



Forschungsberichte  
aus  
dem Institut  
für Höchstfrequenztechnik  
und Elektronik  
der  
Universität Karlsruhe

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

Martin W. Döttling

**Strahlenoptisches  
Wellenausbreitungsmodell  
und Systemstudien für den  
Satellitenmobilfunk**

Band 26

Copyright: Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik  
Universität Karlsruhe (TH), 2000

alle Rechte vorbehalten

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

ISSN: 0942-2935

## **Vorwort des Herausgebers**

Vor ca. 10 Jahren waren Satellitenkommunikationssysteme der Wunschtraum aller Mobilfunkbetreiber. Sie ermöglichen weltumspannende Kommunikation ohne terrestrische Infrastruktur. Damit kann die Versorgung auf den Weltmeeren und in dünnbesiedelten Landflächen erreicht werden. Mit dem Satellitenkommunikationssystem Iridium stand 1999, abgesehen von Inmarsat, erstmals ein derartiges System zur Verfügung. Nach kurzem operativen Betrieb wurde es abgeschaltet und soll neusten Meldungen zufolge zerstört werden. Warum? Die versprochene Leistungsfähigkeit kann nicht gehalten werden. Ursachen sind u. a. die mangelnde Systemsimulation und daraus resultierend die realistische Abschätzung der Leistungsfähigkeit. Diese Erfahrungen lehren eindringlich, dass insbesondere für Satellitenkommunikationssysteme leistungsfähige Planungswerkzeuge und umfangreiche Simulationen für eine erfolgreiche Systemkonzeption erforderlich sind.

Die Arbeit von Herrn Dipl.-Ing. Döttling hatte zum Ziel, ein Werkzeug für ein realistisches Satellitenfunkkanalmodell zu erstellen. Es sollte Systemsimulationen und vergleichende Beurteilungen auf der Basis aller relevanten Parameter ermöglichen. Damit könnte heute genau jene Lücke geschlossen werden, welche u. a. zum Misserfolg bei Iridium führte.

Die Untersuchung basiert auf einem strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell. Die Verbindung wird auf der Basis statistisch verteilter Hindernisse in der Umgebung des mobilen Empfängers untersucht. In Abschnitt 4 wird damit der Satellitenmobilfunkkanal charakterisiert mit schmalbandigen und breitbandigen Analysen. Die Ergebnisse werden in Abschnitt 5 durch Messungen stationär, in ländlichen und in suburbanem Gebiet mobil verifiziert. In diesem Zusammenhang wird insbesondere auch Polarisationsdiversity gemessen. In Abschnitt 6 werden aus den vorangegangenen Ergebnissen Strategien zur Erhöhung der Dienstqualität und in Abschnitt 7 Systemstudien durchgeführt. Schwerpunkte sind hierbei Diversity (Satelliten-, Polarisations-), Leistungsregelung und Handover. Hierfür wird insbesondere das effektive Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichteverhältnis verwendet.

In Zusammenarbeit mit Projektpartnern sind umfangreiche Datenbanken, z.B. Landnutzungsklassen entstanden. Die Landnutzungsklassen sind auf einem hierarchischen System aufgebaut und für vielfältige weitere Untersuchungen verwendbar.

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**

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

---

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

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

---

- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck  
**Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für den digitalen terrestrischen Rundfunk**
- Band 23 Thomas Zwick  
**Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäudefunkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse**
- Band 24 Dirk Didascalou  
**Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels**
- Band 25 Hans Rudolf  
**Increase of Information by Polarimetric Radar Systems**
- Band 26 Martin Döttling  
**Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und Systemstudien für den Satellitenmobilfunk**

*Für Sylvia und Lea*





# **Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und Systemstudien für den Satellitenmobilfunk**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

**Doktor-Ingenieurs**

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

**Dissertation**

von

**Dipl.-Ing. Martin W. Döttling**  
aus Oppenau

Tag der mündlichen Prüfung:

22. Mai 2000

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck

Korreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral



## Vorwort des Autors

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe. Mein besonderer Dank gebührt dem Institutsleiter, Herrn Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck, der als Hauptreferent diese Arbeit konstruktiv und wohlwollend begleitet hat. Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral vom Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe für die Übernahme des Korreferats.

Das außerordentlich gute Arbeitsklima am Institut und die Hilfsbereitschaft aller Mitarbeiter haben entscheidend zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Besonders herzlich danke ich den Herren Dr.-Ing. Dirk Didascalou und Dr.-Ing. Norbert Geng für die mühevollen und kritische Durchsicht des Manuskripts.

Ferner möchte ich mich für die gute Zusammenarbeit im Rahmen des Auftrags *Land Mobile Satellite Propagation Model for Non-Urban Areas* der europäischen Raumfahrtagentur ESA bei allen beteiligten Kollegen bedanken. Ein ganz herzliches Dankeschön geht dabei an Herrn Dr.-Ing. Axel Jahn vom Institut für Nachrichtentechnik des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt (DLR) in Oberpfaffenhofen, der mir stets als kompetenter Ansprechpartner zur Verfügung stand und durch die Bereitstellung von Meß- und Geländedaten die Verifikation meiner Arbeit erst ermöglichte. Besonderen Dank gilt auch den Herren Dr. Simon Saunders and M. Eng. Stephen Leach vom Centre for Communication System Research (CCSR) der University of Surrey, Guildford, Großbritannien für die Bereitstellung der polarimetrischen Messdaten.

Nicht zuletzt bedanke ich mich von Herzen bei meiner Frau Sylvia und meiner Tochter Lea. Durch sie habe ich sehr viele wichtige Hilfestellungen – ganz anderer Art – und permanente Unterstützung in dieser Zeit erfahren.

Karlsruhe, im Mai 2000

Martin W. Döttling



# Inhaltsverzeichnis

<b>Liste der verwendeten Symbole und Abkürzungen</b>	<b>V</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation und Umfeld der Arbeit . . . . .	1
1.2 Aufgabenstellung . . . . .	4
1.3 Lösung und Gliederung der Arbeit . . . . .	5
<b>2 Modellierung der Ausbreitungssituation</b>	<b>9</b>
2.1 Verwendete Koordinatensysteme . . . . .	9
2.2 Die Ausbreitungsumgebung . . . . .	10
2.2.1 Topographie und Landnutzung . . . . .	11
2.2.2 Statistische Generierung von Hindernissen . . . . .	12
2.2.3 Der Mobilteilnehmer . . . . .	13
2.3 Die Satellitensysteme . . . . .	13
2.4 Zusammenfassung . . . . .	15
<b>3 Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell</b>	<b>17</b>
3.1 Suche der Ausbreitungspfade . . . . .	18
3.1.1 Projektion der Objekte am Straßenrand . . . . .	19
3.1.2 Der modifizierte Sweep-Line Algorithmus . . . . .	20
3.1.3 Bestimmung der Interaktionspunkte . . . . .	22
3.1.4 Profilerstellung und Sichtprüfung . . . . .	26

---

3.1.5	Berücksichtigte Ausbreitungspfade . . . . .	29
3.2	Physikalische Ausbreitungsrechnung . . . . .	30
3.2.1	Transformation in eine zirkulare Polarisationsbasis . . . . .	31
3.2.2	Reflexion . . . . .	33
3.2.3	Streuung . . . . .	35
3.2.4	Kanten- und Eckenbeugung . . . . .	39
3.2.5	Vegetationsdämpfung . . . . .	41
3.3	Zusammenfassung . . . . .	42
<b>4</b>	<b>Charakterisierung des Satellitenmobilfunkkanals</b>	<b>43</b>
4.1	Schmalbandige Analyse . . . . .	43
4.2	Breitbandige Analyse . . . . .	46
4.2.1	Die zeitvariante Kanalimpulsantwort . . . . .	46
4.2.2	Die Streufunktion . . . . .	49
4.2.3	Zeitvarianz des Kanals und Abtastrate der Simulation	51
<b>5</b>	<b>Verifikation des Ausbreitungsmodells</b>	<b>55</b>
5.1	Vergleich von zwei- und dreidimensionaler Modellierung . . . . .	56
5.2	Vergleiche bei stationärem Empfänger . . . . .	59
5.3	Vergleich mit Überlandfahrten . . . . .	63
5.3.1	Verifikation in ländlichem Gebiet . . . . .	63
5.3.2	Verifikation in suburbanem Gebiet . . . . .	66
5.4	Vergleich mit polarimetrischen Messungen . . . . .	71
5.5	Zusammenfassung . . . . .	77
<b>6</b>	<b>Strategien zur Erhöhung der Dienstqualität</b>	<b>79</b>
6.1	Das effektive Bitenergie-zu-Rauschleistungs-dichte-Verhältnis . . . . .	80
6.1.1	Definition des effektiven Bitenergie-zu-Rauschleistungs-dichte-Verhältnisses . . . . .	80
6.1.2	Repräsentation des Empfangssignals . . . . .	81

---

6.1.3	Nutzsignal und Intersymbolinterferenz . . . . .	83
6.1.4	Interferenz durch Mehrfachzugriff . . . . .	85
6.2	Signalverzögerung . . . . .	87
6.3	Leistungsregelung . . . . .	89
6.4	Gesprächsübergabe zwischen Satelliten . . . . .	92
6.5	Diversity und Signalüberlagerung . . . . .	95
6.5.1	Signalüberlagerung im Empfänger . . . . .	95
6.5.2	Satelliten-Diversity . . . . .	97
6.5.3	Polarisations-Diversity . . . . .	100
6.6	Vergleichskriterien . . . . .	100
6.7	Zusammenfassung . . . . .	103
<b>7</b>	<b>Systemstudien</b>	<b>105</b>
7.1	Der Aufbau der Simulationsreihe . . . . .	105
7.2	Elevationsabhängigkeit und Leistungsregelung . . . . .	107
7.3	Gesprächsübergabe zwischen Satelliten . . . . .	114
7.4	Satelliten-Diversity . . . . .	118
7.5	Polarisations-Diversity . . . . .	124
7.6	Vergleich von verschiedenen Systemvarianten . . . . .	128
7.7	Zusammenfassung . . . . .	132
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>135</b>
<b>A</b>	<b>Parameter der Landnutzungsklassen</b>	<b>139</b>
<b>B</b>	<b>Stochastische Erzeugung von Hindernissen</b>	<b>143</b>
<b>C</b>	<b>Antennendiagramme</b>	<b>147</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>149</b>





# Liste der verwendeten Symbole und Abkürzungen

## Abkürzungen

BSA	Backscattering Alignment
CCSR	Centre for Communication Systems Research
CDMA	Code Division Multiple Access
COST	Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research
CTDMA	Code Time Division Multiple Access
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
EGC	Equal Gain Combining
EHF	Extremely High Frequency
ESA	European Space Agency
FDD	Frequency Division Duplex
FSA	Forward Scattering Alignment
GEO	Geostationary Earth Orbit (geostationäre Umlaufbahn)
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications
HEO	Highly Elliptical Orbit (elliptische Umlaufbahnen)
HO	Handover
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IEM	Integral Equation Method (for Rough Surface Scattering)
INMARSAT	International Maritime Satellite Organization
ISI	Intersymbolinterferenz
LEO	Low Earth Orbit (niedrige Umlaufbahnen im Bereich von 1000 km)
LMS	Land Mobile Satellite
LOS	Line-of-Sight (Sichtverbindung)

MEO	Medium Earth Orbit (Umlaufbahnen mittlerer Höhe im Bereich von 10000 km)
MAI	Multiple Access Interference (Mehrfachzugriffsinterferenz)
MRC	Maximum Ratio Combining
NLOS	Non Line-of-Sight (Abschattung)
NN	Normal-Null (Meeresspiegel, Bezugsgröße für Höhenangaben)
PC	Power Control (Leistungsregelung)
PSK	Phase Shift Keying
SC	Selection Combining
SHF	Super High Frequency
UHF	Ultra High Frequency
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTD	Uniform Geometrical Theory of Diffraction (verallgemeinerte geometrische Beugungstheorie)
UTM	Universal Transversal Mercator Projection (geographisches Koordinatensystem)
VHF	Very High Frequency

## Mathematische Schreibweisen

$a$	reelle skalare Größe
$\tilde{a}$	normierte bzw. relative Größe
$\langle a \rangle$	Erwartungswert von $a$
$\underline{a}$	komplexe skalare Größe
$\underline{a}^*$	konjugiert komplexe Größe
$\vec{a}$	reeller Vektor
$\vec{a}^T$	transponierter Vektor
$\hat{a}$	Einheitsvektor
$\vec{a} \cdot \vec{b}$	Skalarprodukt
$\vec{a} \times \vec{b}$	Vektorprodukt
$a * b$	Faltung von $a$ und $b$
$a \& b$	logische UND-Verknüpfung von $a$ und $b$
$\underline{\vec{a}}$	komplexer Vektor
$A$	reelle Matrix
$A^T$	transponierte Matrix
$\underline{A}$	komplexe Matrix

$\hat{e}_R, \hat{e}_H, \hat{e}_Z$	Einheits-Basisvektoren des geographischen kartesischen Koordinatensystems
$\hat{e}_x, \hat{e}_y, \hat{e}_z$	Einheits-Basisvektoren in kartesischen Koordinaten
$\hat{e}_r, \hat{e}_\vartheta, \hat{e}_\psi$	Einheits-Basisvektoren in sphärischen Koordinaten, mathematische Definition
$\hat{e}_r, \hat{e}_\varepsilon, \hat{e}_\alpha$	Einheits-Basisvektoren in sphärischen Koordinaten, geographische Definition
$F_y(y)$	kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung der Variablen $y$
$F_x(y)$	kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung der Variablen $x$ an der Stelle $y$
$\bar{F}_x(y)$	komplementäre kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung der Variablen $x$ an der Stelle $y$
$M_E \{ \vec{x} \}$	Spiegelpunkt des Ortsvektors $\vec{x}$ bezüglich der Fläche $E$
$P \{ \vec{a} \}$	Projektion des Vektors $\vec{a}$

## Großbuchstaben

$B$	Systembandbreite $B = 1/T_s$
$B_N$	Rauschbandbreite des Systems
$\vec{C}$	Antennenrichtcharakteristik
$D_v$	Zusatzdämpfung beim Durchdringen einer Vegetationsschicht
$\underline{E}$	komplexe Amplitude der elektrischen Feldstärke
$E_b$	Bitenergie
$E_b/N_0$	Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte-Verhältnis
$\bar{F}_{\bar{P}_x}(\Delta t)$	komplementäre kumulative Verteilungsfunktion der Dauer von Pegelbrüchen (engl. <i>time share of fades</i> )
$G$	Antennengewinn
$G_p$	Prozessgewinn in CDMA-Systemen
$\underline{H}(f)$	Übertragungsfunktion
$L_r$	Korrelationslänge einer rauen Oberfläche
$M_i(t)$	Anzahl der sichtbaren Satelliten zum Zeitpunkt $t$
$N$	Rauschleistung
$N(t)$	Anzahl der Ausbreitungspfade zum Zeitpunkt $t$
$N_0$	Rauschleistungsdichte
$N^{eq}$	Anzahl äquivalenter Kanäle
$N_p$	Anzahl der Punkte einer Simulation
$P$	Wirkleistung

$P_{LOS}$	verfügbare Empfangsleistung bei Freiraumausbreitung und isotropen Antennen
$R$	Fresnel'scher Reflexionskoeffizient
$R_A$	Ausfallrate einer Verbindung
$R_c$	Code-Rate
$R_E$	mittlerer äquatorialer Erdradius $R_E \approx 6370$ km
$R_{HO}$	Handover-Rate
$R_K$	Rate der Kontrollkommandos
$R^{\text{mod}}$	modifizierter Fresnel'scher Reflexionskoeffizient
$R_{\tilde{P}_x} (\tilde{P}_R)$	Überschreitungsrate des Pegels $\tilde{P}_x$ (engl. <i>level crossing rate</i> )
$S$	Nutzsignalleistung
$SNR$	Signal-zu-Rauschleistungs-Verhältnis (engl. <i>signal-to-noise ratio</i> )
$\Delta SNR_{+,-}$	Pegeldifferenz für den Aufbau bzw. Abbau einer Satelliten-Diversity-Verbindung
$\Delta SNR_{HO}$	Pegeldifferenz für die Einleitung einer Gesprächsübergabe
$T$	Temperatur
$T_b$	Bitdauer
$T_c$	Chipdauer
$\underline{T}_i$	Übertragungsmatrix für Pfad $i$
$T_k$	Köhärenzzeit des Kanals
$T_s$	Symboldauer
$T_{Sys}$	Systemrauschttemperatur
$V$	Spannung
$W(x)$	Wahrscheinlichkeit von $x$
$Z_A$	Antennenimpedanz

### Kleinbuchstaben

$a$	Ausbreitungskoeffizient
$b_i$	Gewichtungsfaktor bei Signalüberlagerung
$c_0$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum $c_0 = 2,997925 \cdot 10^8$ m/s
$d$	Abstand
$d_p$	Abstand der Projektionsebenen vom Projektionszentrum
$f$	Frequenz
$f_D$	Dopplerfrequenz
$f_r$	Relaxationsfrequenz

