazitätssteigerung durch Verwendung eines intelligenten, adaptiven Antennensystems.

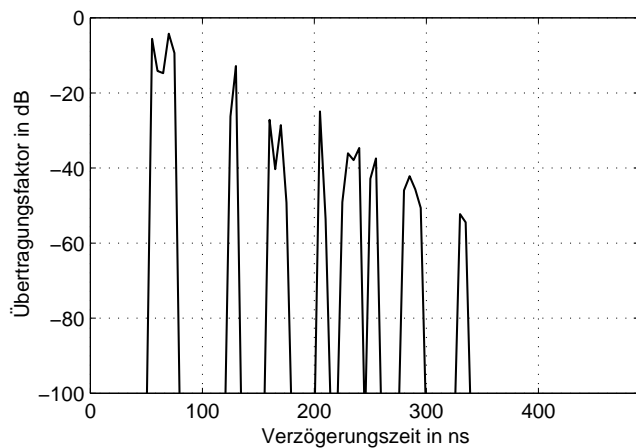


Bild 7.5: Mit dem stochastischen Modell generierte, normierte Beispielkanalimpulsantwort A bei Verwendung einer isotropen Empfangsantenne

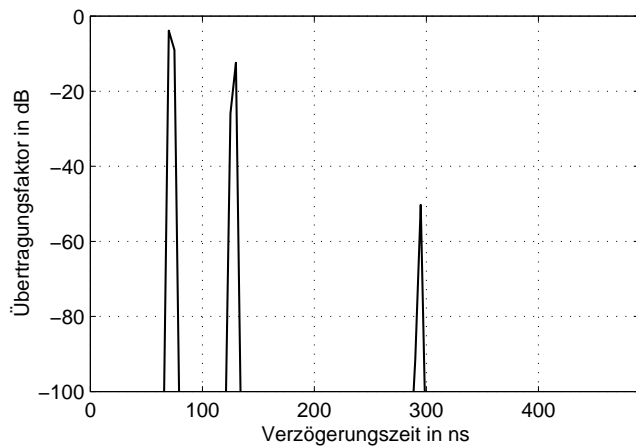


Bild 7.6: Mit dem stochastischen Modell generierte, normierte Beispielkanalimpulsantwort A bei Verwendung einer idealen Sektorantenne mit $HB = 60^\circ$ am Empfänger

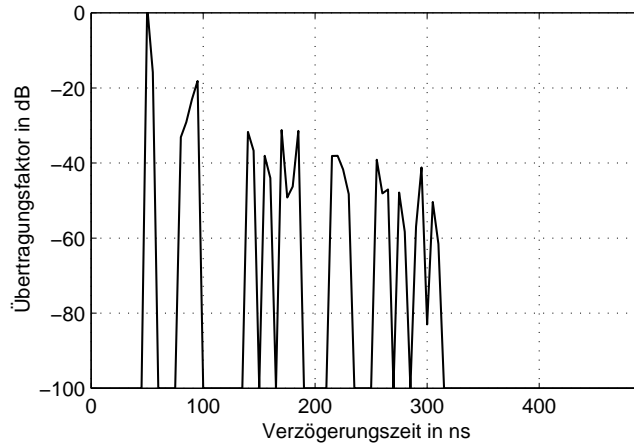


Bild 7.7: Mit dem stochastischen Modell generierte, normierte Beispielkanalimpulsantwort B bei Verwendung einer isotropen Empfangsantenne

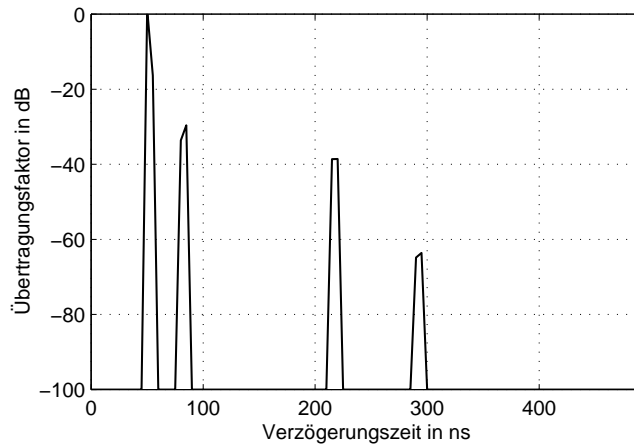


Bild 7.8: Mit dem stochastischen Modell generierte, normierte Beispielkanalimpulsantwort B bei Verwendung einer idealen Sektorantenne mit $HB = 60^\circ$ am Empfänger

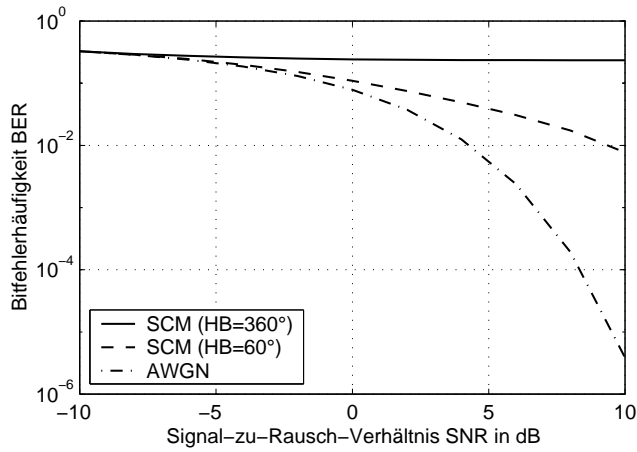


Bild 7.9: Bitfehlerhäufigkeit BER als Funktion des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses SNR für Kanalimpulsantwort A (2PSK, $R = 100\text{Mbit/s}$)

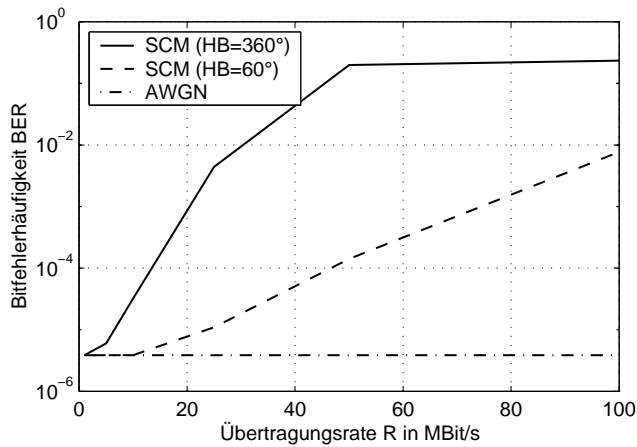


Bild 7.10: Bitfehlerhäufigkeit BER als Funktion der Übertragungsrate R für Kanalimpulsantwort A (2PSK, $SNR = 10\text{dB}$)

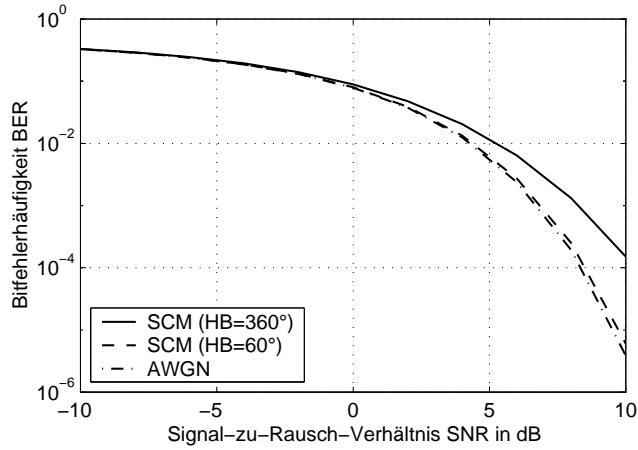


Bild 7.11: Bitfehlerhäufigkeit BER als Funktion des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses SNR für Kanalimpulsantwort B (2PSK, $R = 100\text{Mbit/s}$)

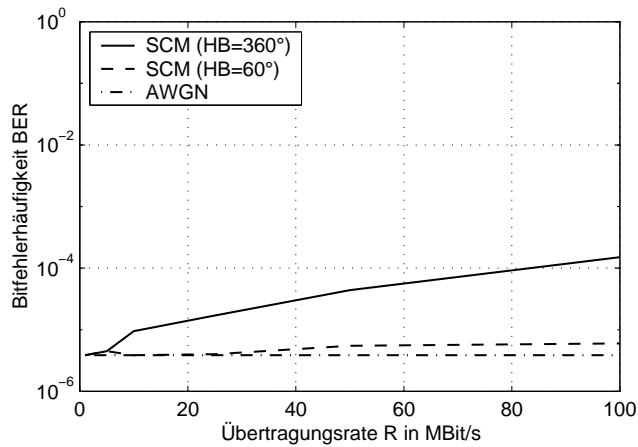


Bild 7.12: Bitfehlerhäufigkeit BER als Funktion der Übertragungsrate R für Kanalimpulsantwort B (2PSK, $SNR = 10\text{dB}$)

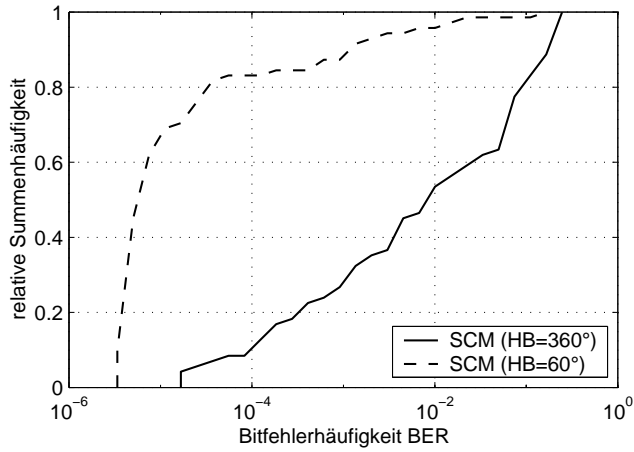


Bild 7.13: Relative Summenhäufigkeit der Bitfehlerhäufigkeit BER (2PSK, $SNR = 10\text{dB}$, $R = 100\text{Mbit/s}$)

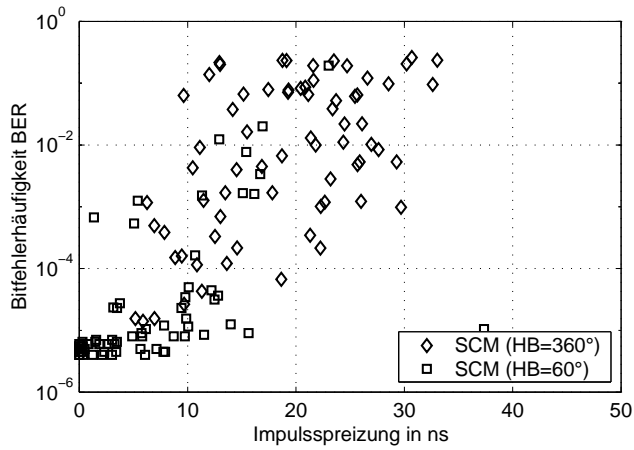


Bild 7.14: Bitfehlerhäufigkeit BER als Funktion der Impulsspreizung (2PSK, $SNR = 10\text{dB}$, $R = 100\text{Mbit/s}$)

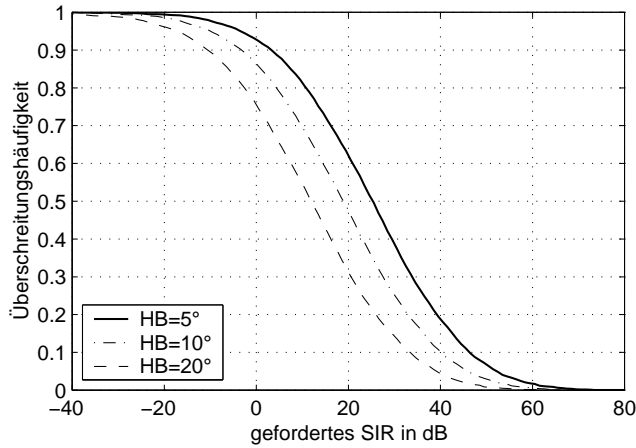


Bild 7.15: Überschreitungshäufigkeit des kleineren Signal-zu-Interferenz-Verhältnisses SIR in Abhängigkeit der Halbwertsbreite HB

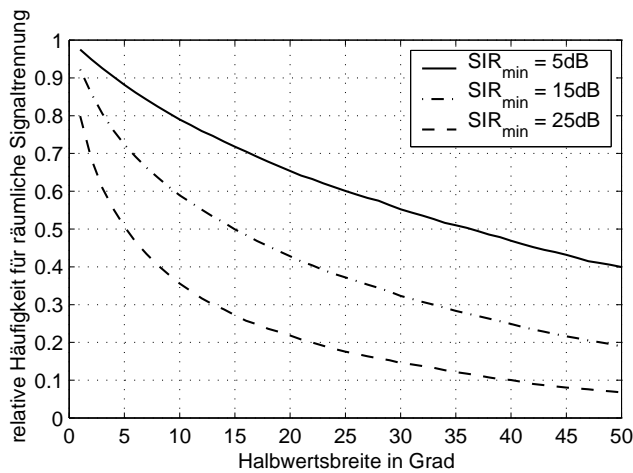


Bild 7.16: Relative Häufigkeit dafür, daß beide Signal-zu-Interferenz-Verhältnisse SIR einen Minimalwert SIR_{min} überschritten haben in Abhängigkeit der Halbwertsbreite HB

Kapitel 8

Schlußfolgerungen

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein stochastisches Modell des Gebäudefunkkanals zum Einsatz in Systemsimulationen entwickelt. Dabei wurde erstmalig zusätzlich zu Messungen ein deterministisches Wellenausbreitungsmodell zur Analyse des Kanalverhaltens und zur Parametrisierung des stochastischen Modells eingesetzt. Das neuartige Modell gibt alle relevanten Ausbreitungspfade des Gebäudefunkkanals inklusive ihrer Verzögerungszeit sowie Sende- und Empfangsrichtungen wieder. Dies ermöglicht die Simulation komplexer Funkssysteme inklusive intelligenter Antennen.

Es hat sich gezeigt, daß zeitliche und räumliche Korrelation durch Verwendung des markierten Poisson-Prozesses, eines speziellen Geburts- und Sterbeprozesses, sehr gut modelliert werden. Ein kontinuierlicher Übergang zwischen Konfigurationen mit und ohne Sichtverbindung wird durch getrennte Modellierung des Sichtverbindungspfades mit einem Markov-Prozess erreicht. Die Wahrscheinlichkeit für Sichtverbindung nimmt exponentiell über der Entfernung ab. Der Parameter dieser Kurve kann direkt aus der mittleren Raumgröße des Gebäudes abgeleitet werden. Dabei sollte allerdings auch der Grad der Füllung der Räume durch Mobiliar und ähnliches berücksichtigt werden.

Die mittlere Gesamtübertragungsdämpfung (langsamer Schwund), d.h. die Summenleistung aller Pfade, hat sich als lognormalverteilt herausgestellt. Mittelwert und Standardabweichung können durch modifizierte Leistungs-Entfernungs-Gesetze repräsentiert werden. Die Gesamtübertragungsdämpfung der vier verschiedenen Kombinationen von Sende- und Empfangspolarisationen erweisen sich untereinander als nahezu voll korreliert, d.h. der langsame Schwund kann für alle Polarisationen gemeinsam modelliert werden.

Die Pfaddichte wird über der Verzögerungszeit als konstant vorausgesetzt.

Der Leistungsverlauf der mittleren Kanalimpulsantwort über der Verzögerungszeit kann durch zwei kombinierte Exponentialfunktionen sehr gut beschrieben werden. Die Pfaddichte bzw. mittlere Anzahl der Pfade ist verantwortlich für die Variation der gerichteten Kanalimpulsantworten und kann deshalb aus den Verteilungen der Impulsverbreiterung und Winkelspreizung ermittelt werden. Ein weiterer Vorteil des neuen Modells ist, daß schneller Schwund und Doppler unmittelbar durch die Variation der Verzögerungszeiten und Phasen der Transfermatrizen entstehen.

Simulationen mit dem deterministischen Wellenausbreitungsmodell zeigen, daß der Anteil der Mehrfachreflexionen am Gesamtpegel nicht unerheblich ist (in über 60% der Fälle größer 0.5), was die Verwendung eines Ellipsenmodells, das nur Einfachreflexionen bzw. -streuungen zuläßt, zur Bestimmung der Richtungen der Ausbreitungspfade ausschließt. Sende- und Empfangsrichtungen können demnach in guter Näherung statistisch unabhängig voneinander modelliert werden. Bei der Verteilung der Richtungen spielt der Winkel zur Verbindungslinie zwischen Sender und Empfänger die wesentliche Rolle. Dieser kann für kleine relative Verzögerungszeiten gut durch eine Laplaceverteilung modelliert werden, die zu größeren relativen Verzögerungszeiten hin zu einer Sinusverteilung, d.h. einer Gleichverteilung über dem Raumwinkel, wird.

Das verwendete deterministische Wellenausbreitungsmodell erwies sich als optimale Ergänzung zu Messungen, sowohl zur Verifikation der verwendeten Verteilungsfunktionen als auch zur Bestimmung der Parameter. Dies erlaubt eine automatische Parameterextraktion für neue Umgebungen bzw. andere Frequenzen.

Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte neuartige Kanalmodell ermöglicht die Simulation digitaler, drahtloser Kommunikationssysteme inklusive Diversity und intelligenter, adaptiver Antennengruppen. Obwohl in Gebäuden eine höhere Winkelspreizung gegenüber Szenarien im Außenbereich vorherrscht, was eine räumliche Trennung von Signalen erschwert, zeigen erste Simulationen das hohe Potential von Systemen mit intelligenten, adaptiven Antennen, wie z.B. SDMA und SFIR.