$\underline{h}(t)$	Impulsantwort
$\underline{h}(\tau, t)$	zeitvariante Impulsantwort
$\underline{h}(\tau, f_D)$	Streufunction
$h_a$	Höhe der Antenne des Mobilteilnehmers über Grund
$h_s$	Fußpunkthöhe der Satellitenbahn
$h_v$	mittlere Schichthöhe der Landnutzungszone
$i$	allgemeine ganzzahlige Zählvariable
$j$	allgemeine ganzzahlige Zählvariable
$k$	Wellenzahl $k = \frac{2\pi}{\lambda}$
$m$	allgemeine ganzzahlige Zählvariable
$n$	allgemeine ganzzahlige Zählvariable
$r$	Radius, Entfernung
$\underline{s}$	Sendesymbol
$t$	allgemeine Zeitvariable
$\tilde{t}_A$	relative Ausfallzeit einer Verbindung
$t_p$	Signalverarbeitungszeit
$\langle t_{\tilde{P}_x}(\tilde{P}_R) \rangle$	mittlere Schwunddauer für $\tilde{P}_R < \tilde{P}_x$ (engl. <i>average fade duration</i> )
$t_{\tilde{u}}$	Signallaufzeit auf der Übertragungsstrecke
$\Delta t_{Ges}$	Gesamtsimulationszeit
$\Delta t_m$	Mittelungsdauer zur Bestimmung des Ist-Wertes der Leistungsregelung
$\Delta t_{PC}$	Zeit zwischen zwei Befehlen der Leistungsregelung
$\Delta t_s$	Signalverzögerung
$\Delta t_u$	Zeitintervall zwischen der Übermittlung der <i>SNR</i> -Messungen
$\vec{v}$	Geschwindigkeitsvektor

### Griechische Buchstaben

$\alpha$	geographischer Azimutwinkel (bzgl. Nord, mathematisch negative Orientierung)
$\beta$	freier Parameter (engl. <i>roll-off factor</i> ) bei Nyquistfilterung
$\beta$	Winkel zwischen Strahl und Beugungskante
$\gamma$	Leistungsregelungsfaktor
$\delta(x)$	Dirac-Impuls
$\delta(x, y)$	Kronecker-Symbol $\delta(x, y) = 1$ für $x = y$ , $\delta(x, y) = 0$ sonst

$\varepsilon$	Elevationswinkel
$\underline{\varepsilon}$	Permittivität
$\varepsilon_0$	Permittivität des Vakuums $\varepsilon_0 = 8,85419 \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$
$\underline{\varepsilon}_r$	relative Permittivität
$\varepsilon_{r0}$	Niederfrequenzwert der Permittivität
$\varepsilon_{r\infty}$	Hochfrequenzwert der relativen Permittivität
$\zeta$	empirische Konstante für Vegetationsdämpfung
$\eta$	Verlustfaktor
$\vartheta$	Poldistanzwinkel
$\kappa$	elektrische Leitfähigkeit
$\lambda$	Wellenlänge
$\underline{\mu}$	Permeabilität
$\mu_0$	Permeabilität des Vakuums $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$
$\nu$	empirische Konstante für Vegetationsdämpfung
$\xi$	empirische Konstante für Vegetationsdämpfung
$\rho$	Orthogonalitätsfaktor bei Mehrfachzugriffsinterferenz
$\sigma$	Standardabweichung
$\sigma_r$	Standardabweichung der Höhe einer rauhen Oberfläche
$\sigma^0$	normierter (flächenbezogener) Radarstreuquerschnitt
$\tau$	Verzögerungszeit
$\tilde{\tau}_{HO}$	relative Verzögerungszeit bei Gesprächsübergaben
$\phi$	Erhebungswinkel gegenüber einer Oberfläche
$\psi$	mathematischer Azimutwinkel (bzgl. x-Achse, mathematisch positive Orientierung)
$\omega$	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$

## Indizes

A	Ausfall
b	Satellitenzelle (engl. <i>beam</i> )
BS	Bodenstation
c	Eckenbeugung (engl. <i>corner diffraction</i> )
c	kohärent (engl. <i>coherent</i> )
d	Vorwärtsverbindung vom Satellit (engl. <i>downlink</i> )
E	Erde
Ges	Gesamt
i	Index des Punktes in der Simulation

---

i	einfallender Strahl (engl. <i>incident</i> )
inc	inkohärent (engl. <i>incoherent</i> )
K	Ausbreitungskanal
L	linkszirkulare Polarisation
M	Mobilteilnehmer
max	maximal
min	minimal
p	parallele Polarisation
R	Empfänger (engl. <i>receiver</i> )
R	rechtszirkulare Polarisation
s	senkrechte Polarisation
s	gestreuter bzw. ausfallender Strahl (engl. <i>scattered</i> )
S	Satellit
sys	Übertragungssystem
T	Sender (engl. <i>transmitter</i> )
u	Rückwärtsverbindung vom Mobilteilnehmer (engl. <i>uplink</i> )
w	Kantenbeugung (engl. <i>wedge diffraction</i> )
Z	Zielwert, Sollwert
0	Träger

### **Frequenzbänder**

VHF	30 MHz–300 MHz
UHF	300 MHz–3 GHz
SHF	3 GHz–30 GHz
EHF	30 GHz–300 GHz
L-Band	1 GHz–2 GHz
S-Band	2 GHz–4 GHz
C-Band	4 GHz–8 GHz
X-Band	8 GHz–12 GHz
Ku-Band	12 GHz–18 GHz
K-Band	18 GHz–27 GHz
Ka-Band	27 GHz–40 GHz





# Kapitel 1

## Einleitung

### 1.1 Motivation und Umfeld der Arbeit

Von zukünftigen Funkkommunikationssystemen werden vor allem die Integration verschiedenster Dienste, die Übertragung hoher Datenraten zu mobilen Teilnehmern sowie weltweite Erreichbarkeit verlangt. Die Implementierung dieser dritten Generation von Mobilfunkssystemen wird in den dichtbesiedelten und wohlhabenden Industrieländern vor allem durch die Entwicklung neuer (z. B. Universal Mobile Telecommunications System, UMTS) und die Migration bestehender terrestrischer Funksysteme (z. B. Global System for Mobile Communications, GSM) erreicht. Die letzte Maxime jedoch – die globale Verfügbarkeit – ist ohne Satellitenfunk undenkbar. Eine terrestrische Versorgung ist in dünnbesiedelten oder schwer zugänglichen Gebieten ökonomisch nicht realisierbar. Zudem besteht für Satellitensysteme die Möglichkeit, ohne merklichen Mehraufwand Kommunikations- und Navigationsdienste zu verbinden. Darüber hinaus bietet die Verwendung von Satellitensystemen in bestimmten Marktsegmenten signifikante Vorteile, wie z. B. im Flottenmanagement oder bei der Versorgung von Katastrophen- und Krisengebieten.

Die Geschichte des Satellitenmobilfunks begann 1976 mit dem maritimen COMSAT/Marisat System im UHF- und L-Band, welches Telefon- und Telefaxdienste von und zu Schiffen bereitstellte. Die weitere Entwicklung der Satellitenmobilkommunikation, auch für Anwendungen zu Lande (engl. *land mobile satellite systems*), wurde maßgeblich von der internationalen INMARSAT-Organisation vorangetrieben [Eva97].

Die frühen Systeme verwendeten geostationäre Satelliten mit nur einer Ausleuchtzone (engl. *footprint*), so dass gerichtete Antennen mit bis zu 1 m Durchmesser am terrestrischen Datenendgerät verwendet werden mussten, um die Ausbreitungsverluste zu kompensieren. Der Weg zu immer kleineren Empfängern – bis hin zu Handgeräten, die nur unmerklich größer als ihre terrestrischen Pendanten sind – wird vor allem durch die Verwendung niedrigerer Orbits und durch die Erzeugung von mehreren kleineren Ausleuchtzonen pro Satellit (engl. *spot beams*) ermöglicht. In den letzten Jahren entstanden und entstehen Systeme und Systemvorschläge, die Sprach- und niedriggradige Datendienste von und zu mobilen Handgeräten erlauben [Eva97, Mil98]. Für diese, und in gesteigertem Maße für die zukünftigen breitbandigen Satellitenmobilfunksysteme der dritten Generation, sind mannigfaltige Systementwicklungsaufgaben zu bewältigen. Hierzu gehören:

- Optimierung von Satellitenkonstellationen mit vielen Satelliten in niedriger Umlaufbahn,
- Design von sog. Multibeam-Antennen,
- Signalverarbeitung und Vermittlung im Satellit (engl. *on-board processing*),
- Direktverbindungen von Satellit zu Satellit (engl. *intersatellite links*),
- Gesprächsübergabe zwischen verschiedenen Ausleuchtzonen bzw. Satelliten (engl. *handover*),
- Satelliten-Diversity,
- Kompatibilität mit terrestrischen Systemen und Standards.

Generell erfordern die gestiegenen Ansprüche an Datenrate, Systemkapazität sowie an die Qualität der Sprach- und Datendienste eine gründliche Untersuchung und Optimierung von verschiedenen Strategien zur Erhöhung der Übertragungsqualität. Die Forderung nach einer gründlichen Systemplanung verschärft sich nochmals im Hinblick auf die in Satellitensystemen besonders kostbaren Ressourcen Sendeleistung und Netzkapazität, sowie durch die Tatsache, dass eine Marktakzeptanz vor dem Hintergrund etablierter und „preisgünstiger“ terrestrischer Systeme erkämpft werden muss. Ein Schlüsselkriterium für eine gezielte und umfassende Systemplanung ist die Verwendung eines leistungsfähigen Modells für den Funkkanal.

Bisherige Satellitenfunkkanalmodelle sind überwiegend empirischer und/oder stochastischer Natur. Viele Modelle erlauben nur die Vorhersage der kumulativen Wahrscheinlichkeit des Empfangspegels. Die einfachsten Ansätze verwenden analytische Pegelverteilungen (wie z. B. Lognormal-, Rice- und Rayleigh-Verteilungen), wobei die benötigten Parameter durch Messungen gewonnen werden müssen [Loo85, CV94, GV96, KC96]. Zur Erzeugung von Pegelzeitserien werden auch Markov-Modelle vorgeschlagen [LCD<sup>+</sup>91, BS92, MBS94, PPS<sup>+</sup>97]. Diese Modelle benötigen allerdings eine große Anzahl empirischer Konstanten. Ferner zeigen die resultierenden Zeitserien diskrete mittlere Schwundtiefen mit unphysikalischen abrupten Übergängen. Physikalisch-statistische Ansätze, die eine rein statistische Beschreibung der Umgebung mit physikalischen Ausbreitungsmodellen verbinden [SE97, TES98], bzw. strahlenoptische Ansätze [PVK<sup>+</sup>98, FAH00] sind nur für bebauten Gebiete bekannt, in denen i. d. R. terrestrische Versorgung herrscht.

Die Untersuchung von Satelliten-Diversity erweist sich mit den vorhandenen empirischen Modellen [REE92, Lut96, AV97, KKM97, TSE98] als sehr schwierig, da die Verbundabschattungswahrscheinlichkeiten für mehrere Satelliten sehr stark von der Ausbreitungs Umgebung und der Winkelseparation der Satelliten in Azimut und Elevation abhängen. Für mobile Teilnehmer und nichtgeostationäre Satelliten sind diese Parameter zusätzlich zeitvariant, so dass es praktisch unmöglich ist, genügend Messdaten für einen empirischen Ansatz zu erhalten. Mittlere Korrelationskoeffizienten der Abschattungswahrscheinlichkeit wurden in [VTS<sup>+</sup>00] berechnet. Die Untersuchung beschränkte sich jedoch auf bebauten Gebiet, außerdem zeigte sich eine recht große Schwankungsbreite der Korrelationskoeffizienten, so dass nur pauschale Aussagen über die Abschattungswahrscheinlichkeiten für maximal zwei Satelliten getroffen werden konnten. Der Einfluss der zeitlich veränderlichen Satellitenpositionen, der Signalverzögerung, der Dopplerverschiebung sowie verschiedener Algorithmen zur Diversity-Steuerung auf den erzielbaren Diversity-Gewinn und auf die Systemkapazität wird in keinem der Modelle berücksichtigt.

Bei den wenigen bisher publizierten breitbandigen Kanalmodellen handelt es sich um sog. *tapped delay line*-Modelle [JBH96, PSE96, GPW96], bei denen wiederum die Pfadgewichte und Verzögerungszeiten aus vorhandenen Messdaten abgeleitet werden. Aufgrund dieser empirischen Grundlage ist der Anwendungsbereich dieser Modelle leider ebenfalls eingeschränkt und nicht zur Untersuchung von Satelliten-Diversity geeignet. Zusätzliche Probleme sind hier der begrenzte Dynamikbereich der zugrunde liegenden Messungen

und die mangelhafte zeitliche Auflösung von Mehrwegpfaden, sowie das Fehlen von polarimetrischer Information.

Aufgrund der Tatsache, dass die meisten der oben genannten Ansätze auf messtechnisch gewonnenen Ausbreitungsdaten beruhen, beinhalten diese Modelle stets auch Einflüsse und Einschränkungen durch die Messsysteme. Die daraus gewonnenen Modelle sind in ihrer Gültigkeit (z. B. hinsichtlich der Umgebung, der Satellitenelevation, der Frequenz usw.) stark eingeschränkt und nicht auf andere Szenarien übertragbar. Als Sendepattformen werden meist existierende (geostationäre) Satelliten, Hubschrauber oder Flugzeuge verwendet, so dass die Messdaten wesentliche Aspekte des Zielsystems (z. B. zeitvariante Satellitenpositionen, Mehrfachrichtbarkeit und Doppler) nicht oder nur ungenügend berücksichtigen können. Ferner sind solche Messkampagnen sehr aufwendig, langwierig und teuer. Insbesondere für ländliche Gebiete existiert bislang kein Ausbreitungsmodell, das für beliebige Ausbreitungsszenarien Gültigkeit besitzt, eine breitbandige, polarimetrische Funkkanalcharakterisierung erlaubt sowie gleichzeitig die Bewegung des Nutzers und aller sichtbaren Satelliten vollständig berücksichtigt. Eine ausführliche Diskussion von verschiedenen Strategien zur Erhöhung der Dienstqualität unter Berücksichtigung der auftretenden Doppler- und Laufzeiteffekte, der Signalisierungsverzögerung und von polarimetrischen Effekten ist – nach Wissen des Autors – bisher nicht durchgeführt worden.

## 1.2 Aufgabenstellung

Wellenausbreitungsmodelle für den terrestrischen Mobilfunk werden überwiegend zur Ermittlung des Versorgungsgebiets bzw. zur Sendernetzplanung verwendet. Dort interessieren vor allem flächig berechnete, verlässliche Mittelwerte der Übertragungsdämpfung. Im Gegensatz dazu stehen bei Kanalmodellen für den Satellitenmobilfunk Systemstudien und -planung im Vordergrund. Folglich werden hier zeitlich hochauflösende, physikalisch korrekte und für diese Anwendung typische Zeitserien von Kanalimpulsantworten benötigt. Dabei ist sowohl eine vollständige Beschreibung der Bewegung des Nutzers und aller Satelliten der betrachteten Konstellation als auch eine realistische Modellierung der Umgebung des Teilnehmers unumgänglich.

Mit Hinblick auf den Anwendungszweck, nämlich die Untersuchung verschiedener Systemaspekte, wie z. B. Synchronisation, Modulation, Fehlerschutz,

Entzerrung, Verwürfelung (engl. *interleaving*), Leistungsregelung, Verbindungsübergabe zwischen Satelliten, Satelliten- und Polarisations-Diversity, ergeben sich folgende Anforderungen an das Kanalmodell:

- gleichzeitige Berechnung der zeitvarianten Kanalimpulsantworten aller sichtbaren Satelliten,
- Berücksichtigung von schnellem und langsamem Schwund,
- Erzeugen von stetigen Pegelzeitserien mit Auflösungen im Bereich von Zentimetern bzw. Millisekunden,
- verlässliche Vorhersage von Polarisierungseffekten,
- Simulation des Dopplerverhaltens,
- Berücksichtigung von korrelierten und zeitvarianten Effekten (u. a. Verbundabschattungswahrscheinlichkeit von Satelliten oder des Einflusses der Satellitenelevation auf die Übertragungseigenschaften).

Ferner ist die Gültigkeit des Ansatzes in einem weiten Frequenzbereich erwünscht, um mit einem einzigen Modell mehrere Frequenzbänder der Satellitenkommunikation abzudecken. Für Untersuchungen und Vergleiche verschiedener Strategien zur Erhöhung der Systemverfügbarkeit müssen darüber hinaus spezielle Effekte, hervorgerufen durch verschiedene Geschwindigkeiten des Mobilteilnehmers und durch die merkliche Signallaufzeit, Eingang in die Simulation finden.

### 1.3 Lösung und Gliederung der Arbeit

Eine vollständige Bearbeitung der Aufgabenstellung ist mit empirischen oder semi-empirischen Ausbreitungsmodellen aufgrund der bereits in Abschnitt 1.1 genannten Probleme nicht möglich. Feldtheoretische Methoden scheiden wegen der vorliegenden Problemkomplexität (z. B. große Entfernungen und Berücksichtigung von Doppler-Effekten) aus. Eine umfassende Lösung der zuvor gestellten Aufgabe ist jedoch mit Hilfe eines geometrisch-optischen Ansatzes zur Kanalmodellierung möglich. Neben der prinzipiellen Gültigkeit dieser Hochfrequenzapproximation in allen relevanten Frequenzbereichen des

Satellitenmobilfunks, bietet die Kombination von strahlenoptischer Ausbreitungsrechnung und einem Orbitgenerator<sup>1</sup> die Möglichkeit, eine breitbandige Beschreibung des Übertragungskanals aller sichtbaren Satelliten gleichzeitig zu erhalten.

Dadurch, dass Mehrwegepfade direkt berechnet werden, sind sowohl langsamer Schwund (durch Abschattung) als auch schneller Schwund (durch Interferenzen) in der Simulation berücksichtigt. Mittels einer geeigneten geometrischen Vorverarbeitung kann sichergestellt werden, dass alle relevanten Ausbreitungspfade gefunden werden, welche dann in der Superposition zu realistischen und kontinuierlichen Pegelzeitserien führen. Die Beschreibung der einzelnen Pfade durch eine vollpolarimetrische Übertragungsmatrix erlaubt eine gezielte Untersuchung von Depolarisationseffekten, die insbesondere bei der in Satellitensystemen oft verwendeten zirkularen Polarisation zu beachten sind. Ferner können Dopplerspektren und Dopplerraten, die in den Satellitennetzen in niedrigen Orbits eine wichtige Rolle spielen, vom Ausbreitungsmodell direkt berechnet werden. Durch die strikte Trennung von Funkkanal- und Systemeigenschaften ist es möglich, mit einer einzigen Ausbreitungsrechnung detaillierte Systemparameterstudien (z. B. bezüglich verschiedener Leistungsregelungsverfahren) durchzuführen.