Anhang A

Gebäudepläne und Meßszenarien

Dieser Arbeit wurden verschiedene Messungen aus unterschiedlichen Gebäuden zur Verifikation des verwendeten deterministischen Wellenausbreitungsmodells zugrunde gelegt. Bild A.1 zeigt das Bürogebäude des Instituts für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE). Die Außenwände und Decken bestehen aus stahlarmiertem Beton mit großen Fensterflächen, die Innenwände aus dünnerem Beton oder Mauerwerk. Türen und die an die Flure grenzenden Wände der Büros dagegen sind aus Holz. Das Gebäude ist für die oberen drei Stockwerke digitalisiert. Dies entspricht 111 Räumen mit ca. 120 Wänden pro Etage.

In Bild A.2–A.14 sind Grundrißpläne der einzelnen Stockwerke des IHE-Gebäudes inklusive der Meßkonfigurationen aus Abschnitt 3.3.1 skizziert.



Bild A.1: Bürogebäude des Instituts für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

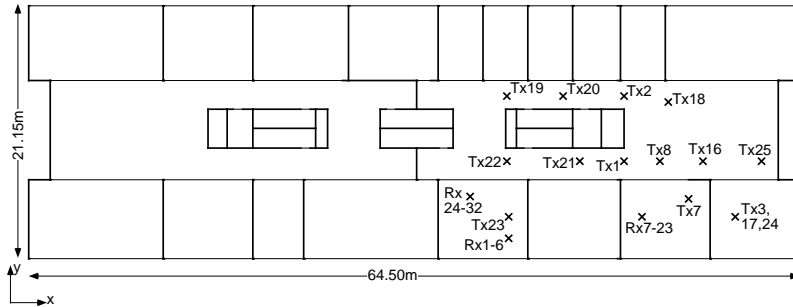


Bild A.2: Plan der ersten Etage des IHE-Gebäudes mit den Meßpunkten bei 900MHz

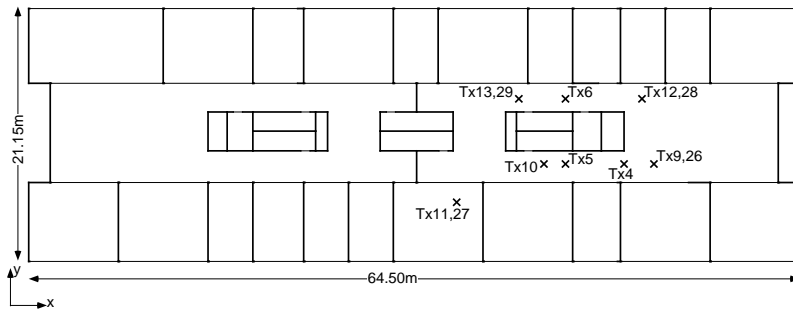


Bild A.3: Plan der zweiten Etage des IHE-Gebäudes mit den Meßpunkten bei 900MHz

Die Höhe der Stockwerke inklusive Deckendicke beträgt 3.60m und deren Grundfläche ca. 65m × 20m. Sender und Empfänger befanden sich immer 2.00m bzw. 1.40m über dem Boden der jeweiligen Etage.

Bild A.15 zeigt den Grundriß des Gebäudes, in dem Peter Karlsson bei der Firma Telia in Malmö, Schweden, richtungsaufgelöste Kanalimpulsantwortmessungen durchgeführt hat (siehe Abschnitt 3.3.2). Die Gebäudedaten, die nur für die Etage erfaßt wurden, in der die Messungen durchgeführt wurden, beinhalten 189 Wände. Die Wände dieses Stockwerks mit einer Raumhöhe von 2.60m bestehen aus Beton oder Mauerwerk und die Türen aus Holz. Der Sender befand sich 1.50m und der Empfänger 1.20m über

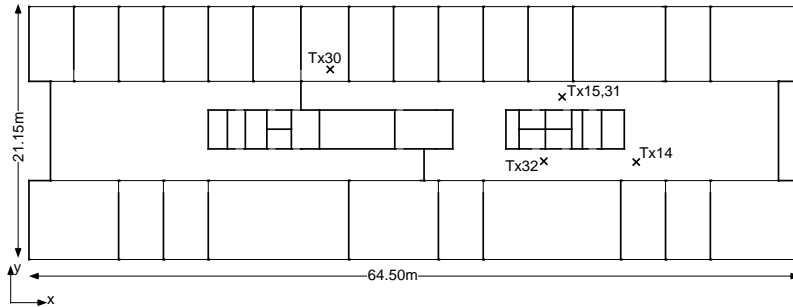


Bild A.4: Plan der dritten Etage des IHE-Gebäudes mit den Meßpunkten bei 900MHz

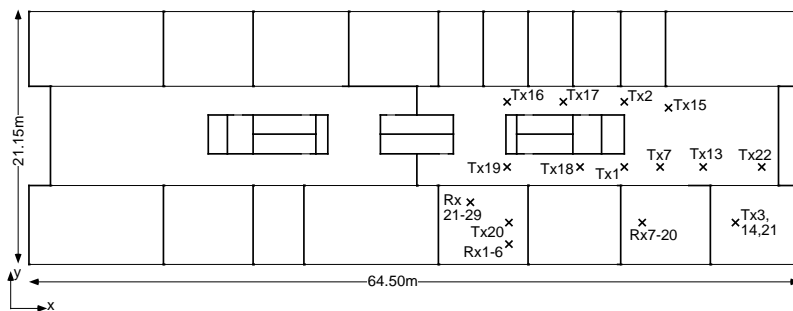


Bild A.5: Plan der ersten Etage des IHE-Gebäudes mit den Meßpunkten bei 1.8GHz

dem Boden.

In Bild A.16 ist das Bürogebäude der Firma NOKIA in Helsinki, Finnland zu sehen, in dem von Jaakko Lähteenmäki Schmalbandmessungen durchgeführt wurden [Läh94a, Läh94b]. Digitalisiert wurden vier Etagen des Gebäudes mit einer Grundfläche von ca. 27m × 29m und einer Etagenhöhe von 3.20m. Pro Etage sind etwa 110 Wände vorhanden, die insgesamt 131 Räume bilden. Die Außenwände des NOKIA-Gebäudes bestehen aus stahlarmiertem Beton mit großen Fensterflächen, die Innenwände aus Rigips oder dünnem Mauerwerk und die Türen aus Holz.

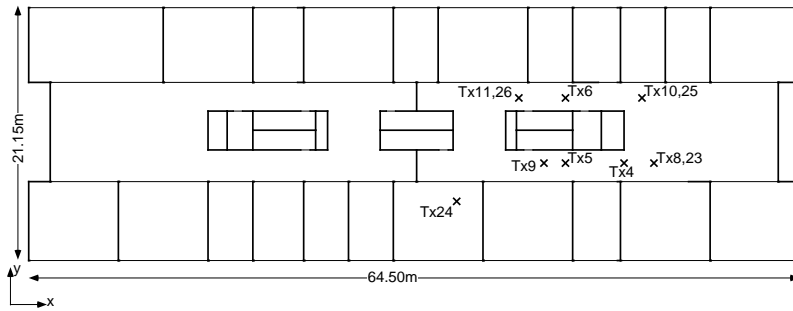


Bild A.6: Plan der zweiten Etage des IHE-Gebäudes mit den Meßpunkten bei 1.8GHz

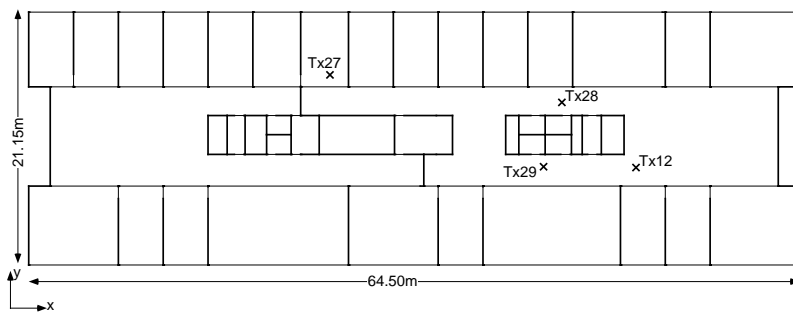


Bild A.7: Plan der dritten Etage des IHE-Gebäudes mit den Meßpunkten bei 1.8GHz

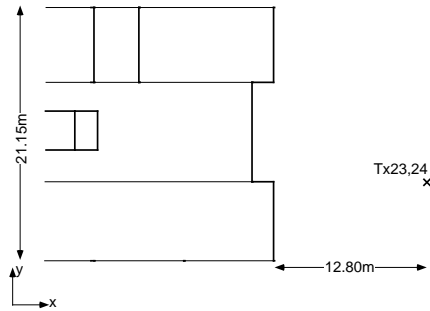


Bild A.8: Plan des Erdgeschosses des IHE-Gebäudes mit den Meßpunkten bei 2.5GHz

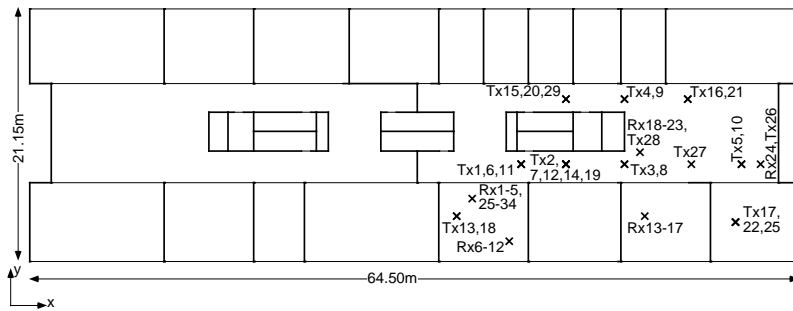


Bild A.9: Plan der ersten Etage des IHE-Gebäudes mit den Meßpunkten bei 2.5GHz

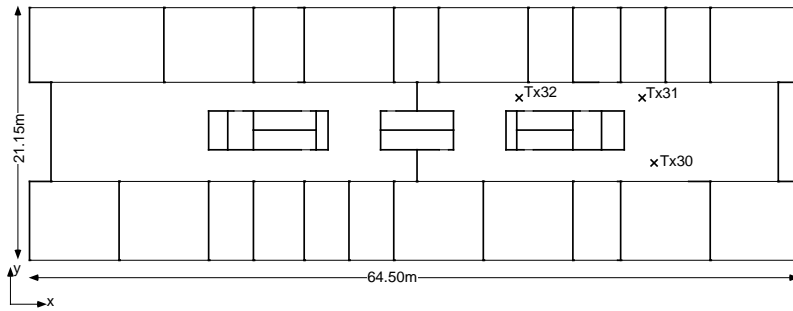


Bild A.10: Plan der zweiten Etage des IHE-Gebäudes mit den Meßpunkten bei 2.5GHz

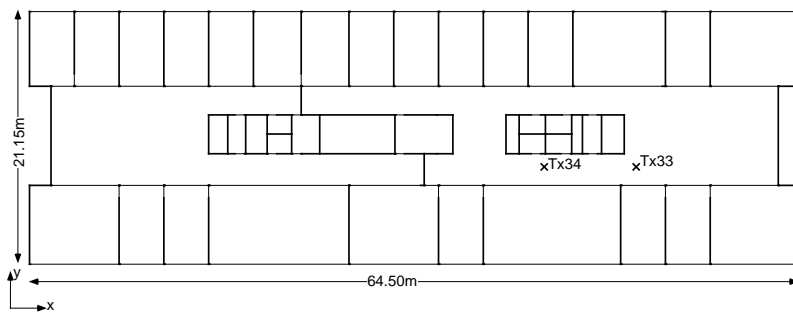


Bild A.11: Plan der dritten Etage des IHE-Gebäudes mit den Meßpunkten bei 2.5GHz

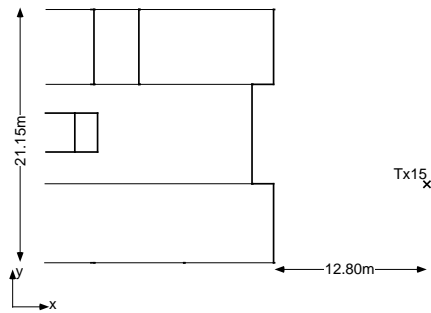


Bild A.12: Plan des Erdgeschosses des IHE-Gebäudes mit den Meßpunkten bei 5.2GHz

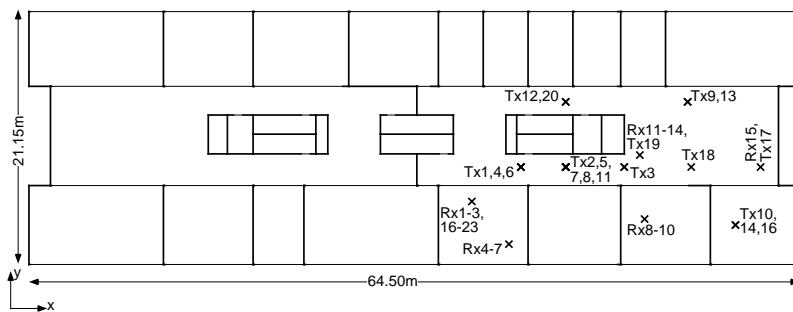


Bild A.13: Plan der ersten Etage des IHE-Gebäudes mit den Meßpunkten bei 5.2GHz

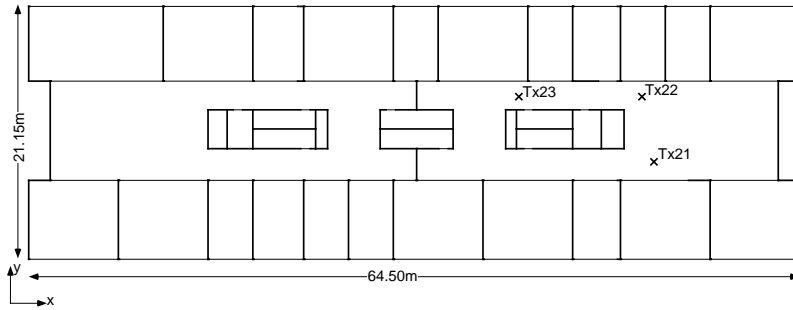


Bild A.14: Plan der zweiten Etage des IHE-Gebäudes mit den Meßpunkten bei 5.2GHz

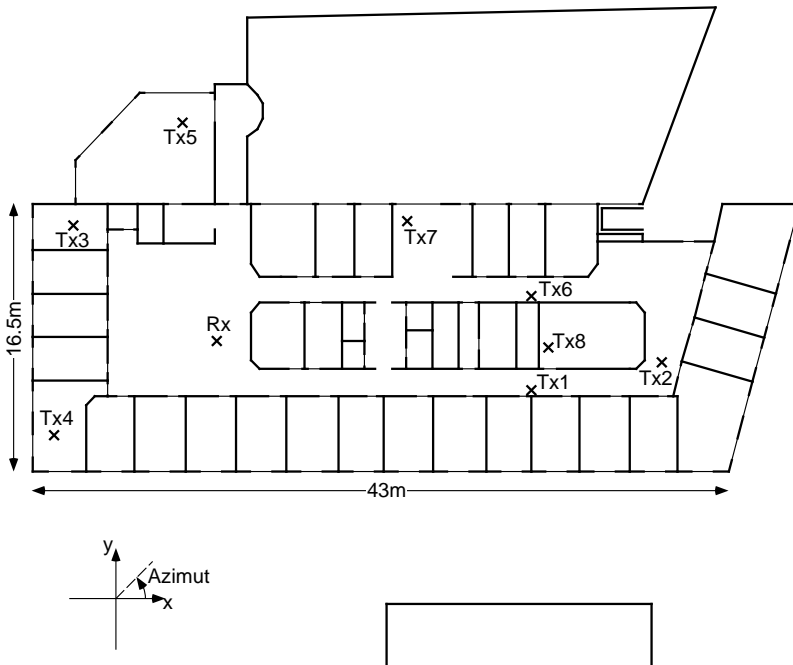


Bild A.15: Gebäudeplan zu den Messungen von Karlsson mit Definition des Azimut-Empfangswinkels

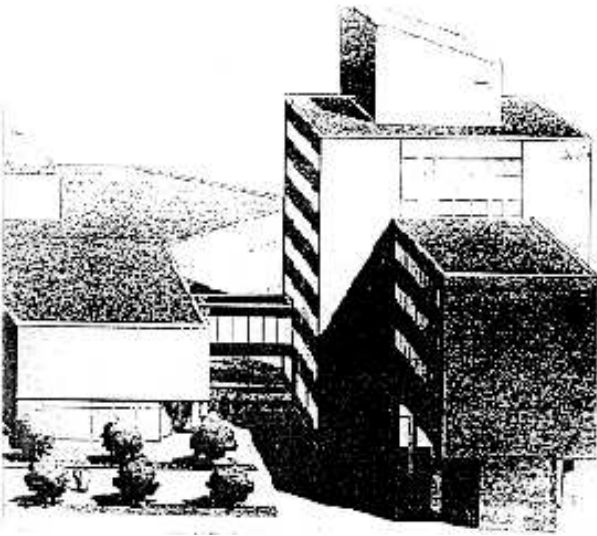


Bild A.16: Bürogebäude der Firma NOKIA

Anhang B

Modellparameter

Das neue stochastische Modell benötigt relativ viele Parameter, was durch die Vielzahl der berücksichtigten Effekte begründet ist. Für das IHE- und das NOKIA-Gebäude (siehe Anhang A) wurden die Modellparameter vollständig bestimmt.

B.1 Liste aller Modellparameter

In Tabelle B.1 sind alle Parameter des neuen Modells mit Verweis auf die zugehörige Gleichungsnummer und einer kurzen Erläuterung aufgelistet. Die Parameter P_F , v_F , $PD_{\min, \text{dB}}$ sowie die Eigenschaften des Weggenerators sind vom Benutzer frei wählbar.