Dieser Ansatz trägt somit inhärent vielen relevanten Abhängigkeiten und korrelierten Effekten Rechnung, wie z. B. der Korrelation der Abschattungswahrscheinlichkeiten der verschiedenen Satelliten in Abhängigkeit von ihrer Winkelseparation am Himmel. Der Einfluss der zeitvarianten Satellitenelevation und der Mobilität des Benutzers auf die Kanalsignaturen und damit auch auf die Effizienz von Leistungsregelung, Satelliten-Handover und Satelliten-Diversity wird ebenfalls vollständig modelliert. Die Berücksichtigung dieser wichtigen Zusammenhänge ist mit empirischen Modellen aufgrund der dafür erforderlichen Mengen an Messdaten praktisch nicht möglich. Darüber hinaus bietet ein strahlenoptisches Verfahren eine vorteilhafte Verbindung von hoher Vorhersagegenauigkeit bei moderatem Rechenaufwand.

Durch die Verwendung von ungerichteten Antennen und die Mobilität des Teilnehmers erlangen terrestrische Ausbreitungseffekte (wie Abschattungen und Mehrwegeausbreitung durch Streuzentren in der Nähe des Mobilteilnehmers) besondere Bedeutung. Für L- und S-Band-Systeme sind dies sogar die dominierenden Effekte. Atmosphärische Störungen werden aufgrund ihres sporadischen Auftretens, ihrer langsamen Veränderlichkeit und ihrer statisti-

---

<sup>1</sup>Welcher die relativen Positionen und Geschwindigkeiten der Satelliten berechnet.

schen Natur oft als fixe Beträge in die Leistungsbilanz aufgenommen. Durch die höhere Variabilität der terrestrischen Schwundmechanismen sind diese als die kritischen Faktoren für die Systementwicklung anzusehen. Deshalb beschränkt sich diese Arbeit auf die terrestrischen Effekte. Dadurch, dass atmosphärische und terrestrische Ausbreitungsphänomene generell unkorreliert sind, ist eine separate Betrachtung prinzipiell möglich. Somit können bei Bedarf die entsprechenden atmosphärischen Ausbreitungsmodelle einfach mit dem hier gezeigten Ansatz kaskadiert werden.

Aufgrund ihrer niedrigen Systemkapazität und der höheren Kosten sind zukünftige Satellitenmobilfunksysteme stets als Ergänzung und Erweiterung von terrestrischen Systemen konzipiert. Da letztere vor allem dichtbesiedelte, urbane Gebiete versorgen, konzentriert sich der Anwendungsbereich von Satellitensystemen vorwiegend auf ländliche Gebiete, welche daher auch in dieser Arbeit im Mittelpunkt stehen.

Zur realistischen Simulation der terrestrischen Ausbreitungsphänomene ist eine detaillierte Beschreibung der Umgebung des Mobilteilnehmers notwendig. Kapitel 2 zeigt wie topo- und morphographische Datenbanken mit stochastisch generierten Einzelobjekten kombiniert werden und in Verbindung mit einem Orbitgenerator eine realistische und vielseitige Repräsentation des Ausbreitungsszenarios im Rechner ermöglichen.

Das Ziel, hochauflösende und physikalisch korrekte Zeitserien zu erzeugen, macht eine aufwendige dreidimensionale Wellenausbreitungsrechnung unumgänglich. Um dennoch zu akzeptablen Rechenzeiten zu gelangen, müssen effiziente und für diese Anwendung optimierte Algorithmen zur Strahlsuche gefunden werden (Kapitel 3.1). Kapitel 3.2 zeigt danach auf, wie die elektromagnetischen Parameter jedes Strahls ermittelt werden und welche Besonderheiten der Satellitenmobilfunkkanal aufweist – insbesondere im Vergleich mit den typischen Eigenschaften terrestrischer Ausbreitung.

Durch nachrichtentechnische Auswertung der gewonnenen Daten (Kapitel 4) kann der Funkkanal als zeitvariantes, frequenzselektives Übertragungsglied beschrieben werden. Dies erlaubt schließlich auch eine Verifikation des Ausbreitungsmodells durch den Vergleich mit schmal- und breitbandigen Messungen (Kapitel 5). Dabei werden sowohl über längere Simulationen gemittelte Statistiken (u. a. des Pegels, der mittlere Schwunddauern, der Pegelüberschreitungsrate und der Impulsverbreiterung) als auch polarimetrische Signaturen in speziellen Ausbreitungssituationen verglichen.

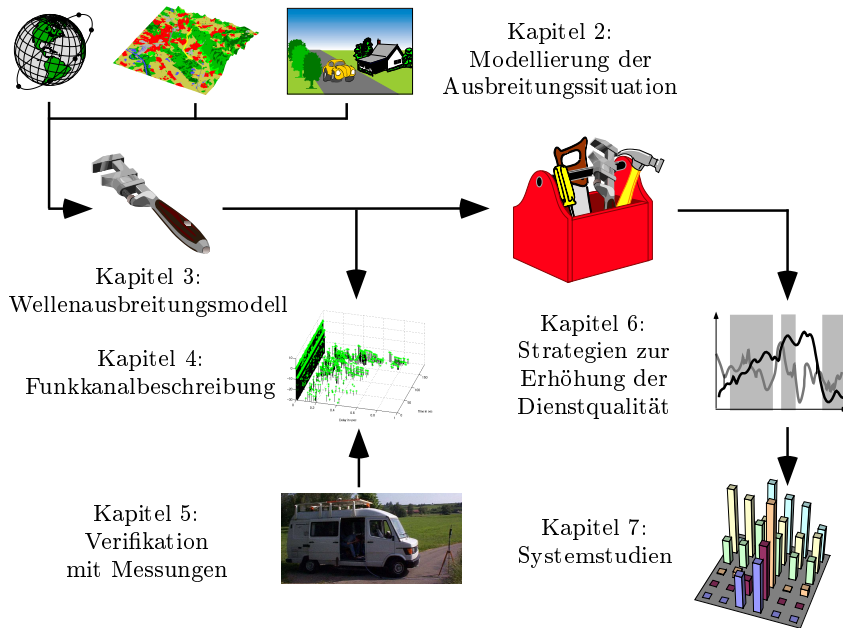


Bild 1.1: Aufbau und Gliederung der Arbeit

Durch geeignete Nachprozessierung der Funkkanaldaten können wichtige Systemaspekte, wie z. B. Signalverzögerung oder Leistungsregelung, berücksichtigt werden und somit verschiedene Strategien zur Erhöhung der Verfügbarkeit des Dienstes (Satelliten-Handover, Satelliten-Diversity und Polarisations-Diversity) untersucht und verglichen werden (Kapitel 6). Die Vorzüge und Anwendungsbereiche des gesamten Ansatzes werden anhand exemplarischer Systemstudien in Kapitel 7 gezeigt. Bild 1.1 veranschaulicht den Aufbau und die Gliederung dieser Arbeit.



## Kapitel 2

# Modellierung der Ausbreitungssituation

Eine realistische Simulation des Satellitenmobilfunkkanals setzt eine detaillierte Beschreibung der Ausbreitungssituation voraus. Im Rahmen dieser Arbeit wird die Umgebung des terrestrischen Endgeräts durch Topographie und Landnutzung beschrieben. Relevante Einzelobjekte, wie z. B. Häuser oder Bäume am Straßenrand, werden gesondert berücksichtigt. Zur Erzeugung realistischer Zeitserien ist es ferner nötig, sowohl die Mobilität des Teilnehmers (z. B. Fußgänger, Auto), als auch die Bewegung der Satelliten zu beschreiben. Letzteres geschieht mittels eines sog. Orbitgenerators, welcher die Positionen und die Relativgeschwindigkeiten der Satelliten berechnet. Durch das Zusammenwirken aller Komponenten wird eine detaillierte und vielseitig verwendbare Simulation der Ausbreitungssituation erreicht. Diese ist in der Lage, typische Wechsel von topographischen und morphographischen Gegebenheiten, z. B. während einer Überlandfahrt, zu generieren.

### 2.1 Verwendete Koordinatensysteme

Zur Beschreibung der Ausbreitungssituation werden die folgenden vier Koordinatensysteme verwendet:

- ein globales geographisches Koordinatensystem  $(L, B, Z)$ ,
- ein regionales kartesisches Koordinatensystem  $(R, H, Z)$ ,

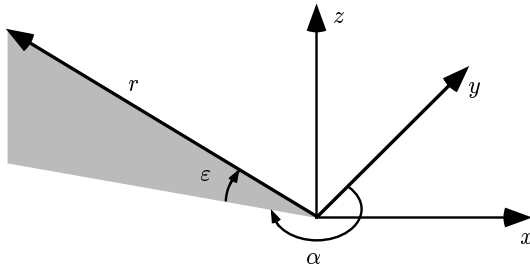


Bild 2.1: Lokale Koordinatensysteme

- ein lokales kartesisches Koordinatensystem  $(x, y, z)$ ,
- ein lokales sphärisches Koordinatensystem  $(r, \varepsilon, \alpha)$ .

Das globale geographische Koordinatensystem (L: Längengrad, B: Breitengrad, Z: Höhe über Normal-Null (NN)) wird benutzt, um den absoluten Beobachtungsstandpunkt auf der Erde festzulegen, welcher u. a. für die Berechnung der Satellitenpositionen durch den Orbitgenerator benötigt wird. Der Weg des Mobilteilnehmers wird durch ein regionales kartesisches Koordinatensystem beschrieben, wie zum Beispiel durch UTM- (engl. *Universal Transversal Mercator*) oder Gauß-Krüger-Koordinaten (R: Rechtswert, H: Hochwert, Z: Höhe über NN). Die beiden lokalen Koordinatensysteme erlauben eine effiziente Implementierung der geometrischen Algorithmen. Bild 2.1 zeigt die Definition der lokalen Koordinatensysteme, welche stets mit dem Mobilteilnehmer mitgeführt werden. Der Ursprung befindet sich im Phasenzentrum der Antenne. Die  $y$ -Achse ist zum geographischen Nordpol ausgerichtet, die  $xy$ -Ebene befindet sich tangential zur Erdoberfläche. Die Definition des sphärischen Koordinatensystems folgt der geographischen Konvention, welche zur Beschreibung von Satellitenpositionen vorwiegend verwendet wird: Der Azimutwinkel  $\alpha$  wird von Norden aus im Uhrzeigersinn gezählt, die Elevation  $\varepsilon$  ist der Erhebungswinkel gegenüber der  $xy$ -Ebene.

## 2.2 Die Ausbreitungsumgebung

Die Umgebung des Mobilteilnehmers wird durch hochauflösende Höhen- und Landnutzungsdaten mit Rasterschrittweiten zwischen 10 m und 100 m be-

schrieben. Dadurch lassen sich alle flächig ausgedehnten Hindernisse und Streuzentren finden. Allerdings beeinflussen auch einzelne Objekte am Straßenrand, wie z. B. Bäume oder Häuser, die in den obigen Datenbanken nicht enthalten sind, die Übertragung merklich [GV92, Kapitel 2 und 3]. Diese Objekte werden daher stochastisch generiert, wobei die verwendeten Statistiken von der Landnutzungs-kategorie des momentanen Standorts abhängen.

### 2.2.1 Topographie und Landnutzung

In den digitalen topographischen Daten ist die Höhe der Erdoberfläche bezogen auf Normal-Null (NN) in einem äquidistanten Gitternetz gegeben. Die Landnutzungsdaten enthalten eine Klassifizierung der Beschaffenheit der Erdoberfläche an diesen Punkten. Im Rahmen dieser Arbeit wird ein speziell für Wellenausbreitungsprobleme erarbeitetes Klassifizierungsschema verwendet [DW99], welches sieben Hauptklassen unterscheidet (siehe auch Anhang A). Durch die offene hierarchische Struktur des Klassifizierungsschlüssels können diese Hauptklassen in beliebig viele Unterklassen aufgeteilt und somit optimal an die vorhandenen Datensätze angepasst werden [DW99].

Bild 2.2 zeigt Topographie und Landnutzung in der Umgebung von Karlsruhe. Dieser Datensatz (Rasterweite 50 m) sowie der ebenfalls eingezeichnete Weg des Mobilteilnehmers („Messfahrt“) wird in später gezeigten Simulationen verwendet.

Eine Datenbank enthält zu jeder Landnutzungs-kategorie die Mittelwerte der elektromagnetischen und statistischen Materialparameter, welche für die Ausbreitungsberechnung benötigt werden. Dies sind:

- die komplexe relative Permittivität  $\underline{\epsilon}_r(f)$  beschrieben durch einen Relaxationsansatz (siehe Anhang A),
- eine statistische Beschreibung der Oberflächenrauigkeit durch die Standardabweichung der Höhe  $\sigma_r$  und die Korrelationslänge  $L_r$ ,
- die mittlere Schichthöhe  $h_v$  der Landnutzungs-kategorie,
- die Parameter  $\zeta$ ,  $\nu$  und  $\xi$  für die Ausbreitung in Vegetationsschichten.

Nähere Erläuterungen zu den in dieser Arbeit benutzten Landnutzungs-kategorien und deren Parameter finden sich in Anhang A.

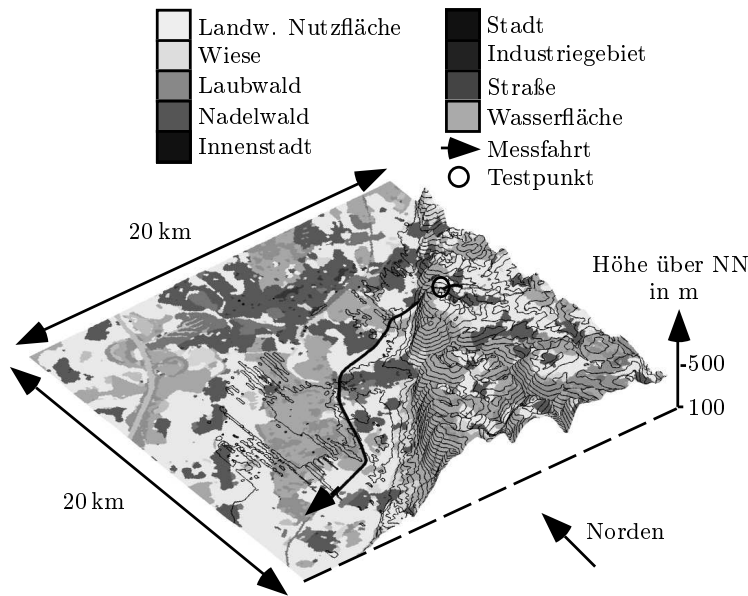


Bild 2.2: Topographie und Landnutzung in der Umgebung von Karlsruhe (Gauß-Krüger-Koordinaten:  $R_{min} = 4223590$ ,  $H_{min} = 5418660$ )

### 2.2.2 Statistische Generierung von Hindernissen

Einzelne Objekte in der unmittelbaren Umgebung des Mobilteilnehmers sind in den obigen Datenbanken nicht enthalten, führen jedoch oft zu Abschattungen und beeinflussen das Übertragungsverhalten merklich [GV87]. Deshalb werden einzelne Bäume oder Häuser am Straßenrand synthetisch generiert. Ein stochastischer Prozess approximiert diese Hindernisse durch Quader mit statistisch variierender Objektdichte, Abstand zum Mobilteilnehmer, Ausdehnung und Höhe über Grund. Die verwendeten Verteilungsfunktionen und deren Parameter sind von der aktuellen Landnutzungs-kategorie am Ort des Mobilteilnehmers abhängig. Während z. B. in bewaldeten oder bebauten Gebieten eine hohe Dichte von Bäumen bzw. Häusern modelliert wird, sind die entsprechenden Wahrscheinlichkeiten für offenes Gelände deutlich reduziert. Die verwendeten Parameter (Verteilungsfunktion, Mittelwert, Standardabweichung, obere und untere Grenze) basieren auf Angaben aus der Literatur [DMB95], [Dos95, Anhang 1] und sind im Anhang B aufgeführt. Als Re-

sultat dieses stochastischen Prozesses liegen die Koordinaten der Eckpunkte, die Höhe, sowie der Objekttyp (z. B. Baum, Gebäude) vor. Diese Objekte werden im Folgenden mit „3D-Objekte“ bezeichnet.

### 2.2.3 Der Mobilteilnehmer

Der Weg des Mobilteilnehmers wird in regionalen kartesischen Koordinaten  $\vec{G}_m(t_i)$  angegeben, wobei jedem Punkt eine Simulationszeit  $t_i$  zugeordnet ist, welche vom Orbitgenerator benutzt wird, um die aktuellen Satellitenpositionen zu berechnen. Ferner können dadurch unterschiedliche Bewegungsgeschwindigkeiten simuliert werden. Die Koordinaten  $R_i$ ,  $H_i$  und die Zeitpunkte  $t_i$  können entweder Messfahrten entnommen werden oder anhand von einigen benutzerdefinierten Stützstellen synthetisch durch ein Vorverarbeitungsmodul mit beliebiger Schrittweite interpoliert werden. In einem weiteren Arbeitsschritt wird die Höhe über Meeresspiegel  $Z_i$  aus der vorgegebenen Antennenhöhe über Grund  $h_a$  und den topographischen Daten ermittelt. Damit wird eine in sich konsistente Beschreibung der Ausbreitungsumgebung erreicht.

## 2.3 Die Satellitensysteme

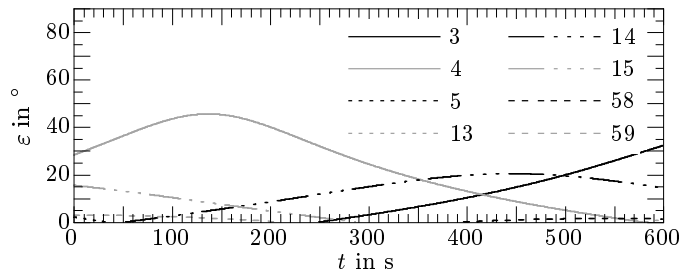
In der Satellitenmobilkommunikation werden vorwiegend niedrige Umlaufbahnen verwendet, was zur Folge hat, dass sich die Satelliten in einer Relativbewegung zu einem Fixpunkt auf der Erde befinden. Neben elliptischen Bahnen (HEO, engl. *highly elliptical orbit*) werden vor allem zirkulare Orbits verwendet. Dabei unterscheidet man je nach Bahnhöhe  $h_S$  folgende Konstellationstypen:

- LEO (engl. *low earth orbit*):  $h_S = 500 \text{ km} \dots 2000 \text{ km}$ ,
- MEO (engl. *medium earth orbit*):  $h_S = 5000 \text{ km} \dots 25000 \text{ km}$ ,
- GEO (engl. *geostationary orbit*):  $h_S = 35786 \text{ km}$ .

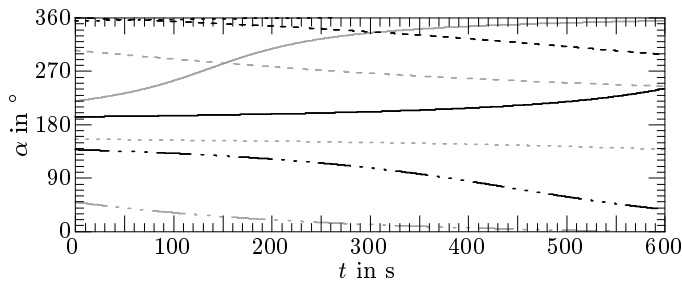
Tabelle 2.1 zeigt einen Vergleich der Umlaufzeiten und der Zeiten der Sichtbarkeit von einem festen Beobachtungspunkt auf der Erde für verschiedene Bahnhöhen [BLJ<sup>+</sup>96, Kapitel 2].

Tabelle 2.1: Zirkulare Orbitsarten

Orbit	Bahnhöhe	Umlaufzeit	Sichtbarkeit
LEO	780 km	1 h 40 min	11 min
MEO	10350 km	5 h 59 min	1 h 37 min
GEO	35786 km	23 h 56 min	$\infty$



a)



b)

Bild 2.3: Zeitvariante Positionen der Satelliten eines LEO-Systems, a): Elevation  $\epsilon$  und Legende der Satelliten-Nummern, b): Azimut  $\alpha$ 

Der Orbitgenerator berechnet anhand der Konstellationsdaten für jeden Zeitpunkt  $t_i$  die Anzahl  $n_S$  der Satelliten, die sich in der oberen Hemisphäre des lokalen sphärischen Koordinatensystems befinden. Für jeden dieser Satelliten  $S$  werden die aktuellen Koordinaten  $\vec{x}_S(t_i)$  sowie die zugehörigen Relativgeschwindigkeitsvektoren  $\vec{v}_S(t_i)$  ermittelt [IMS98, Teil 3].

Als Beispiel sind in Bild 2.3 die zeitlichen Verläufe der Elevation  $\varepsilon$  und des Azimuts  $\alpha$  der sichtbaren Satelliten eines typischen LEO-Systems für das Szenario in Bild 2.2 dargestellt. In der 10 Minuten dauernden Simulation ist deutlich das Auf- und Absteigen der Satelliten zu erkennen. Die – bereits innerhalb einer normalen Gesprächsdauer – variierende Elevation spielt eine maßgebliche Rolle für die Verbindungsqualität.

Durch die Wahl geeigneter Konstellationsparameter können sowohl Systeme mit Mehrfach-sichtbarkeit und variierenden Aspektwinkeln der Satelliten, als auch einzelne Satelliten mit fixem Azimut- und Elevationswinkel simuliert werden. Dies erlaubt sowohl die Untersuchung der Verfügbarkeit von Gesamtsystemen, als auch gezielte Ausbreitungsstudien für bestimmte Satellitenelevationen. Darüber hinaus ist auch die Berechnung von Flugzeugbahnen möglich, welche zum Vergleich mit Messungen benötigt werden.

## 2.4 Zusammenfassung

Das Zusammenwirken aller Komponenten, welche die Ausbreitungssituation beschreiben, ist exemplarisch in Bild 2.4 dargestellt. Dort ist eine Rundumansicht aus der Perspektive der Antenne des Mobilteilnehmers abgebildet. Die  $x$ -Achse zeigt den Azimutwinkel  $\alpha'$  bezogen auf die momentane Fahrtrichtung; die  $y$ -Achse entspricht dem Elevationswinkel. Für einen Zeitpunkt  $t_i \approx 60$  s (in Bild 2.2 als Testpunkt bezeichnet) einer fiktiven Fahrt auf der Autobahn A8 zwischen Karlsbad und Kreuz Karlsruhe sind die momentanen Satellitenpositionen als schwarze Sterne dargestellt. Momentan sind vier der insgesamt 66 Satelliten des LEO-Systems aus Bild 2.3 vom Benutzer aus sichtbar. Die Kurven stellen die Umriss der Hindernisse dar, welche durch Topographie, Landnutzung oder durch synthetisch generierte, einzelne Bäume und Häuser am Straßenrand verursacht werden. Zu diesem Zeitpunkt besteht Sichtverbindung zum Satelliten Nr. 4, welcher die höchste Elevation aufweist. Satellit Nr. 15 befindet sich gerade an der Schattengrenze einer Hügelkette und ist außerdem durch Bäume am Straßenrand abgedeckt. Die beiden anderen Satelliten gehen gerade am Horizont auf bzw. unter.

Während die Abschattungen durch Topographie und Landnutzung langsam veränderlich sind, wechseln die relativen Positionen der Hindernisse am Straßenrand rasch. Zusammen mit den zeitvarianten Satellitenpositionen für nicht-geostationäre Satellitensysteme und der sich ständig ändernden Bewegungsrichtung des Mobilteilnehmers ergibt sich eine dynamische Abfolge von

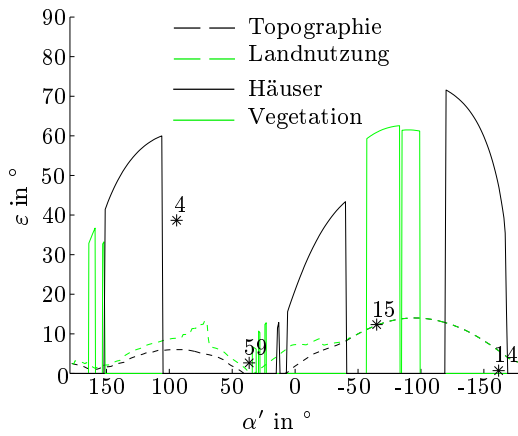


Bild 2.4: Momentanes Elevationspanorama aus der Perspektive der Teilnehmerantenne

unterschiedlichen Ausbreitungssituationen, die der Realität sehr nahe kommt und sich merklich von bisher üblichen, groben Beschreibungen der Ausbreitungsumgebung (z. B. „offenes Gelände“, „flach“, „hügelig“) unterscheidet.

Die hier beschriebene Modellierung der Umgebung stellt darüber hinaus eine schnelle und effiziente Alternative zu einem bisher zur Charakterisierung der Ausbreitungssituation verwendeten photographischen Verfahren dar. Dabei werden auf Messfahrten Rundumansichten – ähnlich zu Bild 2.4 – mittels Fischaugenobjektiven aufgenommen, perspektivisch korrigiert, statistisch ausgewertet und zu empirischen Ausbreitungsmodellen weiterverarbeitet [AV97]. Der hier beschriebene Ansatz erzeugt den gleichen Detaillierungsgrad in der Beschreibung des Ausbreitungsszenarios vollautomatisch und mit erheblich weniger Aufwand.

Durch diese detaillierte Beschreibung der näheren Umgebung des Teilnehmers sind die Grundlagen und Voraussetzungen für eine strahlenoptische Modellierung des Funkkanals gegeben. Die Vorprozessierung dieser Daten, die Suche der relevanten Ausbreitungspfade und schließlich die Berechnung der elektromagnetischen Parameter der Strahlen wird im folgenden Kapitel näher beleuchtet.



## Kapitel 3

# Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell für den Satellitenmobilfunk

Zur Berechnung hochauflösender Zeitserien von Kanalimpulsantworten bietet sich eine strahlenoptische Modellierung an. Diese Methode ermöglicht im GHz-Bereich sehr genaue Vorhersagen der Kanaleigenschaften bei vertretbarem Rechenaufwand. Darüber hinaus ist durch den physikalisch-theoretischen Ansatz ein breites Anwendungsgebiet bezüglich der Frequenz und der Ausbreitungsgebung gegeben. Im Gegensatz zu empirischen Modellen ist es ferner möglich, den reinen Übertragungskanal von Einflüssen des Übertragungssystems zu trennen. Somit werden gezielte Systemparameterstudien (z. B. Variation der Übertragungsbandbreite, der verwendeten Filter, der Signalverzögerung oder der Antennenrichtcharakteristiken) bei konstanten Ausbreitungsbedingungen möglich.

Eine strahlenoptische Ausbreitungsmodellierung gliedert sich in zwei Hauptaufgaben: Zunächst ist das geometrische Problem der Suche nach gültigen Ausbreitungspfaden zu lösen (Kap. 3.1), danach erfolgt die Bestimmung der Parameter jedes Pfades (u. a. der Ausbreitungsdämpfung, der Polarisation, der Laufzeit, der Dopplerverschiebung und der Einfallswinkel am Mobilteilnehmer) mittels geeigneter physikalischer Modelle (Kap. 3.2).

### 3.1 Suche der Ausbreitungspfade

In einem strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell wird das elektromagnetische Feld durch direkte, reflektierte, gebrochene, sowie (in Erweiterung der eigentlichen geometrische Optik) durch gebeugte Strahlen beschrieben. Die Strahlenbahnen folgen allgemein dem Fermat'schen Prinzip [MPM90, Kapitel 2]. Für homogene Materie ergeben sich geradlinige Ausbreitungspfade. Zur Bestimmung der Existenz und der exakten Geometrie dieser einzelnen Strahlen muss untersucht werden, welche Objekte in der Umgebung des Mobilteilnehmers die direkte Sichtverbindung behindern bzw. welche durch Reflexion, Streuung oder Beugung zu Mehrwegeausbreitung führen. Dazu müssen zunächst alle von der Antenne des mobilen Endgeräts aus sichtbaren Teile der vorhandenen Objekte ermittelt werden, bevor dann die eigentliche Strahlgeometrie berechnet wird.

Wie in den Kapiteln 3.2.4 und 5.1 gezeigt wird, ist für Systemplanungsaufgaben eine dreidimensionale Wellenausbreitungsrechnung unabdingbar. Aufgrund der Komplexität einer solchen dreidimensionalen Ausbreitungspfad-suche ist eine effiziente Berechnung der sichtbaren Kanten, Ecken und Flächen von höchster Priorität. Der einfachste denkbare Algorithmus besteht darin, dass für jede Strecke vom Mobilteilnehmer zu einem Eck- oder Kantenpunkt die Existenz einer Sichtverbindung durch Schnittpunktsuche mit allen  $n$  vorhandenen Objekten durchgeführt wird. Dieses Verfahren weist eine Komplexität der Ordnung  $O(n^2)$  auf, was sehr schnell zu einem nicht mehr vertretbaren Rechenzeitaufwand führt.

Die Möglichkeit einer dreidimensionalen Ausbreitungsrechnung entsteht somit erst durch optimierte geometrische Verfahren, wie dem in dieser Arbeit weiterentwickelten und auf die spezielle Problematik angepassten sog. Sweep-Line Algorithmus [BMN97, APF97]. Die Grundform dieses Algorithmus weist einen Aufwand von  $O((n+k)\log n)$  auf, wobei  $k$  die Anzahl der tatsächlich vorhandenen Schnittpunkte bezeichnet [SDK96, Kapitel 2]. Für günstige Anwendungen, wie die hier vorliegende, in denen zwar viele Objekte vorkommen, aber nur wenige Schnittpunkte existieren, wird somit ein erheblich besseres Zeitverhalten erreicht.

In dieser Arbeit wird eine abgewandelte und für die vorliegende Aufgabe optimierte Form des Sweep-Line Algorithmus vorgestellt. Die nächsten Abschnitten zeigen die wesentlichen Verarbeitungsschritte auf.

### 3.1.1 Projektion der Objekte am Straßenrand

In die dreidimensionale Suche der Ausbreitungspfade werden alle 3D-Objekte in unmittelbarer Umgebung des Mobilteilnehmers einbezogen. Eine erste Reduktion der Problemkomplexität wird durch eine Projektion in den zweidimensionalen Raum erreicht. Das Projektionszentrum ist die aktuelle Position der Mobilteilnehmerantenne. Alle 3D-Objekte werden auf vier zur  $xy$ -Ebene senkrecht stehende, orthogonale Halbebenen projiziert, welche alle den gleichen Abstand  $d_p$  zum Mobilteilnehmer haben (Bild 3.1). Der Abstand  $d_p$  muss groß genug gewählt werden, um eine hinreichende numerische Auflösung aller 3D-Objekte im Bildbereich zu erhalten. Der Vorteil dieser planaren Projektion liegt darin, dass die senkrechten Kanten vertikal bleiben, weshalb lediglich die Oberkanten der Objekte weiterverarbeitet werden müssen. Da auch die Linearität der Oberkanten erhalten bleibt, genügt es, die Eckpunkte zu projizieren.

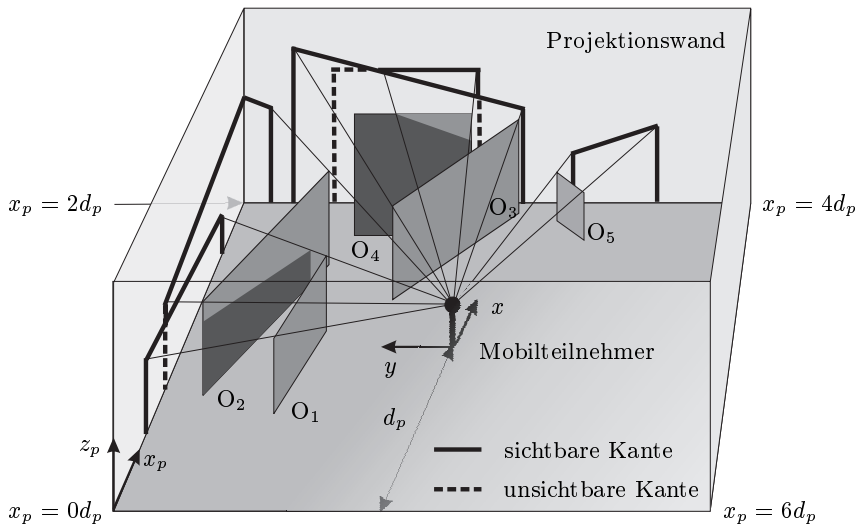


Bild 3.1: Projektion der 3D-Objekte im Nahbereich

Für jeden Eckpunkt der 3D-Objekte wird folgende Abbildungsvorschrift verwendet:

$$(x_p, z_p) = P \{(x, y, z)\} = \left( \frac{k_s}{k_m} d_p + d_0, \frac{z}{k_m} d_p \right) \quad (3.1)$$

mit

$$(k_m, k_s) = \begin{cases} (y, x) & \forall |y| > |x| \\ (x, -y) & \forall |y| \leq |x| \end{cases} \quad (3.2)$$

$$d_0 = \begin{cases} d_p & \forall |y| > |x| & \& y > 0 \\ 3d_p & \forall |y| \leq |x| & \& x > 0 \\ 5d_p & \forall |y| > |x| & \& y \leq 0 \\ 7d_p & \forall |y| \leq |x| & \& x \leq 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

Dadurch ergibt sich ein Bildbereich, bei dem die  $x_p$ -Koordinate entlang der Grundlinie der aufgeklappten vier Würfelflächen gezählt wird und dabei in einem Umlauf einen kontinuierlichen Wertebereich von  $x_p \in [0, 8d_p)$  überstreicht. Die Koordinate  $z_p$  entspricht der Höhe eines fiktiven Schattenwurfs der projizierten Objekte. Bild 3.1 zeigt beispielhaft fünf 3D-Objekte und deren Projektion. Im Folgenden wird derjenige Eckpunkt einer Objektoberkante, welcher die kleinere  $x_p$ -Koordinate besitzt, als Startpunkt bezeichnet, der andere als Endpunkt.

Für Kanten, deren Abbildung sich über mehrere Projektionswände erstreckt, werden an den Schnittstellen zweier Projektionswände zusätzliche Stützpunkte eingeführt (z. B. bei  $x_p = 2d_p$  für Objekt  $O_2$  in Bild 3.1). Dies ist nötig, da sich an diesen Stellen die Steigung der projizierten Geraden ändert (vgl. auch Bild 3.2).

Alle weiteren Verarbeitungsschritte basieren auf den nach steigender  $x_p$ -Koordinate sortierten Bildpunkten der Objektecken. Zu jedem Bildpunkt existiert ein  $x_p$ -Eintrag, welcher außer seinen Koordinaten auch die Koordinaten des zugehörigen zweiten Eckpunkts, den Abstand zum Mobilteilnehmer, eine Objektkennung sowie weitere später benötigte Daten enthält.