\bar{V}	(5.48)	mittleres Raumvolumen
d_{LOS}	(5.45)	mittlere Entfernung mit Sichtverbindung
$\bar{\Lambda}$	(6.3)	mittlere Pfaddichte
\bar{N}	(5.18)	mittlere Pfadanzahl
λ_B	(5.13)	Geburtsrate
λ_D	(5.15) / (5.36)	Sterberate
$\delta_{P, \text{cor}}$	(6.42)	Korrelationslänge des langsamen Schwunds
$d_{\text{TR}, \text{min}}$	-	minimal zulässiger Abstand statistisch unabhängiger Funkstationen
P_F	(5.5)	Anteil der bewegten Streuer
v_F	(5.5)	mittlere Geschwindigkeit der Streuer
$L_{\text{LD}, 1\text{m}, \text{dB}}$	(6.35)	Dämpfung des Leistungs-Entfernungs-Gesetzes bei 1m Abstand in dB

n_{LD}	(6.35)	Exponent für Leistungs-Entfernungs-Gesetz
$L_{0,dB}$	(6.37)	Zusatzdämpfung zur Freiraumdämpfung in dB
$\sigma_{SF,1m,dB}$	(6.38)	Standardabweichung des langsamen Schwunds bei 1m Abstand in dB
n_{SF}	(6.38)	Exponent für Gesetz für langsamen Schwund
$X_{\vartheta\psi} = X_{\psi\vartheta}$	(6.5)	Kreuzpolarisation
$PD_{min,dB}$	(6.8)	minimal zu betrachtender Leistungsabfall
τ'_{max}	(6.2)	maximal betrachtete relative Verzögerungszeit
τ_A	(6.6)	1. Zeitkonstante für Leistungsverlauf
τ_B	(6.6)	2. Zeitkonstante für Leistungsverlauf
q_τ	(6.6)	Verhältnis der zwei Exponentialfunktionen
τ'_E	(6.7)	Schnittpunkt der zwei Exponentialfunktionen
ϑ_A	(6.20)	Parameter für Verteilung des Winkels ϑ'
τ_ϑ	(6.20)	Parameter für Verteilung des Winkels ϑ'
ψ_A	(6.21)	Parameter für Verteilung des Winkels ψ'
ψ_B	(6.21)	Parameter für Verteilung des Winkels ψ'
$P_{\psi A}$	(6.21)	Parameter für Verteilung des Winkels ψ'

Tabelle B.1: Liste aller Modellparameter inklusive Verweise auf die zugehörigen Gleichungsnummern

B.2 Ermittelte Parameter in Abhängigkeit der Frequenz

In Tabelle B.2 und B.3 sind die Modellparameter für das IHE- und NO-KIA-Gebäude für 900MHz, 1.8GHz, 2.5GHz und 5.2GHz aufgelistet. Dabei gilt $PD_{min,dB} = -60dB$. Zur Bestimmung des minimal zulässigen Abstandes $d_{TR,min}$ wurde (5.47) angewendet sowie der langsame Schwund von $\Gamma_{\Sigma,\vartheta\vartheta,dB,k}$ mit (6.38) verglichen. Hier wird der größere der beiden Werte angegeben. Zur Bestimmung der maximalen Schrittweite $\delta_{P,max}$ wurde die Bedingung aus Abschnitt 5.3.3 und (5.39) ausgewertet.

Für andere Frequenzen können die Parameter entweder durch erneute Simulationen mit dem deterministischen Wellenausbreitungsmodell oder durch Interpolation zwischen den hier gegebenen Werten ermittelt werden.

Die leichten Unterschiede der bei den vier Frequenzen bestimmten Werte für Lebensdauer bzw. Geburtenrate der Pfade werden durch Zuordnungsprobleme bei der Pfadverfolgung (siehe Abschnitt 6.5) verursacht. Die im Vergleich zum IHE-Gebäude kleineren Räume des NOKIA-Gebäudes führen – wie zu erwarten war – zu einem betragsmäßig größeren Exponenten des Leistungs-Entfernungs-Gesetzes n_{LD} . Dieser Parameter hängt allerdings zusätzlich stark von den Wandmaterialien ab.

Bei den zur Modellierung der Richtungen gehörenden Parametern ϑ_A , τ_ϑ , ψ_A , ψ_B und P_{ψ_A} erkennt man deutlich, daß zur Ermittlung der Parameter des NOKIA-Gebäudes gegenüber dem IHE-Gebäude nur halb so viele Stichproben zur Verfügung standen (siehe Tabelle B.2 und B.3).

Parameter	900MHz	1.8GHz	2.5GHz	5.2GHz
\bar{V}	130.91m ³	130.91m ³	130.91m ³	130.91m ³
$d_{\text{LOS}} (*)$	3.15m	3.15m	3.15m	3.15m
$\bar{\Lambda}$	0.125/ns	0.085/ns	0.06/ns	0.04/ns
$\bar{N} (*)$	35.98	25.78	17.84	18.56
$\lambda_{\text{B}} (*)$	17.81/m	12.16/m	9.39/m	7.70/m
λ_{D}	0.50/m	0.47/m	0.53/m	0.41/m
$\delta_{\text{P,cor}} (*)$	2.02m	1.12m	1.90m	2.41m
$\delta_{\text{P,max}} (*)$	0.048m	0.059m	0.064m	0.080m
$d_{\text{TR,min}} (*)$	4.14m	2.96m	2.47m	2.18m
$\bar{L}_{\text{LD,1m,dB}}$	-13.4dB	-13.8dB	-15.3dB	-24.6dB
n_{LD}	4.84	6.08	6.62	6.99
$\bar{L}_{0,\text{dB}}$	-5.2dB	-7.58dB	-9.09dB	-10.6dB
$\sigma_{\text{SF,1m,dB}}$	0.0dB	0.721dB	2.41dB	3.92dB
n_{SF}	0.749	1.04	1.08	1.63
$X_{\vartheta\psi} = X_{\psi\vartheta}$	0.21 (-13.72dB)	0.19 (-14.39dB)	0.17 (-15.65dB)	0.15 (-16.57dB)
$\overline{PD}_{\text{min,dB}}$	-60dB	-60dB	-60dB	-60dB
$\tau'_{\text{max}} (*)$	287.86ns	303.25ns	297.28ns	464.07ns
τ_{A}	6.67ns	5.99ns	5.79ns	10.3ns
τ_{B}	26.09ns	28.01ns	27.86ns	40.34ns
q_{τ}	0.066 (-11.80dB)	0.053 (-12.76dB)	0.045 (-13.47dB)	0.11 (-9.59dB)
$\tau'_{\text{E}} (*)$	24.30ns	22.42ns	22.71ns	30.25ns
ϑ_{A}	11.05°	12.17°	12.01°	16.69°
τ_{ϑ}	7.68ns	7.13ns	6.87ns	7.10ns
ψ_{A}	21.51°	26.34°	15.99°	15.82°
ψ_{B}	40.63°	48.73°	52.20°	60.21°
$P_{\psi_{\text{A}}}$	0.47	0.41	0.45	0.60

Tabelle B.2: Parameter für IHE-Gebäude (Mit * markierte Parameter ergeben sich aus anderen Parametern und werden deshalb zur Definition nicht benötigt)

Parameter	900MHz	1.8GHz	2.5GHz	5.2GHz
V	40.87m ³	40.87m ³	40.87m ³	40.87m ³
$d_{\text{LOS}} (*)$	2.13m	2.13m	2.13m	2.13m
Λ	0.17/ns	0.115/ns	0.095/ns	0.125/ns
$N (*)$	40.23	28.93	22.65	25.10
$\lambda_B (*)$	42.35/m	29.52/m	23.85/m	25.61/m
λ_D	1.05/m	1.02/m	1.05/m	1.02/m
$\delta_{\text{P,cor}} (*)$	0.95m	0.98m	0.95m	0.98m
$\delta_{\text{P,max}} (*)$	0.021m	0.026m	0.028m	0.028m
$d_{\text{TR,min}} (*)$	1.48m	1.48m	1.48m	1.48m
$L_{\text{LD,1m,dB}}$	-13.3dB	-14.7dB	-18.2dB	-16.0dB
n_{LD}	7.66	8.78	8.96	11.00
L_0, dB	-9.9dB	-10.2dB	-11.7dB	-14.7dB
$\sigma_{\text{SF,1m,dB}}$	8.35dB	9.54dB	11.1dB	16.5dB
n_{SF}	0.913	1.1	1.11	1.35
$X_{\vartheta\psi} = X_{\psi\vartheta}$	0.29 (-10.75dB)	0.26 (-11.56dB)	0.28 (-11.20dB)	0.19 (-14.55dB)
$PD_{\text{min,dB}}$	-60dB	-60dB	-60dB	-60dB
$\tau'_{\text{max}} (*)$	236.66ns	251.54ns	238.47ns	200.79ns
τ_A	6.2ns	9.9ns	7.68ns	6.36ns
τ_B	23.52ns	22.92ns	22.75ns	20.53ns
q_τ	0.024 (-16.20dB)	0.062 (-12.08dB)	0.037 (-14.32dB)	0.018 (-17.45dB)
$\tau'_E (*)$	31.54ns	48.35ns	38.29ns	37.12ns
ϑ_A	17.14°	47.26°	36.18°	41.25°
τ_ϑ	6.83ns	12.36ns	9.34ns	11.90ns
ψ_A	18.01°	24.43°	18.84°	19.66°
ψ_B	35.15°	132.11°	382.44°	59.50°
P_{ψ_A}	0.44	0.28	0.24	0.28