### 3.1.2 Der modifizierte Sweep-Line Algorithmus

Anhand der projizierten Eckpunkte können alle Punkte bestimmt werden, an denen sich die Sichtbarkeit von Objekten ändert. Dies ist nur an deren Start- und Endpunkt, bzw. an Schnittpunkten der projizierten Objektkanten möglich. Der Sweep-Line Algorithmus stellt ein Hilfsmittel dar, diese Schnittpunkte schnell zu bestimmen. Die Grundidee besteht darin, alle  $x_p$ -Einträge sukzessiv abzuarbeiten. Das bereits durch die Projektion auf zwei Dimensionen reduzierte Problem wird dabei weiter zu einer dynamischen Abfolge von

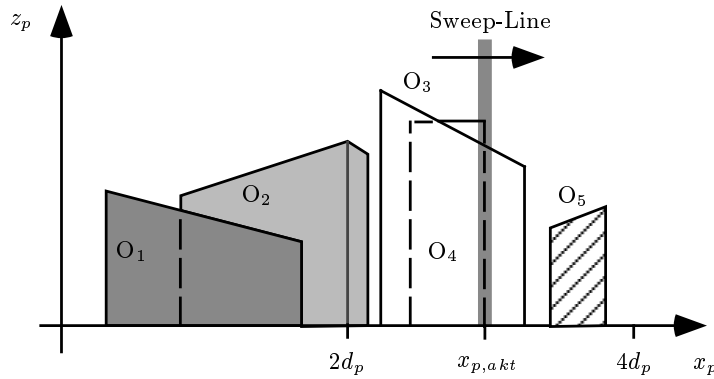


Bild 3.2: Die verschiedenen Objekttypen im Bildbereich

quasi-eindimensionalen Betrachtungen vereinfacht. Durch die sog. Sweep-Line, d. h. der momentan betrachteten Linie mit  $x_{p,akt} = \text{const}$ , werden die Objekte in drei Untermengen aufgeteilt [SDK96]:

- vollständige abgearbeitete Objekte, deren Endpunkt bereits gefunden wurde,
- aktive Objekte, bei welchen bereits der Startpunkt gefunden wurde, jedoch noch nicht der Endpunkt,
- „schlafende“ Objekte, deren Startpunkt noch nicht überstrichen wurde.

Bild 3.2 zeigt den Bildbereich der fünf Objekte aus Bild 3.1. Für eine Bestimmung der Sichtbarkeit am Punkt  $x_{p,akt}$  (Endpunkt des Objekts  $O_4$  in Bild 3.2) genügt es, die momentan aktiven Objekte  $O_3$  und  $O_4$  zu betrachten (weiße Objekte in Bild 3.2). Die grau gezeichneten Objekte  $O_1$  und  $O_2$  wurden bereits vollständig abgearbeitet, während  $O_5$  (schraffiert) noch zu den „schlafenden“ Objekten gehört.

Zu Beginn besteht die Liste der  $x_p$ -Einträge nur aus den Einträgen der Start- und Endpunkte der Objekte. Nur falls mehrere Objekte aktiv sind, müssen die zugehörigen Oberkanten auf eventuelle Schnittpunkte untersucht werden. Die Ergebnisse dieser Schnittberechnungen werden gespeichert, um eine

mehrfache Untersuchung gleicher Objekte zu vermeiden. Falls ein Schnittpunkt gefunden wird, wird dieser in die geordnete Liste der  $x_p$ -Einträge einsortiert. Durch sukzessives Abarbeiten dieser Liste gelingt es, alle Schnittpunkte zu finden und für jede  $x_p$ -Koordinate eine nach steigendem  $z_p$  sortierte Liste der aktiven Objekte zu erzeugen [BMN97]. Durch dieses strukturierte Vorgehen ergibt sich eine wesentlich verringerte Anzahl an Schnittberechnungen, was eine erhebliche Rechenzeitreduktion mit sich bringt. Es resultiert eine zweidimensionale verkettete Liste von Objekten (im Folgenden  $xz$ -Struktur genannt), deren Aufbau in Bild 3.3 skizziert ist. Dabei wurde wiederum das Beispiel aus Bild 3.1 gewählt. Von links nach rechts ergeben sich folgende Ereignisse, die zu einem  $x_p$ -Eintrag geführt haben: Startpunkt  $O_1$ , Startpunkt  $O_2$ , Endpunkt  $O_1$ , Verbindungspunkt  $O_2$ , Endpunkt  $O_2$ , Startpunkt  $O_3$ , Startpunkt  $O_4$ , Schnittpunkt  $O_3 \cap O_4$ , Endpunkt  $O_4$ , Endpunkt  $O_3$ .

Der nächste Schritt besteht nun darin, aus der  $xz$ -Struktur die sichtbaren (Teil-)Objekte sowie die Interaktionspunkte der verschiedenen Ausbreitungspfade mit den 3D-Objekten zu identifizieren.

### 3.1.3 Bestimmung der Interaktionspunkte

Zur Bestimmung der Sichtbarkeit von Objekten wird die  $xz$ -Struktur spaltenweise abgearbeitet. Anhand der jeweiligen  $z_p$ -Koordinaten und den Abständen zum Mobilteilnehmer werden vier Sichtbarkeitszustände unterschieden:

$S = 0$ : unsichtbarer Punkt,

$S = 1$ : sichtbarer Punkt innerhalb der Kante (Stützpunkt),

$S = 2$ : sichtbarer Eckpunkt der Kante,

$S = 3$ : Anfang bzw. Ende der Sichtbarkeit einer Kante aufgrund von Abschattung durch bzw. Schnitt mit einem anderen Objekt.

Die unsichtbaren Punkte ( $S = 0$ ) spielen für die weitere Verarbeitung keine Rolle. Sichtbare Stützpunkte ( $S = 1$ ) beschränken die vertikale Sichtbarkeit anderer Objekte. Einträge mit  $S = 2$  bilden sowohl Grenzpunkte des sichtbaren Bereichs von horizontalen und vertikalen Kanten, als auch Interaktionspunkte für Eckenbeugung, wohingegen  $S = 3$  lediglich einen Grenzpunkt

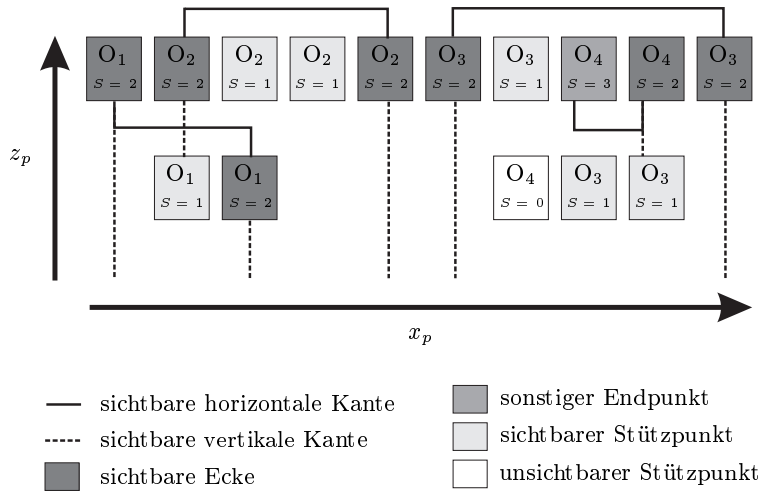


Bild 3.3: Aufbau der  $xz$ -Struktur zur Bestimmung der sichtbaren Ecken und Kanten

für eine horizontale Kante repräsentiert. Damit lassen sich die sichtbaren Abschnitte von vertikalen Kanten leicht innerhalb einer Spalte der zweidimensionalen Liste erkennen. Der sichtbare Bereich von horizontalen Kanten wird durch zwei in  $x_p$ -Richtung aufeinanderfolgende Einträge des selben 3D-Objekts mit  $S = \{2,3\}$  bestimmt. Bild 3.3 zeigt das Ergebnis der Sichtbarkeitsprüfung sowie die sichtbaren Kantenbereiche und Ecken für das Beispiel aus Bild 3.1.

Für jede  $x_p$ -Koordinate ist nach diesem Arbeitsschritt bei allen dort vorkommenden Objekten der Sichtbereich durch die minimale und maximale Elevation  $\varepsilon_{min}$  und  $\varepsilon_{max}$  gegeben.

Als nächstes müssen die Interaktionspunkte der verschiedenen Ausbreitungspfade mit den 3D-Objekten bestimmt werden. Die Eckenbeugungspunkte  $\vec{x}_c$  ergeben sich unmittelbar aus den sichtbaren Eckpunkten der Objekte ( $S = 2$ ) in der obigen Liste. Während Eckenbeugungsanteile beliebige Punkte im Raum erreichen, d. h. der Einfallswinkel  $\beta_{ic}$  und der Ausfallswinkel  $\beta_{dc}$  der Eckenbeugung voneinander unabhängig sind, müssen die Kantenbeugungs-

punkte das Keller'sche Beugungsgesetz [MPM90, Kapitel 4]

$$\hat{k}_{iw} \cdot \hat{e} = \hat{k}_{dw} \cdot \hat{e} \quad \Rightarrow \quad \beta_{iw} = \beta_{dw} \quad (3.4)$$

erfüllen. Darin bezeichnen  $\hat{k}_{iw}$  und  $\hat{k}_{dw}$  die Einheitsvektoren des einfallenden und des kantengebeugten Strahls,  $\hat{e}$  ist der Einheitsvektor entlang der beugenden Kante (vgl. Bild 3.4).

Im Ausbreitungsmodell ist die Position des Mobilteilnehmers (welcher als Ursprung des lokalen Koordinatensystems dient, d. h.  $\vec{x}_M = \vec{0}$ ), der Eckpunkt  $\vec{x}_c$  des 3D-Objekts, sowie die Einfallsrichtung des Strahls  $\hat{k}_{iw}$  bekannt (Bild 3.4). Der Kantenbeugungspunkt kann unter Benutzung einer Hilfsebene berechnet werden, welche durch den Einheitsvektor entlang der Beugungskante  $\hat{e}$  und durch den Einheitsvektor

$$\hat{m} = \hat{e} \times \frac{\vec{x}_c \times \hat{e}}{|\vec{x}_c \times \hat{e}|} \quad (3.5)$$

aufgespannt wird. Der Kantenbeugungspunkt  $\vec{x}_w$  ergibt sich dann zu

$$\vec{x}_w = (\vec{x}_c \cdot \hat{m}) \hat{m} + \frac{\vec{x}_c \cdot \hat{m}}{\tan\left(\arccos\left(-\hat{k}_{iw} \cdot \hat{e}\right)\right)} \hat{e}. \quad (3.6)$$

Falls  $\vec{x}_w$  im sichtbaren Bereich der Kante liegt, wird dieser Punkt in eine Liste von abzuarbeitenden Kantenbeugungen aufgenommen. Bild 3.4 veranschaulicht diese geometrischen Größen.

Die Bestimmung des Reflexionspunkts auf dem 3D-Objekt bedient sich der Spiegelungsmethode. Dazu wird zunächst der Spiegelpunkt  $M_O \{\vec{x}_m\}$  des Mobilteilnehmers bzgl. des 3D-Objektes berechnet:

$$M_O \{\vec{x}_M\} = 2(\vec{x}_c \cdot \hat{n}) \hat{n}, \quad (3.7)$$

wobei  $\hat{n}$  den zum Mobilteilnehmer zeigenden Normaleneinheitsvektor des Objekts bezeichnet (vgl. Bild 3.5). Vom Spiegelpunkt wird nun der Schnittpunkt mit dem 3D-Objekt gesucht. Es erweist sich als sinnvoll, zunächst eine  $xy$ -Projektion der Halbgeraden von diesem Spiegelpunkt in Richtung  $-\hat{k}_i$  in die Bodenebene durchzuführen. Diese Ebene ist um die Antennenhöhe über Grund  $h_a$  gegenüber dem Ursprung des lokalen Koordinatensystem versetzt und enthält alle Ortsvektoren  $\vec{x}$  mit:

$$\hat{e}_z \cdot \vec{x} = -h_a. \quad (3.8)$$



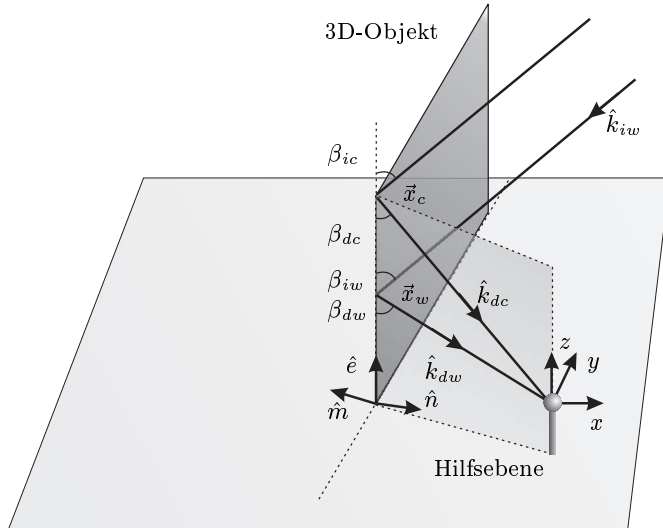


Bild 3.4: Bestimmung der Beugungspunkte

Nach der Projektion kann eine zweidimensionale Schnittberechnung verwendet werden [DZW97]. Existiert ein Schnittpunkt, so werden zunächst seine  $z$ -Koordinate und danach seine Koordinaten  $(x_{p,r}, y_{p,r})$  im Bildbereich der Projektion aus Kapitel 3.1.1 berechnet. Für die Existenz dieses reflektierten Strahls müssen die folgenden beiden Bedingungen erfüllt sein:

- das zugehörige Objekt  $O_k$  ist mindestens an einer der benachbarten  $x_p$ -Einträge in der  $xz$ -Struktur als horizontale Kante eingetragen,
- die Elevation des reflektierten Strahls  $\varepsilon_i$  liegt innerhalb des vertikalen Sichtbarkeitsbereich des Objektes:  $\varepsilon_{k,min} < \varepsilon_i < \varepsilon_{k,max}$ .

Für Ausbreitungspfade, die eine Reflexion am Boden unterlaufen, wird in gleicher Weise der Bodenreflexionspunkt bestimmt. Hier erfolgt zunächst die Spiegelung der Mobilteilnehmerantenne an der Bodenebene (3.8), d. h.

$$\vec{x}_M^B = M_B \{ \vec{x}_M \} = -2h_a \hat{e}_z. \quad (3.9)$$

Ausgehend von diesem Spiegelpunkt erfolgt die weitere Strahlsuche wie oben beschrieben, so dass alle gültigen bodenreflektierten Strahlen gefunden wer-

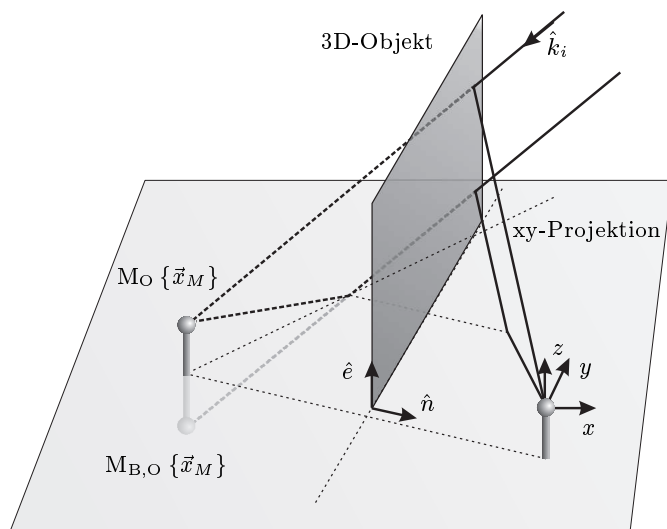


Bild 3.5: Bestimmung der Reflexionspunkte

den. Exemplarisch sind in Bild 3.5 der am 3D-Objekt reflektierte Strahl sowie der zugehörige, zusätzlich am Boden reflektierte Strahl eingezeichnet.

Nachdem alle Interaktionspunkte an den 3D-Objekten gefunden sind, erfolgt die weitere Strahlsuche unter Berücksichtigung der Topographie- und Landnutzungsdaten. Da aufgrund der begrenzten Auflösung dieser Daten keine detaillierte Information über die lokale Orientierung von Hügeln und Bergen vorliegen, werden die Strahlenbahnen zwischen den Interaktionspunkten an den 3D-Objekten und dem Satelliten auf eine vertikale Schnittebene begrenzt. Die hierzu benötigten Verfahren werden im folgenden Abschnitt kurz erläutert.

#### 3.1.4 Profilerstellung und Sichtprüfung

Zur Strahlsuche zwischen 3D-Interaktionspunkt und Satellit wird zunächst ein vertikales Höhenprofil des Geländes mit äquidistanter Rasterung erstellt. Die Rasterschrittweite ist von der Auflösung der Daten unabhängig. Die

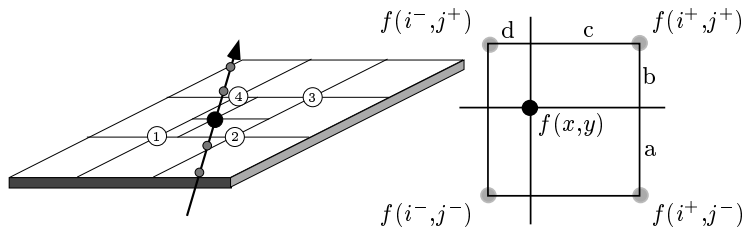


Bild 3.6: Dateninterpolation für Profilerstellung

Bestimmung der Höhenwerte erfolgt mittels bilinearer Interpolation:

$$f(x,y) = (bc + bd + ad + ac)^{-1} \cdot \{bc \cdot f(i^-, j^-) + bd \cdot f(i^+, j^-) + ad \cdot f(i^+, j^+) + ac \cdot f(i^-, j^+)\}. \quad (3.10)$$

wobei  $i^\pm$  und  $j^\pm$  die Indizes der umliegenden Höhenwerte sind. Die Achsenabschnitte innerhalb dieser Rasterzelle werden mit  $a$ ,  $b$ ,  $c$  und  $d$  bezeichnet, wie in Bild 3.6 dargestellt.