Tabelle B.3: Parameter für NOKIA-Gebäude (Mit * markierte Parameter ergeben sich aus anderen Parametern und werden deshalb zur Definition nicht benötigt)

Literaturverzeichnis

- [AJ93] F. Amoroso und W.W. Jones, “Geometric model for DSPN reception in the dense scatterer mobile environment”, *IEEE Trans. on Communications*, Jgg. 41, Nr. 3, S. 450–453, März 1993.
- [Bal82] C.A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, New York, 1982.
- [Bal89] C.A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [Bar95] C.J. Barber Vidal, *Wave Propagation Modeling in Closed Environments within the mm Wave Band*, Diplomarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, 1995.
- [BD91] W.R. Braun und U. Dersch, “A physical mobile radio channel model”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Jgg. 40, Nr. 2, S. 472–482, Mai 1991.
- [Bec67] P. Beckmann, *Probability in communication engineering*, Harcourt, Brace & World, 1967.
- [Bec96] T. Becker, *Verfahren und Kriterien zur Planung von Gleichwellennetzen für den Digitalen Hörrundfunk DAB (Digital Audio Broadcasting)*, Dissertation, Universität Karlsruhe, Fakultät Elektrotechnik, Juni 1996, ISSN 0942-2935.
- [Bel63] P.A. Bello, “Characterization of randomly time-variant linear channels”, *IEEE Trans. on Comm. Systems*, S. 360–393, Dezember 1963.

- [BHPT95] O. Beyer, H. Hackel, V. Pieper und J. Tiedge, *Wahrscheinlichkeitsrechnung und mathematische Statistik*, Teubner Verlag, Stuttgart, Leipzig, 1995.
- [BJ98] J.J. Blanz und P. Jung, "A flexibly configurable spatial model for mobile radio channels", *IEEE Trans. on Communications*, Jgg. 46, Nr. 3, S. 367–371, März 1998.
- [BKB99] C. Bergljung, P. Karlsson und H. Börjesson, "Penetration loss and spatial propagation characteristics in the 5 GHz band", *COST 259 Document TD(99) 097*, Delft, The Netherlands, September 1999.
- [Bra96] A. Braun, *Bestimmung der Materialparameter von geschichteten Medien mit Hilfe der Evolutionsoptimierung*, Studienarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, 1996.
- [BS85] I.N. Bronstein und K.A. Semendjajew, *Taschenbuch der Mathematik*, Teubner Leipzig, 1985.
- [Bur98] A.G. Burr, "Wide-band channel modelling using a spatial model", *Proc. Intern. Symp. on Spread Spectrum Techn. and Appl. ISSSTA '98*, Sun City, South Africa, September 1998.
- [Cic94] D.J. Cichon, *Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen*, Dissertation, Universität Karlsruhe, Fakultät Elektrotechnik, Dezember 1994, ISSN 0942-2935.
- [CLV98] D. Chizhik, J. Ling und R.A. Valenzuela, "The effect of electric field polarization on indoor propagation", *Proc. IEEE Intern. Conference on Universal Personal Communications ICUPC'98*, Florence, Italy, Oktober 1998, S. 459–462.
- [COS89] COST 207, *Digital Land Mobile Radio Communications*, Final Report, 1989.
- [COS98] COST 231, *Evolution of Land Mobile Radio (Including Personal) Communications*, Final Report, 1998.

- [CPSG98] M.F. Cátedra, J. Pérez, F. Saez de Adana und O. Guitierrez, "Efficient ray-tracing techniques for three-dimensional analysis of propagation in mobile communications: Application to picocell and microcell scenarios", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Jgg. 40, Nr. 2, S. 15–28, April 1998.
- [Doo94] G.A.J. van Dooren, *A Deterministic Approach to the Modeling of Electromagnetic Wave Propagation in Urban Environments*, Dissertation, University of Eindhoven, The Netherlands, 1994.
- [DPR97] G. Durgin, N. Patwari und T.S. Rappaport, "An advanced 3D ray launching method for wireless propagation prediction", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'97*, Phoenix, Arizona, USA, Mai 1997, S. 785–789.
- [DZ77] G. Dubost und S. Zisler, *Breitband-Antennen*, R. Oldenburg Verlag München Wien, 1977, ISBN 3-486-20531-5.
- [Egg95] P.C.F. Eggers, "Angular dispersive mobile radio environments sensed by highly directive base station antennas", *Proc. IEEE Intern. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC'95*, Toronto, Canada, September 1995, S. 522–526.
- [FBH96] B.H. Fleury, U.P. Bernhard und R. Heddergott, "Advanced radio channel model for magic WAND", *Proc. ACTS Mobile Telecommunications Summit'96*, Granada, Spain, November 1996, S. 600–607.
- [FD94] B.H. Fleury und D. Dahlhaus, "Investigations on the Time Variations of the Wide-Band Radio Channel for Random Receiver Movements", *Proc. Intern. Symp. on Spread Spectrum Techn. and Appl. ISSSTA '94*, Oulu, Finland, Juli 1994, S. 631–636.
- [Fis97] C. Fischer, *Stochastische Modellierung des Funkkanals in Gebäuden*, Diplomarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, November 1997.

- [Fle90] B.H. Fleury, *Charakterisierung von Mobil- und Richtfunkkanälen mit schwach stationären Fluktuationen und unkorrelierter Streuung (WSSUS)*, Dissertation, ETH Zürich, 1990.
- [FMB98] J. Fuhl, A.F. Molisch und E. Bonek, "Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas", *IEE Proc.-Radar, Sonar-Navig.*, Jgg. 145, Nr. 1, S. 32–41, Februar 1998.
- [Föll90] O. Föllinger, *Laplace- und Fourier-Transformation*, Hüthig Buch Verlag Heidelberg, 1990.
- [FTH⁺99] B.H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus und K.I. Pedersen, "Channel parameter estimation in mobile radio environments using the SAGE algorithm", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Jgg. 17, Nr. 3, S. 434–450, März 1999.
- [Gen96] N. Geng, *Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in Funksystemen durch Lösung der parabolischen Approximation der Helmholtz-Gleichung*, Dissertation, Universität Karlsruhe, Fakultät Elektrotechnik, Februar 1996, ISSN 0942-2935.
- [GW98] N. Geng und W. Wiesbeck, *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation – Funknetzplanung unter realen physikalischen Ausbreitungsbedingungen*, Springer Berlin/Heidelberg, 1998.
- [Has77] H. Hashemi, *Simulation of the Urban Radio Propagation Channel*, Dissertation, University of California, Berkeley, 1977.
- [Has79] H. Hashemi, "Simulation of the urban radio propagation channel", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Jgg. VT-28, Nr. 3, S. 213–225, August 1979.
- [HBF97] R. Heddergott, U.P. Bernhard und B.H. Fleury, "Stochastic radio channel model for advanced indoor mobile communication systems", *Proc. IEEE Intern. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC'97*, Helsinki, Finnland, September 1997, S. 140–144.

- [HBF98] R. Heddergott, U.P. Bernhard und B. Fleury, “Stochastic radio channel model for advanced indoor mobile communications systems”, *COST 259 Document TD(98) 057*, Bradford, UK, April 1998.
- [HCM99] C.L. Holloway, M.G. Cotton und P. McKenna, “A model for predicting the power delay profile characteristics inside a room”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Jgg. 48, Nr. 4, S. 1110–1120, Juli 1999.
- [Hip95] A. von Hippel, *Dielectric Materials and Applications*, Artech House, Boston, 1995, ISBN 0-89006-805-4.
- [HMS92] E. Hering, R. Martin und M. Stohrer, *Physik für Ingenieure*, VDI Verlag Düsseldorf, 1992.
- [Hög74] J.A. Högbom, “Aperture synthesis with a non-regular distribution of interferometer baselines”, *Astron. Astrophys.*, Jgg. 15, S. 417–426, 1974.
- [HRS⁺99] D. Hampicke, A. Richter, A. Schneider, G. Sommerkorn, R. Thomä und U. Trautwein, “Characterization of the directional mobile radio channel in industrial scenarios, based on wide-band propagation measurements”, *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC’99*, Amsterdam, The Netherlands, September 1999, S. 2258–2262.
- [HT99] R. Heddergott und P. Truffer, “Results of indoor wide-band delay-azimuth-elevation measurements for stochastic radio channel modeling”, *COST 259 Document TD(99) 83*, Leidschendam, The Netherlands, September 1999.
- [HTM92] H. Hashemi, D. Tholl und G. Morrison, “Statistical modeling of the indoor radio propagation channel – Part I”, *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC’92*, Denver, Colorado, USA, Mai 1992, S. 338–342.
- [Hus94] T. Huschka, “Ray tracing models for indoor environments and their computational complexity”, *Proc. IEEE Intern.*

- Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC'94*, The Hague, Netherlands, September 1994, S. 486–490.
- [IK93] H. Iwai und Y. Karasawa, “Wideband propagation model for the analysis of the effect of the multipath fading on the near-far problem in CDMA mobile radio systems”, *IEICE Trans. Commun.*, Jgg. E76-B, Nr. 2, S. 103–112, Februar 1993.
- [Jak74] W.C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons New York, 1974.
- [JBS92] M.C. Jeruchim, P. Balaban und K.S. Shanmugan, *Simulation of Communication Systems*, Plenum Press, New York, London, 1992.
- [Jon99] F. Jondral, *Nachrichtenübertragung*, Vorlesungsskript, Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe, 1999.
- [Kam96] K.D. Kammeyer, *Nachrichtenübertragung*, Teubner Stuttgart, 1996.
- [Kat97] R. Kattenbach, *Charakterisierung zeitvarianter Indoor-Funkkanäle anhand ihrer System- und Korrelationsfunktionen*, Dissertation, Universität Gesamthochschule Kassel, Fachbereich Elektrotechnik, Juni 1997, ISBN 3-8265-2872-7.
- [KBMH98] P. Karlsson, C. Bergljung, J. Medbo und H. Hallenberg, “Outdoor spatio-temporal propagation measurements for evaluation of smart antennas in the 5GHz band”, *COST 259 Document TD(98) 082*, Duisburg, Germany, September 1998.
- [KE95] R. Kattenbach und T. Englert, “Auswertung statistischer Eigenschaften von Impulsantworten zeitvarianter Indoor-Funkkanäle”, *Kleinheubacher Berichte, Deutsche Telekom*, 1995, S. 321–332.
- [Ken48] D.G. Kendall, “On the generalized birth and death process”, *Ann. Math. Statist.*, Jgg. 19, S. 1–15, 1948.
- [KJR82] S. Kotz, N.L. Johnson und C.B. Read, *Encyclopedia of Statistical Sciences*, Jgg. 1, John Wiley & Sons, New York, 1982.

- [KM90] J.M. Keenan und A.J. Motley, "Radio coverage in buildings", *British Telecom Technology Journal*, Jgg. 8, Nr. 1, S. 19–24, Januar 1990.
- [KO94] P. Karlsson und L. Olsson, "Time dispersion measurement system for radio propagation at 1800MHz and results from typical indoor environments", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'94*, Stockholm, Sweden, Juni 1994, S. 1793–1797.
- [KP99] P. Karlsson und J. Pamp, "Propagation measurements and spatial channels for HIPERLAN 2", *COST 259 Document TD(99) 067*, Vienna, Austria, April 1999.
- [Küc98] F. Küchen, *Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang*, Dissertation, Universität Karlsruhe, Fakultät Elektrotechnik, November 1998, ISSN 0942-2935.
- [Kük96] B. Kükenthal, *Aufbau und Konzipierung eines Meßplatzes zur Charakterisierung von Funkkanälen in Gebäuden*, Diplomarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, April 1996.
- [KZW97] F. Küchen, T. Zwick und W. Wiesbeck, "Symbol error rate prediction for mobile receivers in urban single frequency networks", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'97*, Phoenix, Arizona, USA, Mai 1997, S. 36–40.
- [Läh94a] J. Lähteenmäki, "Indoor propagation between floors at 855MHz and 1.8GHz", *COST 231 Document TD(94) 37*, Lisbon, Portugal, Januar 1994.
- [Läh94b] J. Lähteenmäki, *Indoor Radio Propagation Measurements and Modeling at 900MHz, 1.8GHz and 60GHz*, Licentiate Thesis at the Helsinki University of Technology, 1994.
- [Laq94] C. Laqué, *Simulation der Funkübertragung im Hochgeschwindigkeitstunnel*, Diplomarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, Juni 1994.

- [LCL89] H. Ling, R.-C. Chou und S.-W. Lee, "Shooting and Bouncing Rays: Calculating the RCS of an Arbitrarily Shaped Cavity", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Jgg. 37, Nr. 2, S. 194–205, 1989.
- [Lee89] W.C.Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, McGraw-Hill, 1989.
- [LF99] F. Layer und H. Früchting, "Investigation on the impacts of furniture on the 5GHz mobile indoor radio channel", *Int. Workshop on Mobile Communications focused on UMTS & IMT-2000*, Chania, Crete, Greece, Juni 1999.
- [LLL97] M. Lu, T. Lo und J. Litva, "A physical spatio-temporal model of multipath propagation channels", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'97*, Phoenix, Arizona, USA, Mai 1997, S. 810–814.
- [LR96] J.C. Liberti und T.S. Rappaport, "A geometrically based model for line-of-sight multipath radio channels", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'96*, Atlanta, Georgia, USA, April 1996, S. 844–848.
- [LRB90] J. Lähteenmäki und S. Ruiz-Boqué, "Indoor propagation models for 1.7–1.9GHz", *COST 231 Document TD(90) 114*, Darmstadt, Germany, Dezember 1990.
- [Mar87] S.L. Marple, *Digital Spectral Analysis*, Prentice Hall, 1987.
- [Mar94] U. Martin, *Ausbreitung in Mobilfunkkanälen: Beiträge zum Entwurf von Meßgeräten und zur Echoschätzung*, Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Technische Fakultät, Oktober 1994.
- [Mar96] U. Martin, "Statistical mobile radio channel simulator for multiple-antenna reception", *Intern. Symposium on Antennas and Propagation ISAP'96*, Chiba, Japan, September 1996, S. 1–4.
- [Mat97] S. Matt, *Modellierung der Bitfehlerrate des Funkkanals in Gebäuden*, Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, März 1997.

- [MLK98] A.F. Molisch, J. Laurila und A. Kuchar, "Geometry-based stochastic model for mobile radio channels with directional components", *COST 259 Document TD(98) 076*, Duisburg, Germany, September 1998.
- [MMS⁺99] G. Matz, A.F. Molisch, M. Steinbauer, F. Hlawatsch, I. Gaspard und H. Artés, "Bounds on the systematic measurement errors of channel sounders for time-varying mobile radio channels", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'99*, Amsterdam, The Netherlands, September 1999, S. 1465–1469.
- [Moh95] W. Mohr, "Modeling of wideband mobile radio channels based on propagation measurements", *Proc. IEEE Intern. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC'95*, Toronto, Canada, September 1995, S. 397–401.
- [Mol91] D. Molkdar, "Review on radio propagation into and within buildings", *IEE Proceedings-H*, Jgg. 138, Nr. 1, S. 61–73, Februar 1991.
- [MPM90] D.A. McNamara, C.W.I. Pistorius und J.A.G. Malherbe, *Introduction to the uniform geometrical theory of diffraction*, Artech House, Inc., Mass., USA, 1990.
- [Nas95] M.M. Nasshan, *Realitätsnahe Modellierung und Simulation nachrichtentechnischer Systeme, gezeigt am Beispiel eines CDMA-Mobilfunksystems*, Fortschritt-Berichte VDI Reihe 10, Nr. 384, VDI-Verlag, Düsseldorf, 1995, ISBN 3-18-338410-8.
- [NB98] O. Nørklit und J. Bach Andersen, "Diffuse channel model and experimental results for array antennas in mobile environments", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Jgg. 46, Nr. 6, S. 834–840, Juni 1998.
- [Pap91] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, New York, 1991.
- [Par92] D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, Pentech Press, London, 1992.

-
- [Pil89] S.U. Pillai, *Array Signal Processing*, Springer-Verlag, New York, 1989.
- [PMF98a] K.I. Pedersen, P.E. Mogensen und B.H. Fleury, "Spatial channel characteristics in outdoor environments and their impact on BS antenna system performance", *COST 259 Document TD(98) 40*, Bern, Switzerland, Februar 1998.
- [PMF⁺98b] K.I. Pedersen, P.E. Mogensen, B.H. Fleury, F. Frederiksen, K. Olesen und S.L. Larsen, "Analysis of time, azimuth and Doppler dispersion in outdoor radio channels", *COST 259 Document TD(98) 41*, Bern, Switzerland, Februar 1998.
- [PMF99] K.I. Pedersen, P.E. Mogensen und B.H. Fleury, "Dual-polarized model of outdoor propagation environments for adaptive antennas", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'99*, Houston, Texas, USA, Mai 1999, S. 990–995.
- [Pro95] J.G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill Book Company, 1995.
- [PTVF95] W.H. Press, S.A. Teukolsky, W.T. Vetterling und B.P. Flannery, *Numerical Recipes in C*, Cambridge University Press, 1995.
- [Rap96] T.S. Rappaport, *Wireless Communications*, IEEE Press, Prentice Hall PTR, 1996, ISBN 0-13-461088-1.
- [RK89] R. Roy und T. Kailath, "ESPRIT: Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques", *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Jgg. 37, Nr. 7, S. 984–995, Juli 1989.
- [Rob94] T.G. Robertazzi, *Computer Networks and Systems*, Springer-Verlag, New York Berlin Heidelberg, 1994.
- [Ros99] J.-P. Rossi, "Influence of measurement conditions on the evaluation of some radio channel parameters", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Jgg. 48, Nr. 4, S. 1304–1316, Juli 1999.