Die Bestimmung der wahrscheinlichsten Landnutzungsklasse erfolgt ebenfalls durch Gewichtung mit den Achsenabschnitten. Zunächst werden für alle in den umliegenden Stützpunkten vorkommenden Landnutzungsklassen  $L_n$  die gewichteten Wahrscheinlichkeiten  $W(L_n)$  berechnet:

$$W(L_n) = (bc + bd + ad + ac)^{-1} \cdot \{bc \cdot \delta(L_n, L(i^-, j^-)) + bd \cdot \delta(L_n, L(i^+, j^-)) + ad \cdot \delta(L_n, L(i^+, j^+)) + ac \cdot \delta(L_n, L(i^-, j^+))\}. \quad (3.11)$$

In Gleichung (3.11) bezeichnet  $\delta(a,b)$  das Kronecker-Symbol

$$\delta(a,b) = \begin{cases} 1 & \forall a = b \\ 0 & \forall a \neq b \end{cases}. \quad (3.12)$$

Dem zu untersuchenden Punkt wird dann diejenige Landnutzungsklasse zugewiesen, welche  $W(L_n)$  maximiert:

$$L(x,y) = L_m \quad \text{mit} \quad W(L_m) = \max_n (W(L_n)). \quad (3.13)$$

Durch dieses Vorgehen wird ein optimaler Informationsgehalt aus den Rasterdaten gewonnen. Der räumliche Abstand, unter welchem durch die Diskretisierung fehlerhafte Landnutzungsklassen zugewiesen werden, kann somit

minimiert werden und beträgt in der Regel weniger als eine halbe Raster-schrittweite [DGW00]. Dies ist besonders wichtig, da in der Nähe des Mobilteilnehmers die maximale Elevation, welche ein Hindernis erzeugt, sehr stark mit der Entfernung abnimmt [DGW00].

Aus dem Höhenprofil lassen sich durch Vergleich der Steigungen vom Mobilteilnehmer zum Satellit, bzw. zu allen Punkten des Höhenprofils, leicht die Sichtverhältnisse und die Position von Hindernissen ermitteln [Kür93, Kapitel 2]. In dieser Arbeit werden allerdings auch Hindernisse berücksichtigt, welche die Sichtverbindung nicht blockieren, sich jedoch innerhalb der ersten Fresnelzone befinden, da diese merkliche Beugungsanteile verursachen [GW98, Kapitel 2]. Auch innerhalb der vertikalen Schnittebene werden Bodenreflexionen mittels der Spiegelungsmethode (vgl. Kapitel 3.1.3) berücksichtigt.

Jeder Landnutzungs-kategorie ist eine mittlere Schichthöhe  $h_v$  zugewiesen. Handelt es sich dabei um Vegetationsschichten (z. B. Wald), so wird für die gefundenen Strahlen noch geprüft, ob sie Vegetationsschichten durchdringen und ggf. die zugehörigen Wegstrecken innerhalb dieses verlustbehafteten Mediums ermittelt.

Optimierte Sichtprüfungsalgorithmen sind notwendig, um in den topographischen Rasterdaten diejenigen Punkte zu identifizieren, von welchen einfach gestreute Signalanteile ausgehen. Diese Interaktionspunkte müssen sowohl Sicht zum Mobilteilnehmer als auch zum Satelliten besitzen. Eine vollständige Suche in den Daten würde bedeuten, dass für jeden Rasterpunkt zwei komplette Höhenprofile erstellt und zwei Sichtprüfungen durchgeführt werden müssen (jeweils für die Strecken Mobilteilnehmer–Streupunkt und Streupunkt–Satellit). Um die damit verbundene hohe Rechenzeit zu minimieren, wird eine modifizierte Version des sog. radialen Algorithmus [BDW96] verwendet. Dieser bearbeitet die topographischen Rasterdaten sektorweise vom Mobilteilnehmer in radialer Richtung. Dabei werden die Informationen aus der  $xz$ -Struktur verwendet, um festzustellen, welche Azimutbereiche durch 3D-Objekte abgeschattet sind. Die dahinter liegenden Gebiete können bei der Suche nach Streupunkten ausgelassen werden, was zu einer merklichen Beschleunigung der Suche führt.

### 3.1.5 Berücksichtigte Ausbreitungspfade

Nach den obigen geometrischen Verfahren sind für alle relevanten Strahlen die Interaktionspunkte mit der Umgebung bekannt. Die bisher beschriebenen geometrischen Verarbeitungsschritte stellen sicher, dass nur sinnvolle Kombinationen von Interaktionen in die Liste der zu berechnenden Pfade aufgenommen werden.

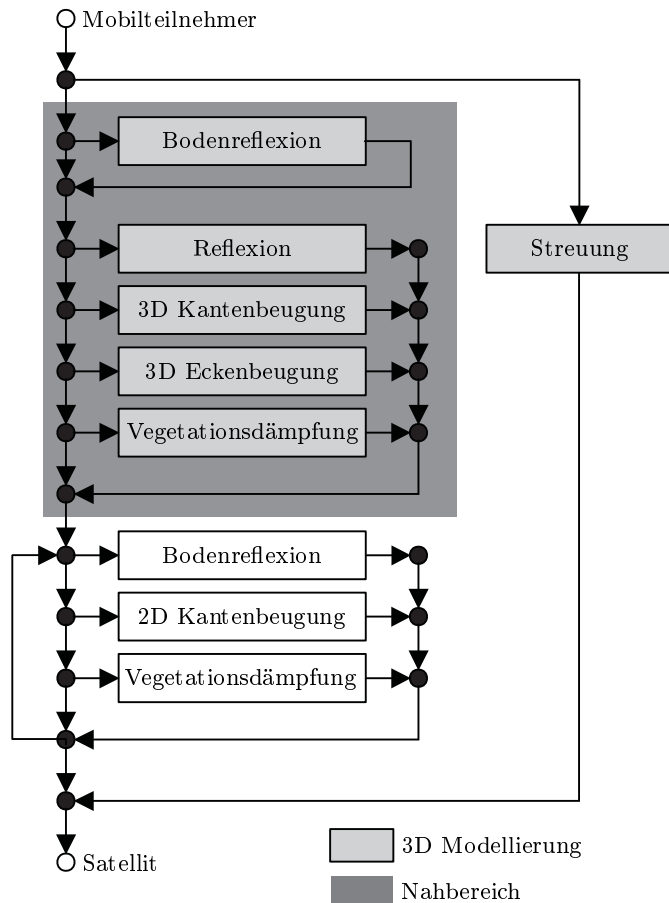


Bild 3.7: Berücksichtigte Ausbreitungspfade

Bild 3.7 zeigt schematisch alle theoretisch möglichen Kombinationen von Ausbreitungsphänomenen, welche das Wellenausbreitungsmodell berücksichtigt. Jeder gefundene Strahl muss einen gültigen Pfad zwischen Mobilteilnehmer und Satellit in diesem Diagramm durchlaufen. Pro Ausbreitungspfad wird jeweils maximal eine Interaktion an einem 3D-Objekt berücksichtigt, dabei kann zusätzlich eine Bodenreflexion vorgeschaltet sein. Die Strahlsuche erfolgt in diesem Nahbereich dreidimensional. Im anschließenden Bereich der zweidimensionalen Modellierung ist eine beliebige Kaskadierung von mehreren Interaktionen möglich. Hier werden Bodenreflexion, Kantenbeugung und Dämpfung durch Vegetationsschichten berücksichtigt. Weitere Ausbreitungspfade werden durch Streupunkte in den topographischen Daten erzeugt. Aufgrund der Tatsache, dass Mehrfachstreuungen stark in ihrer Amplitude gedämpft sind, genügt hier die Berücksichtigung von Einfachstreuungen [Fun94, Kapitel 5].

## 3.2 Physikalische Ausbreitungsrechnung

Der folgende Abschnitt fasst die für die verschiedenen Interaktionstypen des Strahls mit der Umgebung verwendeten physikalischen Modelle zusammen. Dabei wird vor allem auf die Relevanz der einzelnen Beiträge sowie die Besonderheiten bei der Anwendung auf die Satellitenkommunikation (z. B. die Relevanz und Sensitivität der verschiedenen Ausbreitungsphänomene für unterschiedliche Elevationen) eingegangen. Für eine Herleitung und ausführliche Erläuterung der jeweiligen Ausbreitungskoeffizienten wird in den einzelnen Kapiteln auf die entsprechende Literatur verwiesen.

Neben der ungestörten Freiraumausbreitung werden die folgenden Ausbreitungsphänomene unterschieden:

- Reflexionen an den 3D-Objekten bzw. auf der Straße,
- Streuung abseits der Straße,
- Kantenbeugungseffekte,
- Eckenbeugungseffekte,
- Dämpfung durch Vegetationsschichten.

Tabelle 3.1: Frequenzbänder und mittlere Wellenlängen für Satelliten-Teilnehmerverbindungen [BLJ<sup>+</sup>96, Kapitel 1], ↓: Vorwärtsverbindung Satellit-Teilnehmer, ↑: Rückwärtsverbindung Teilnehmer-Satellit

Systemtyp	Band	Frequenzbereich	Verbindung	Wellenlänge
Daten-LEO	VHF	137 MHz – 150 MHz	↑↓	210 cm
	UHF	400 MHz	↑↓	75 cm
GEO	L	1,525 GHz – 1,56 GHz	↑↓	19 cm
Sprach-LEO	L	1,61 GHz – 1,66 GHz	↑	18 cm
	L/S	1,98 GHz – 2,01 GHz	↑	15 cm
	S	2,17 GHz – 2,20 GHz	↓	14 cm
	S	2,48 GHz – 2,50 GHz	↓	12 cm
Eutelsat	X/Ku	11,0 GHz – 14,2 GHz	↑↓	2,4 cm
Breitband-LEO/GEO	K	17,7 GHz – 21,2 GHz	↓	1,5 cm
	Ka	27,5 GHz – 31,0 GHz	↑	1,0 cm
	EHF	39,5 GHz – 47,0 GHz	↑↓	0,7 cm

Für die Teilnehmerverbindungen von Satellitenkommunikationsdiensten sind Frequenzbereiche vom VHF- bis zum EHF-Band zugewiesen (Tabelle 3.1). Da die für Sprach- und breitbandige Datendienste verwendeten Wellenlängen vorwiegend im unteren cm-Bereich liegen – und damit bereits in der Größenordnung der Oberflächenunebenheiten – muss generell die Rauigkeit der Interaktionsflächen berücksichtigt werden. Entsprechende Untersuchungen finden sich in den jeweiligen Kapiteln zu den einzelnen Ausbreitungsphänomenen.

### 3.2.1 Transformation in eine zirkulare Polarisationsbasis

Für Satellitenkommunikationssysteme im L- und S-Band werden häufig zirkular polarisierte Wellen verwendet, da der Empfang dann durch die in der Atmosphäre auftretende Faraday-Rotation [Gro70, Anhang 28] nicht beeinträchtigt wird. Da die Übertragungskoeffizienten für die verschiedenen Ausbreitungsphänomene meist für lineare Polarisierungen angegeben sind, muss eine Transformation der Polarisationsbasis erfolgen.

Die Übertragungsgleichungen in den verschiedenen Polarisationsbasen sind

gemäß

$$\begin{aligned}\vec{E}_{p,s}^s &= \underline{T}_{p,s} \vec{E}_{p,s}^i \\ \vec{E}_{\vartheta,\psi}^s &= \underline{T}_{\vartheta,\psi} \vec{E}_{\vartheta,\psi}^i \\ \vec{E}_{R,L}^s &= \underline{T}_{R,L} \vec{E}_{R,L}^i\end{aligned}\quad (3.14)$$

definiert. Darin bezeichnen die Hochindizes  $i$  und  $s$  das einfallende und das gestreute Feld, die Tiefindizes  $p$  und  $s$  die parallele und senkrechte Polarisation in der strahlfixierten linearen Polarisationsbasis  $(\hat{k}, \hat{p}, \hat{s})$  in FSA-Konvention (engl. *forward scattering alignment*),  $\vartheta$  und  $\psi$  die entsprechenden Winkel im lokalen sphärischen Koordinatensystem  $(\hat{r}, \hat{\vartheta}, \hat{\psi})$  mit BSA-Konvention (engl. *backscattering alignment*) [GW98, Kapitel 2].  $R$  und  $L$  sind die rechts- und linkszirkularen Basisvektoren. Mit der IEEE-Definition von links- und rechtszirkularer Polarisation [Bal89, Kapitel 4]

$$\begin{aligned}\underline{E}_R &= \frac{1}{\sqrt{2}} (-j\underline{E}_p + \underline{E}_s) \\ \underline{E}_L &= \frac{1}{\sqrt{2}} (+j\underline{E}_p + \underline{E}_s)\end{aligned}\quad (3.15)$$

ergibt sich der folgende Zusammenhang zwischen den Übertragungsmatrizen:

$$\underline{T}_{R,L} = \underline{A} \underline{T}_{p,s} \underline{A}^{-1}. \quad (3.16)$$

Dabei ist die unitäre Transformationsmatrix  $\underline{A}$  mit  $\underline{A}^{-1} = \underline{A}^{T*}$  durch

$$\underline{A} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -j & 1 \\ j & 1 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

gegeben. Für das bei Streuprozessen häufig verwendete lokale sphärische Koordinatensystem ergibt sich folgender Zusammenhang [GW98, Kapitel 2]:

$$\underline{T}_{R,L} = \underline{A} B \underline{T}_{\vartheta,\psi} \underline{A}^{-1} \quad (3.18)$$

mit

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

Eine detaillierte Untersuchung von Ausbreitungsphänomenen für lineare Polarisation wird u. a. in [GW98, Kapitel 2] durchgeführt. In den folgenden Abschnitten wird daher überwiegend zirkulare Polarisation betrachtet, um die sich daraus ergebenden Besonderheiten für die Satellitenmobilkommunikation aufzuzeigen.



### 3.2.2 Reflexion

Für ideal glatte, ausgedehnte Oberflächen können die Fresnel'schen Reflexionskoeffizienten verwendet werden [GW98, Kapitel 2]. Nach Gleichung (3.16) ergeben sich die zirkularen Fresnel'schen Reflexionsfaktoren für die Ko- und Kreuzpolarisation zu

$$\begin{aligned} \underline{R}_{RR} = \underline{R}_{LL} &= \frac{1}{2} (\underline{R}_s + \underline{R}_p) \\ \underline{R}_{RL} = \underline{R}_{LR} &= \frac{1}{2} (\underline{R}_s - \underline{R}_p) \end{aligned} \quad (3.20)$$

wobei der Index  $s$  die zur Einfallsebene senkrechte und  $p$  die dazu parallele Polarisation bezeichnet. Die Fresnel-Reflexionskoeffizienten  $\underline{R}_s$  und  $\underline{R}_p$  sind u. a. in [Bal89, Kapitel 5] und in [GW98, Kapitel 2] ausführlich beschrieben.

Für ausgedehnte, leicht rauhe Oberflächen, bei denen die Standardabweichung  $\sigma_r$  der Höhe sehr viel kleiner als die Wellenlänge  $\lambda_0$  ist, kann von einer vorwiegend kohärenten Streuung ausgegangen werden. Der dominierende Anteil der Energie wird in diesem Fall in die spiegelnde Ausfallsrichtung reflektiert. Allerdings führt die Oberflächenrauigkeit zu partieller Auslöschung der gestreuten Wellen und somit zu einer reduzierten Amplitude. Diesem Effekt wird durch die sog. modifizierten Fresnel-Reflexionskoeffizienten  $\underline{R}^{\text{mod}}$  Rechnung getragen [GW98, Kapitel 2]:

$$\underline{R}_{XY}^{\text{mod}} = \underline{R}_{XY} \cdot e^{-2(k_0 \sigma_r \sin \phi)^2}, \quad (3.21)$$

welche sich aus den Fresnel-Koeffizienten  $\underline{R}_{XY}$  berechnen lassen. Dabei ist  $k_0 = 2\pi/\lambda_0$  die Wellenzahl und  $\phi$  der Erhebungswinkel gegenüber der betreffenden Oberfläche. Diese Näherung ist für Straßen- und Häuseroberflächen im betrachteten Frequenzbereich (vgl. Tabelle 3.1) gültig, da die Standardabweichung der Höhe dort typischerweise im mm-Bereich liegt [LS99, Sch98].

Bild 3.8 zeigt den Betrag des modifizierten Reflexionskoeffizienten für Ko- und Kreuzpolarisation als Funktion des Erhebungswinkels  $\phi$ . Dabei wurden die Materialparameter einer typischen Beton- bzw. Asphaltoberfläche im L-Band mit  $\underline{\epsilon}_r = 5 - j1,1$  verwendet sowie zum Vergleich diejenigen von Süßwasser ( $\underline{\epsilon}_r = 80,6 - j6,9$ ). Zusätzlich wird jeweils das Verhältnis  $\sigma_r/\lambda_0$  variiert.

Es zeigt sich, dass der reflektierte Strahl nur für sehr kleine Erhebungswinkel merklich zum Gesamtpegel der Kopolarisation beiträgt. Die Reflexionsfaktorkurven für Ko- und Kreuzpolarisation schneiden sich im Bereich des Pseudo-Brewster-Winkels, da sich dort das Vorzeichen des Realteils von  $\underline{R}_p$  umdreht.

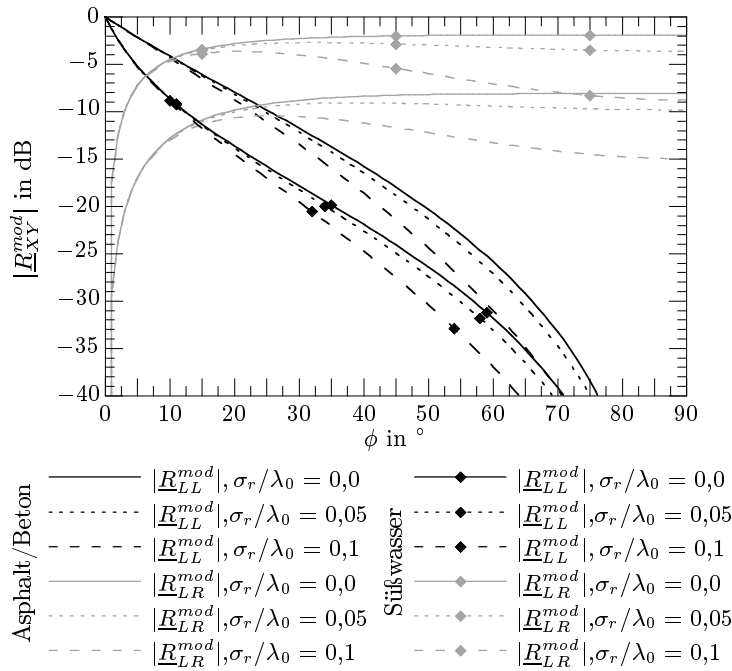


Bild 3.8: Ko- und Kreuzpolarisation bei Reflexion an Beton/Asphalt bzw. Süßwasser für verschiedene Oberflächenrauigkeiten und zirkulare Polarisation

Für Beton und Asphalt liegt dieser Winkel bei ca.  $\phi = 25^\circ$  und für Wasser bei  $\phi = 5^\circ$ . Für größere  $\phi$  überwiegt die Kreuzpolarisation. Der Einfluß der Oberflächenrauigkeit macht sich mit wachsenden Erhebungswinkeln immer stärker bemerkbar. Der Unterschied zwischen ideal glatter Oberfläche  $\sigma_r/\lambda_0 = 0$  und  $\sigma_r/\lambda_0 = 0,1$  beträgt zum Beispiel für  $45^\circ$  ca. 3,5 dB und für senkrechten Einfall ca. 7 dB.

Berücksichtigt man, dass der Erhebungswinkel  $\phi$  für Bodenflächen der Satellitenelevation  $\varepsilon$  entspricht, für Häuserwände jedoch  $\phi = 90^\circ - \varepsilon$  gilt, so ergeben sich aus der obigen Betrachtung bereits folgende allgemeine Tendenzen für zirkulare Polarisation:

- Reflexionen am Boden spielen vor allem für niedrige Elevationen eine merkliche Rolle, an senkrechten Wänden hingegen nur für hohe Elevationswinkel.

tionen,

- in einem weiten Winkelbereich dominiert die Kreuzpolarisation; die Untersuchung von Polarisations-Diversity erscheint grundsätzlich lohnenswert,
- für Wasseroberflächen bzw. für nasse Straßen reduziert sich der Winkelbereich in dem merkliche Pegel in der Kopolarisation auftreten, die absolute Dämpfung der Kreuzpolaren hingegen beträgt dann in einem weiten Winkelbereich nur wenige dB,
- mit steigender Satellitenelevation reduziert der Einfluß der Oberflächenrauhigkeit den Pegel des bodenreflektierten Strahls zunehmend, für Reflexionen an Wänden hingegen gleicht sich der Pegel mehr und mehr demjenigen der idealen Reflexion an.

Diesen Tendenzen überlagert sich der Effekt der Antennenrichtcharakteristik. Selbst für die nahezu ungerichtete Antenne eines Handgeräts kann von einer weiteren merklichen Unterdrückung von bodenreflektierten Signalanteilen ausgegangen werden.

### 3.2.3 Streuung

Abseits der Straße überwiegen Oberflächen mit größeren Rauigkeiten, wie z. B. Ackerboden. Die Energie einer dort auftreffenden elektromagnetischen Welle wird in einen weiten Winkelbereich gestreut und kann somit von beliebigen Richtungen am Empfänger eintreffen.

Eine statistische Beschreibung der Oberflächenrauhigkeit geschieht mit Hilfe der Standardabweichung der Höhe  $\sigma_r$  sowie der Korrelationslänge  $L_r$  [UMF81, Kapitel 11]. Für natürliche Oberflächen kann oft eine Gaußverteilung für die Höhenfunktion angenommen werden, die entsprechenden Standardabweichungen liegen im Bereich von  $\sigma_r = 1$  cm bis  $\sigma_r = 10$  cm, die Korrelationslängen  $L_r$  im unteren Dezimeterbereich [BB98, SWH<sup>+</sup>87]. Verwendet man das Fraunhofer-Kriterium [GW98, Kapitel 2]

$$\sigma_r < \frac{\lambda_0}{32 \sin \phi} \quad (3.22)$$

als Grenzwert für einen Energietransport in vorwiegend spiegelnder Ausfallrichtung, so ergibt sich beispielsweise im L-Band für eine Oberfläche mit

$\sigma_r = 2$  cm nur für Erhebungswinkel  $\phi < 18^\circ$  in guter Näherung eine Reflexion, für größere Winkel treten bereits merkliche Streuteile in andere Ausfallsrichtungen auf. Für eine Frequenz von 20 GHz ist dieser Winkel auf  $1^\circ$  abgesunken. Insbesondere für Kanalmodelle im Satellitenmobilfunk, bei denen höhere Erhebungswinkel eine große Rolle spielen, muss daher Streuung berücksichtigt werden.

Eine Schwachstelle der bisher meistens verwendeten Streumodelle (z. B. Kirchhoff-Modelle oder Small Perturbation Method [UMF81, Kapitel 12]) liegt darin, dass der in der Praxis interessierende Bereich mittlerer Oberflächenrauigkeiten nicht abgedeckt werden konnte. In dieser Arbeit wird die sog. Integralgleichungsmethode für Streuung an rauen Oberflächen (engl. *Integral Equation Method for Rough Surface Scattering*, IEM) [Fun94, Kapitel 4] verwendet, die auch in diesem Übergangsbereich Gültigkeit besitzt [FC95]. Im Hochfrequenzfall (bzw. für große Rauigkeiten) ist die IEM äquivalent zur Kirchhoff-Lösung mit stationärer Phasenapproximation, für schwach raue Oberflächen verhält sich die IEM wie die Small Perturbation Method [Fun94, Kapitel 5]. Eine analytische Formulierung der IEM ist möglich, falls im Gesamtstreuprozess die Einfachstreuung dominiert. Dies ist für natürliche Oberflächen meist erfüllt [Fun94, Kapitel 6].

Die IEM ermittelt den mittleren polarimetrischen Radarstreuquerschnitt pro Fläche  $\sigma_{XY}^0$  aus dem Erwartungswert der Stokes-Matrix  $\langle M \rangle$ :

$$\sigma_{XY}^0 = \frac{4\pi}{A} \left( \vec{I}_X R \langle M \rangle \vec{I}_Y^T \right). \quad (3.23)$$

Die Matrix  $R$  ist gegeben durch:

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0,5 \end{bmatrix}. \quad (3.24)$$

$\vec{I}_X$  und  $\vec{I}_Y$  sind die Stokes-Vektoren der Empfangs- und Sendepolarisation [Fun94, Kapitel 1]. Für linkszirkulare Polarisation gilt:

$$\vec{I}_L = \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.25)$$

der rechtszirkulare Stokes-Vektor ist:

$$\vec{I}_R = \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

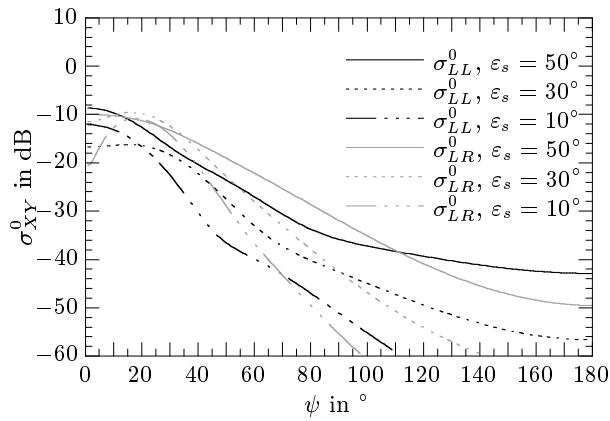


Bild 3.9: Normierter Radarstreuquerschnitt einer rauhen Oberfläche mit  $\sigma_r = 3$  cm,  $L_r = 20$  cm und  $\underline{\epsilon}_r = 5 - j1,1$  bei 1,6 GHz für  $\epsilon_i = 10^\circ$

Eine ausführliche Herleitung der Berechnung von  $\langle M \rangle$  findet sich in [Fun94, Kapitel 4].

Zur Veranschaulichung und Diskussion der Streuung im Satellitenmobilfunkkanal zeigt Bild 3.9 Horizontalschnitte durch das Streudiagramm einer rauhen Oberfläche mit  $\sigma_r = 3$  cm,  $L_r = 20$  cm und  $\underline{\epsilon}_r = 5 - j1,1$  bei 1,6 GHz. Dies sind typische Parameter aus der Praxis, die im Folgenden getroffenen Aussagen besitzen jedoch in einem großen Bereich der Materialparameter Gültigkeit.

In Bild 3.9 werden für einen Einfallswinkel  $\epsilon_i$  von  $10^\circ$  Elevation der kopolare und der kreuzpolare flächenbezogene Radarstreuquerschnitt verglichen. Es sind dabei jeweils Kurven für Ausfallswinkel  $\epsilon_s$  von  $50^\circ$ ,  $30^\circ$  und  $10^\circ$  gezeigt. Der Azimutwinkel  $\psi$  wird jeweils von der spiegelnden Ausfallsrichtung gezählt,  $\psi = 180^\circ$  entspricht einer Rückstreuung.

In Vorwärtsstreureichtung ( $\psi \approx 0^\circ$ ) überwiegt in der Regel der kopolare Anteil, für steigende  $\psi$ -Winkel gleichen sich die Pegel an, bis schließlich die Kreuzpolarisation überwiegt. Mit weiter anwachsendem  $\psi$  dominiert die Kopolarisation erneut. Die Richtwirkung der Streuung ist für  $\epsilon_s = \epsilon_i = 10^\circ$  am ausgeprägtesten, das Diagramm verflacht mit steigendem Streuwinkel.

Der Einfluß steigender Rauigkeit auf die Kopolarisation wird in Bild 3.10

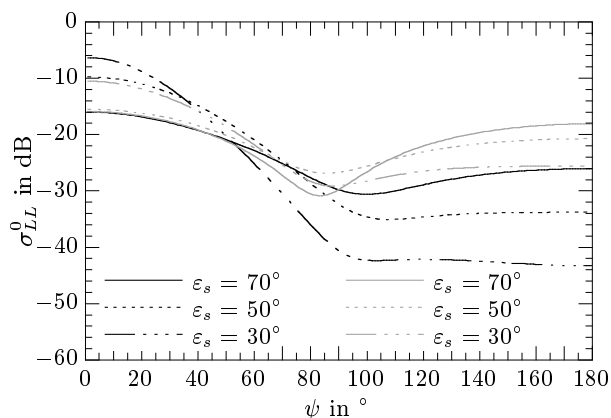


Bild 3.10: Normierter Radarstreuquerschnitt  $\sigma_{LL}^0$  einer rauhen Oberfläche mit  $L_r = 20$  cm und  $\underline{\epsilon}_r = 5 - j1,1$  bei 1,6 GHz für  $\epsilon_i = 50^\circ$  bei verschiedenen Oberflächenrauigkeiten: schwarze Kurven:  $\sigma_s = 3$  cm, graue Kurven:  $\sigma_s = 6$  cm

für einen Einfallswinkel von  $\epsilon_i = 50^\circ$  dargestellt. Dabei werden die gleichen Materialparameter wie oben verwendet, lediglich die Standardabweichung der Höhe wird von 3 cm auf 6 cm erhöht. Mit steigender Rauigkeit verbreitert sich die Hauptkeule entlang der spiegelnden Ausfallsrichtung zunehmend. Gleichzeitig verteilt sich die Energie im gesamten Azimut immer homogener. Insgesamt ergibt sich ein komplizierter Zusammenhang zwischen Oberflächenbeschaffenheit, Frequenz, Einfalls- und Streuwinkel. Allgemein können jedoch folgende Tendenzen beobachtet werden:

- in großen Azimutwinkelbereichen ergibt sich eine Dominanz der Kreuzpolarisation,
- mit zunehmender Oberflächenrauigkeit werden die Streupegel zunehmend unabhängig vom Azimut.

Durch die strahlenoptische Modellierungsweise unter Verwendung der IEM werden diese Trends und die komplizierten Wechselwirkungen von Geometrie und Streuverhalten in der Ausbreitungsrechnung vollständig berücksichtigt.

### 3.2.4 Kanten- und Eckenbeugung

Ein wesentlicher Punkt der Aufgabenstellung ist die Erzeugung von physikalisch korrekten und kontinuierlichen Pegelverläufen bei Bewegung des Empfängers und/oder des Senders. Diese Forderung ist insbesondere im Bereich der Beugungsschattengrenzen der Kanten und Ecken zu erfüllen, da diese Bereiche in realen Ausbreitungssituationen im Satellitenmobilfunk eine große Rolle spielen (z. B. Abschattung der direkten Sichtverbindung durch Häuser). Darüber hinaus betragen an den Schattengrenzen die zusätzlichen Ausbreitungsverluste ca. 6 dB und sind damit bereits im Bereich der vorgesehenen statischen Leistungsreserven (engl. *link margins*) zukünftiger Systeme. Daher ist eine genaue Modellierung des Signalpegels in der Nähe von Abschattungen besonders wichtig.

In diesen Bereichen spielen vor allem die Beugungsanteile eine große Rolle. Im Nahbereich des Mobilteilnehmers werden die 3D-UTD (engl. *Uniform Geometrical Theory of Diffraction*) Kantenbeugungskoeffizienten für raue dielektrische Keile [Lue89] sowie die zugehörigen UTD Eckenbeugungskoeffizienten [SBC<sup>+</sup>83] verwendet. Eine umfassende Darstellung der Theorie findet sich u. a. in [MPM90, Kapitel 6]. Die entsprechende Umrechnung in die zirkulare Polarisationsbasis geschieht wie in Kapitel 3.2.1 dargestellt.

Im Folgenden wird die Relevanz der verschiedenen Beugungsanteile anhand eines einfachen, kanonischen Ausbreitungsszenarios untersucht (Bild 3.11). Der Mobilteilnehmer bewegt sich in Richtung  $\vec{v}_M$  senkrecht zur direkten Verbindungslinie  $\hat{e}_S$  zu einem Satellit. Im Bereich  $x \in [9 \text{ m}, 21 \text{ m}]$  befindet sich ein Hindernis in 10 m Abstand zur Trajektorie des Mobilteilnehmers. Im Fall A sei die Oberkante des Hindernisses gerade noch unterhalb der direkten Sichtverbindung, während im Fall B die direkte Sichtverbindung gerade abgeschattet wird (Winkeldifferenz zur Schattengrenze jeweils ca.  $0,5^\circ$ ). Die gestrichelten Linien in Bild 3.11 zeigen die in die Ebene des Hindernisses projizierten Direktverbindungen zum Satelliten für die beiden Fälle.

Bild 3.12 zeigt die auf die isotrope Freiraumübertragungsdämpfung normierte Pegelprognose für zirkulare Polarisierung im Fall A. Für jede Kurve wurden die jeweils enthaltenen Signalanteile kohärent überlagert. Im Rahmen der UTD ist alleine mit den Kantenbeugungsanteilen kein stetiger Signalverlauf an endlichen Hindernissen zu erreichen (graue Kurve). Für  $x \in [9 \text{ m}, 21 \text{ m}]$  überlagert sich die Kantenbeugung an Kante  $K_2$  dem Freiraumausbreitungspfad, was zu einem Pegelsprung von 6 dB an den Grenzen führt. Diese Unste-

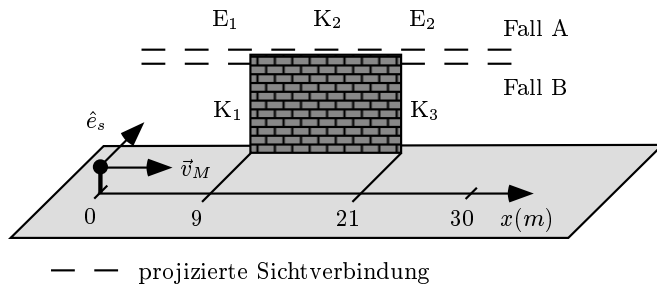


Bild 3.11: Skizze des Ausbreitungsszenarios

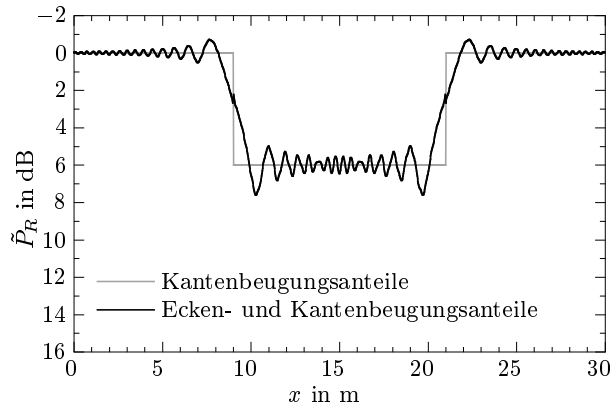


Bild 3.12: Pegelverlauf, Hindernis unterhalb der Sichtverbindung

tigkeit ist aus den oben genannten Gründen für ein Wellenausbreitungsmodell zur Systemplanung nicht tolerabel.