- [RST91] T.S. Rappaport, S.Y. Seidel und K. Takamizawa, "Statistical channel impulse response models for factory and open plan building radio communication system design", *IEEE Trans. on Communications*, Jgg. 39, Nr. 5, S. 794–807, Mai 1991.
- [Sch86] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Jgg. 34, Nr. 3, S. 276–280, März 1986.
- [Sch97] T. Schöberl, *Polarimetrische Modellierung der elektromagnetischen Wellenausbreitung in pikozellularen Funknetzen*, Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Fakultät für Elektrotechnik, Juni 1997, ISSN 0942-2935.
- [SJB99] M. Stege, J. Jelitto, M. Bronzel und G. Fettweis, "A space-time channel model with stochastic fading simulation", *ITG-Fokusprojekt Mobilkommunikation/Systeme mit intelligenten Antennen*, Stuttgart, Germany, April 1999, S. 1–6.
- [SP98] R. Schmalenberger und A. Papathanassiou, "Two compatible channel models for system and link level simulations of mobile radio systems", *COST 259 Document TD(98) 36*, Bern, Switzerland, Februar 1998.
- [SR94] S.Y. Seidel und T.S. Rappaport, "Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Jgg. 43, Nr. 4, S. 879–891, November 1994.
- [SRJJ97a] Q. Spencer, M. Rice, B. Jeffs und M. Jensen, "Indoor wideband time/angle of arrival multipath propagation results", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'97*, Phoenix, Arizona, USA, Mai 1997, S. 1410–1414.
- [SRJJ97b] Q. Spencer, M. Rice, B. Jeffs und M. Jensen, "A statistical model for angle of arrival in indoor multipath propagation", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'97*, Phoenix, Arizona, USA, Mai 1997, S. 1415–1419.
- [SS89] B.D. Steinberg und H.M. Subbarm, *Microwave Imaging Techniques*, Wiley-Interscience, 1989.

- [SSR97] T. Schöberl, H.J. Schmitt und B. Rembold, "Modellierung und Messung der elektromagnetischen Wellenausbreitung in pikozellularen Funknetzen", *FREQUENZ*, Jgg. 51, Nr. 9–10, S. 237–244, 1997.
- [ST98] W.L. Stutzman und G.A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons, New York, 1998.
- [Ste98] M. Steinbauer, "A comprehensive transmission and channel model for directional radio channels", *COST 259 Document TD(98) 27*, Bern, Switzerland, Februar 1998.
- [Suz77] H. Suzuki, "A statistical model for urban radio propagation", *IEEE Trans. on Communications*, Jgg. COM-25, Nr. 7, S. 673–680, Juli 1977.
- [SV87] A.A.M. Saleh und R.A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Jgg. 5, Nr. 2, S. 128–137, Februar 1987.
- [TCJ⁺72] G.L. Turin, F.D. Clapp, T.L. Johnston, S.B. Fine und D. Lavry, "A statistical model of urban multipath propagation", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Jgg. 21, Nr. 1, S. 1–9, Februar 1972.
- [THR⁺99] R.S. Thomä, D. Hampicke, A. Richter, G. Sommerkorn, A. Schneider und U. Trautwein, "Identification of time-variant directional mobile radio channels", *16th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC/99*, Venice, Italy, Mai 1999, S. 176–181.
- [Val94] R.A. Valenzuela, "Ray tracing prediction of indoor radio propagation", *Proc. IEEE Intern. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC'94*, The Hague, Netherlands, September 1994, S. 140–144.
- [Wag98a] T. Wagner, *Theoretische und meßtechnische Charakterisierung des Gebäudefunkkanals*, Studienarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, Juni 1998.

- [Wag98b] T. Wagner, *Untersuchung der Empfangsverbesserung digitaler Systeme durch Verwendung von gerichteten Antennen*, Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, Dezember 1998.
- [WY80] Z. Wang und X. Yang, *Birth and Death Processes and Markov Chains*, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 1980.
- [ZCB95] T. Zwick, D.J. Cichon und T.C. Becker, "Investigations of three-dimensional propagation modeling in pico cells", *COST 231 Document TD(95) 48*, Bern, Switzerland, Januar 1995.
- [ZCW95] T. Zwick, D.J. Cichon und W. Wiesbeck, "Microwave propagation modeling in indoor environments", *Proc. Microwaves and Optonics MIOP'95 International Conference*, Sindelfingen, Germany, Mai 1995, S. 629–633, ISBN 3-924651-45-0.
- [ZDF98] T. Zwick, D. Didascalou und C. Fischer, "A wave propagation based stochastic channel model", *COST 259 Document TD(98) 43*, Bern, Switzerland, Februar 1998.
- [ZDW96a] T. Zwick, F. Demmerle und W. Wiesbeck, "Comparison of channel impulse response measurements and calculations in indoor environments", *Proc. IEEE Intern. Antennas and Propagation Symposium AP-S'96*, Baltimore, Maryland, USA, Juli 1996, S. 1498–1501.
- [ZDW96b] T. Zwick, M. Döttling und W. Wiesbeck, "Verification of indoor wave propagation modeling with wide band measurements", *Proc. IEEE Progress in Electromagnetics Research Symposium PIERS'96*, Innsbruck, Austria, Juli 1996, S. 352.
- [ZDW98a] T. Zwick, F. Demmerle und W. Wiesbeck, "Simulation and measurement of bit error rates for a 2FSK-system in indoor environments", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'98*, Ottawa, Ontario, Canada, Mai 1998, S. 649–652.
- [ZDW98b] T. Zwick, F. Demmerle und W. Wiesbeck, "Wave propagation based calculation of bit error rates for a 2FSK-system in indoor environments", *Proc. IEEE 1998 Int. Conf. on Universal Personal Comm.*, Firenze, Italy, Oktober 1998, S. 581–585.

- [ZDW98c] T. Zwick, D. Didascalou und W. Wiesbeck, "A broadband statistical channel model for SDMA applications", *Proc. Intern. Symp. on Spread Spectrum Techn. and Appl. ISSSTA'98*, Sun City, South Africa, September 1998, S. 527–531.
- [ZFDW00] T. Zwick, C. Fischer, D. Didascalou und W. Wiesbeck, "A stochastic spatial channel model based on wave-propagation modeling", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Jgg. 18, Nr. 1, Januar 2000.
- [ZFW98a] T. Zwick, C. Fischer und W. Wiesbeck, "A statistical channel model for indoor environments including angle of arrival", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC'98*, Ottawa, Ontario, Canada, Mai 1998, S. 615–619.
- [ZFW98b] T. Zwick, C. Fischer und W. Wiesbeck, "Statistical channel modeling for indoor environments based on deterministic propagation results", *URSI Int. Symp. on Elec. Theory*, Thessaloniki, Greece, Mai 1998, S. 82–84.
- [Zol93] E. Zollinger, *Eigenschaften von Funkübertragungstrecken in Gebäuden*, Dissertation, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, 1993.
- [ZSW97] T. Zwick, K. Schmitt und W. Wiesbeck, "Funkkommunikation durch Kraftfahrzeugscheiben", *Automobiltechnische Zeitschrift (ATZ)*, April 1997, S. 220–226.
- [ZW95] T. Zwick und W. Wiesbeck, "Dreidimensionale Modellierung der Wellenausbreitung innerhalb von Gebäuden", *40. internationales wissenschaftliches Kolloquium*, Ilmenau, September 1995, S. 237–242, Band 2.
- [Zwi94] T. Zwick, *Dreidimensionale, strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung innerhalb komplexer Gebäudestrukturen*, Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, Juni 1994.

Lebenslauf

Persönliche Daten:

Name: Thomas Martin Zwick
Geburtsdatum: 02. Juni 1970
Geburtsort: Ludwigshafen am Rhein, Rheinland-Pfalz
Staatsangehörigkeit: deutsch
Familienstand: verheiratet

Schulbildung:

1976-1980: Grundschule Brüder-Grimm in Ludwigshafen am Rhein
1980-1989: Geschwister-Scholl-Gymnasium in Ludwigshafen am Rhein

Wehr- oder Ersatzdienst:

1989-1990: Zivildienst in Landau/Pfalz

Studium und Berufsweg:

1990-1994: Studium der Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe (TH), Vertiefungsrichtung Hochfrequenztechnik
14. Juli 1994: Diplom in Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe (TH)
1994-heute: Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH)
Mitarbeit in Forschung und Lehre
Arbeitsgebiete: strahlenoptische Wellenausbreitung, Diversity im Mobilfunk, Materialmessungen, Methoden der Funkkanalmessung und stochastische Funkkanalmodellierung