Werden zusätzlich Eckenbeugungsanteile berechnet, ergibt sich ein kontinuierlicher Pegelverlauf an den Schattengrenzen (schwarze Kurve). Außerdem führt die Superposition der Eckenbeugung zu den bekannten Beugungsinterferenzmustern sowohl für Positionen des Mobilteilnehmers hinter als auch neben dem Hindernis.

Die gleiche Berechnung ist für Fall B in Bild 3.13 zu sehen. Die alleinige Betrachtung der Kantenbeugung führt beim Ein- und Austreten aus der Abschattung wieder zu Unstetigkeiten in der Größenordnung von 6 dB. Weitere



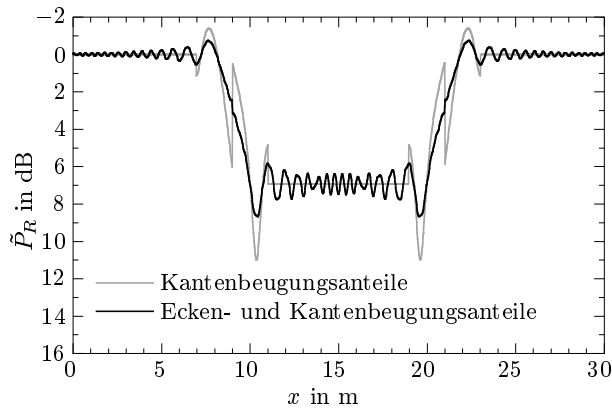


Bild 3.13: Pegelverlauf, Hindernis oberhalb der Sichtverbindung

Pegelsprünge treten an den Stellen  $x = 7\text{ m}$  und  $x = 23\text{ m}$  auf. Bei  $x = 7\text{ m}$  wird zum ersten Mal das Keller'sche Beugungsgesetz für die Kantenbeugung an  $K_1$  erfüllt. Der neu hinzutretende Pfad führt zu einem Pegelsprung von ca. 1 dB. In gleicher Weise führt das Wegfallen des an Kante  $K_3$  gebeugten Pfads bei  $x = 23\text{ m}$  zu einer Unstetigkeit. Durch Überlagerung der an den Ecken  $E_1$  und  $E_2$  gebeugten Strahlen werden nahezu alle Unstetigkeitsstellen behoben.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass sich realistische Pegelzeitserien mit einem strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell nur durch dreidimensionale Modellierung und unter Einbeziehung der Eckenbeugungseffekte erzielen lassen. Dadurch, dass sich bei den obigen Simulationen in Übereinstimmung mit der Theorie kontinuierliche Verläufe an den Schattengrenzen ergeben, kann ferner davon ausgegangen werden, dass sowohl die Algorithmen zur geometrischen Pfadsuche, als auch die physikalischen Beugungsberechnungen korrekt implementiert sind (vgl. [vD94, Kapitel 4]).

### 3.2.5 Vegetationsdämpfung

Einzelne Bäume bzw. kleine Waldstücke stellen für eine elektromagnetische Welle ein Hindernis dar, welches Durchtrittsämpfung und Depolarisation verursacht. Genaue numerische Lösungsverfahren für diese Volumenstreuung (z. B. mittels der Radiative Transfer Theory [Ish79, Kapitel 14], [Fun94,

Kapitel 2]) sind sehr aufwendig. Ferner erfordern sie genaue Kenntnis der Form und Materialparameter der Einzelstreuer sowie deren statistische Verteilung, Dichte und Orientierung. Da diese Daten in der Regel nicht oder nur unvollständig vorliegen, wird in dieser Arbeit ein einfaches empirisches Verfahren gewählt. Falls sich eine Antenne in der Nähe der verlustbehafteten Schicht befindet, kann die mittlere Zusatzdämpfung  $D_v$  in Abhängigkeit von der Durchtrittslänge  $d$  durch das Medium mittels der Gleichung

$$\frac{D_v}{\text{dB}} = \zeta \left( \frac{f}{1 \text{ MHz}} \right)^\nu \left( \frac{d}{1 \text{ m}} \right)^\xi, \quad (3.27)$$

abgeschätzt werden.  $\zeta$ ,  $\nu$  und  $\xi$  sind dabei durch Messung gewonnene, empirische Konstanten. In diesem Wellenausbreitungsmodell werden die in [Wei81] genannten Werte  $\zeta = 0,187$ ,  $\nu = 0,284$  und  $\xi = 0,588$  verwendet. Der dort genannte Gültigkeitsbereich von  $200 \text{ MHz} < f < 95 \text{ GHz}$  und  $d < 400 \text{ m}$  deckt alle für den Satellitenmobilfunk relevanten Szenarien ab. Da überwiegend Frequenzen oberhalb  $1,5 \text{ GHz}$  verwendet werden, ist das Streuverhalten an den beliebig orientierten Zweigen und Blättern dominierend, so dass die Beeinflussung für vertikale und horizontale Polarisierung nahezu identisch ist [ITU98]. Weitere empirische Untersuchungen zur Vegetationsdämpfung wurden u. a. in [COS96, Kapitel 4], sowie in [BS92, BBD<sup>+</sup>96] durchgeführt.

### 3.3 Zusammenfassung

Speziell auf die vorliegende Ausbreitungssituation angepasste und optimierte geometrische Algorithmen sind notwendig, um eine dreidimensionale strahlenoptische Modellierung im Nahbereich des Mobilteilnehmers zu ermöglichen. Dadurch kann sichergestellt werden, dass alle relevanten Signalbeiträge gefunden werden und in ihrer Überlagerung zu kontinuierlichen und realistischen Pegelzeitserien führen. Dabei werden Dämpfung durch Vegetationsschichten, Reflexionen an Hindernissen und am Boden, Streuung an rauen Flächen, Kanten- und Eckenbeugung sowie Kombinationen der genannten Phänomene berücksichtigt. Neben einer polarimetrischen Beschreibung der Übertragungsdämpfung sind für alle Ausbreitungspfade die Laufzeit, die Dopplerfrequenz, sowie die Sende- und Empfangswinkel bekannt. Mit diesen Informationen lässt sich der Funkkanal als frequenzselektives und zeitvariantes Übertragungsglied modellieren. Das nächste Kapitel beschäftigt sich mit einer solchen nachrichtentechnischen Beschreibung des Funkkanals und definiert die in dieser Arbeit benötigten Kenngrößen und Statistiken.

## Kapitel 4

# Charakterisierung des Satellitenmobilfunkkanals

Wie in Kapitel 3 beschrieben, können durch ein strahlenoptisches, dreidimensionales Ausbreitungsmodell die wichtigsten Übertragungswege des Funksignals ermittelt werden. In diesem Kapitel werden die Ausbreitungsdaten dazu verwendet, Kenngrößen des Funkkanals zu berechnen, welche in der Satellitenübertragung eine wichtige Rolle spielen und in Kapitel 5 zur Verifikation des Ausbreitungsmodells eingesetzt werden.

Die Mehrwegesignale erreichen den Empfänger aus verschiedenen Richtungen mit unterschiedlicher Amplitude, Phase, Dopplerfrequenz, Polarisation und Verzögerungszeit. Im Folgenden wird der Zusammenhang zwischen diesen nach Kapitel 3 ermittelten Parametern jedes Ausbreitungsweges und einer nachrichtentechnischen Beschreibung des Funkkanals als frequenzselektives und zeitvariantes Filter beschrieben. Danach wird auf die Anforderungen an die Simulation bezüglich der zeitlichen Auflösung eingegangen.

### 4.1 Schmalbandige Analyse

Nach [GW98, Kapitel 3] kann die Leerlaufspannung am Empfänger durch

$$\underline{V}_R(t) = \frac{\lambda_0}{4\pi} \sqrt{8\operatorname{Re}\{Z_{A,R}\} P_T G_T G_R}.$$

$$\sum_{i=1}^{N(t)} \vec{C}_R^T(\vartheta_{Ri}(t), \psi_{Ri}(t)) \underline{T}_i(t) \vec{C}_T(\vartheta_{Ti}(t), \psi_{Ti}(t)) \quad (4.1)$$

beschrieben werden. Dabei bezeichnen  $Z_{A,R}$  die Impedanz der Empfangsantenne,  $P_T$  die abgestrahlte Leistung,  $G_{T,R}$  die Gewinne der Sende- und Empfangsantenne, sowie  $\vec{C}_{T,R}$  die zugehörigen Antennenrichtcharakteristiken. Jeder der  $N(t)$  verschiedenen Ausbreitungspfade besitzt unterschiedliche Sendewinkel  $(\vartheta_{Ti}, \psi_{Ti})$  und Empfangswinkel  $(\vartheta_{Ri}, \psi_{Ri})$ . Die Gesamtübertragungsmatrix  $\underline{T}_i(t)$  eines Pfades besitzt die Dimension  $1 \text{ m}^{-1}$  und ergibt sich durch Kaskadierung der Übertragungsmatrizen der vorkommenden einzelnen Ausbreitungsphänomene [GW98, Kapitel 2]. Zur Vereinfachung der Schreibweise wird der komplexe Ausbreitungskoeffizient

$$\begin{aligned} \underline{a}'_i(t) &= \vec{C}_R^T(\vartheta_{Ri}(t), \psi_{Ri}(t)) \underline{T}_i(t) \vec{C}_T(\vartheta_{Ti}(t), \psi_{Ti}(t)) \\ &= \underline{a}_i(t) e^{-j2\pi f_0 \tau_i(t)} \end{aligned} \quad (4.2)$$

eingeführt. Dieser Koeffizient berücksichtigt sowohl die Amplitudenänderung und Phasendrehung durch die Ausbreitungsphänomene, als auch durch die Entfernung. Darüber hinaus werden die Einflüsse der Antennenrichtcharakteristiken und der Polarisation darin zusammengefasst. Es erweist sich als sinnvoll, den Laufzeitterm zu separieren, was zur Definition des Ausbreitungsfaktors  $\underline{a}_i(t)$  in Gleichung (4.2) führt. Für die Vorwärtsverbindung sind die Strahlausfallswinkel am Satelliten nahezu identisch, so dass die Sende-richtcharakteristik  $\vec{C}_T$  für alle Pfade konstant ist. Für die Empfangsantennenrichtcharakteristik am mobilen Terminal werden im Folgenden typische, schwachgerichtete Diagramme [BLJ<sup>+</sup>96, Kapitel 6] bzw. zu Vergleichszwecken eine isotrope Empfangsantenne angenommen.

Die momentane Empfangsleistung (kohärente Addition) bei konjugiert komplexer Anpassung ergibt sich damit zu

$$P_R(t) = \left(\frac{\lambda_0}{4\pi}\right)^2 P_T G_T G_R \left| \sum_{i=1}^{N(t)} \underline{a}'_i(t) \right|^2. \quad (4.3)$$

Bei Verwendung von Gleichung (4.3) müssen die Phasen aller Signalbeiträge bekannt sein. Obwohl alleine aufgrund der Ungenauigkeit der Eingabedaten (bzw. durch atmosphärische Einflüsse) die exakten Phasenlagen nicht bekannt sind, kann jedoch angenommen werden, dass die Simulationen typische Zeitserien von relativen Phasen und damit eine realistische Simulation

der statistischen Eigenschaften des schnellen Schwundes ergeben. Für unkorrelierte und über  $2\pi$  gleichverteilte Phasen kann der Erwartungswert der momentanen Empfangsleistung aus einer Leistungsaddition ermittelt werden [GW98, Kapitel 4]:

$$\langle P_R(t) \rangle = \left( \frac{\lambda_0}{4\pi} \right)^2 P_T G_T G_R \sum_{i=1}^{N(t)} |\underline{a}'_i(t)|^2. \quad (4.4)$$

Zu Darstellungszwecken werden beide Gleichungen auf die maximal verfügbare Empfangsleistung  $P_{LOS}(t)$  bei Freiraumausbreitung, idealer Ausrichtung und Polarisationsanpassung bezogen:

$$P_{LOS}(t) = \left( \frac{\lambda_0}{4\pi r(t)} \right)^2 P_T G_T G_R, \quad (4.5)$$

wobei  $r(t)$  die Entfernung zum Satelliten bezeichnet. Die normierten Empfangsleistungen werden durch eine Tilde gekennzeichnet, z. B.  $\tilde{P}_R(t)$ . Zur Charakterisierung und zum Vergleich verschiedener Zeitserien wird im Folgenden häufig die kumulative Wahrscheinlichkeit der normierten Empfangsleistung  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$  verwendet.

Für die Entwicklung neuer Kommunikationssysteme müssen viele Parameter definiert werden, wie z. B. die Verwürfelungszeit, die statische Leistungsreserve, die dynamische Leistungsregelung und die Kriterien zur Einleitung einer Gesprächsübergabe. Dazu werden weitere schmalbandige Kanalstatistiken benötigt, wie die mittlere Schwunddauer, die Verteilung der Dauer von Schwunderscheinungen und die Überschreitungsraten von verschiedenen Pegelwerten.

Die mittlere Schwunddauer  $\langle t_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_x) \rangle$  (engl. *average fade duration*) ist definiert als der Mittelwert der Zeitintervalle  $\Delta t_j(\tilde{P}_x)$ , während denen die normierte Empfangsleistung  $\tilde{P}_R(t)$  unterhalb eines Schwellwertes  $\tilde{P}_x$ <sup>1</sup> liegt [Lee89, Kapitel 1]:

$$\langle t_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_x) \rangle = \frac{\sum_{j=1}^{N(\tilde{P}_x)} \Delta t_j(\tilde{P}_x)}{N(\tilde{P}_x)}, \quad (4.6)$$

wobei  $N(\tilde{P}_x)$  die Anzahl dieser Pegeleinbrüche ist. Die Parameter  $t_{j,s}$  und  $t_{j,e}$  bezeichnen die Start- und Endzeitpunkte des  $j$ -ten Pegeleinbruchs:

<sup>1</sup>Die Hilfsvariable  $\tilde{P}_x$  wird hier nur vorübergehend zur Unterscheidung von zeitvariantem Pegel und Schwellwert eingeführt.

$$\Delta t_j(\tilde{P}_x) = t_{j,e} - t_{j,s} \quad (4.7)$$

mit

$$\tilde{P}_R(t_k) \leq \tilde{P}_x \quad \vee \quad t_k \in [t_{j,s}, t_{j,e}]. \quad (4.8)$$

Eine genauere Charakterisierung von Schwunderscheinungen erlaubt die komplementäre kumulative Verteilungsfunktion der Dauer von Pegelbrüchen unter eine gewisse Schranke  $\tilde{P}_x$  (engl. *time share of fades*):

$$\bar{F}_{\tilde{P}_R}(\Delta t) = \frac{\sum_{j=1}^{N(\tilde{P}_x)} \left( \Delta t_j(\tilde{P}_x) | \Delta t_j(\tilde{P}_x) \geq \Delta t \right)}{\Delta t_{Ges}}, \quad (4.9)$$

wobei die Zeitdauern  $\Delta t_j(\tilde{P}_x)$  wie in (4.7) und (4.8) definiert sind. Das Zeitintervall  $\Delta t_{Ges}$  bezeichnet die Gesamtsimulationsdauer. Diese Statistiken werden als Kurvenschar mit Scharparameter  $\tilde{P}_x$ , d. h. der Tiefe des Schwundes, dargestellt.

Die Überschreitungsrates des Pegels  $R_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_x)$  (engl. *level crossing rate*) ist die auf die Simulationszeit  $\Delta t_{Ges}$  bezogene Häufigkeit, dass der Pegel  $\tilde{P}_x$  in positiver Richtung überschritten wird [Lee89, Kapitel 1]:

$$R_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_x) = \frac{\sum_{p=1}^{N_p} \left( \tilde{P}_R(t_{p-1}) < \tilde{P}_x \right) \& \left( \tilde{P}_R(t_p) \geq \tilde{P}_x \right)}{\Delta t_{Ges}}, \quad (4.10)$$

wobei & die logische UND-Verknüpfung bezeichnet.

## 4.2 Breitbandige Analyse

### 4.2.1 Die zeitvariante Kanalimpulsantwort

Mit Gleichung (4.2) ergibt sich die äquivalente Basisbandimpulsantwort des Ausbreitungskanals zu:

$$\underline{h}_K(\tau, t) = \frac{\lambda_0}{4\pi} \sqrt{G_T G_R} \sum_{i=1}^{N(t)} \underline{a}_i(t) e^{-j2\pi f_0 \tau_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t)). \quad (4.11)$$

Darin bezeichnet  $\tau_i(t)$  die relative Verzögerungszeit des  $i$ -ten Strahls bezogen auf die Direktverbindung, die sich aus der geometrischen Strahlänge berechnet. In (4.11) wurden nichtdispersive Ausbreitungspfade angenommen, d. h. innerhalb der Übertragungsbandbreite gilt in guter Näherung

$$\underline{a}_i(f,t) \approx \underline{a}_i(t). \quad (4.12)$$

Diese Annahme ist für den Satellitenmobilfunk i. d. R. erfüllt [IMS98, Teil 4].

Die äquivalente Basisbandimpulsantwort dient zur Charakterisierung der Frequenzselektivität des Kanals. Zu Darstellungszwecken wird in der Regel das sog. Leistungsverzögerungsprofil (engl. *power delay profile*) verwendet. In dieser Arbeit wird das Leistungsverzögerungsprofil auf die maximal verfügbare Empfangsleistung bei Freiraumausbreitung  $P_{LOS}(t)$  normiert, so dass unmittelbar die Zusatzdämpfung abgelesen werden kann:<sup>2</sup>

$$\tilde{P}_R(\tau,t) = \frac{P_T \cdot 1 \text{ s}^2}{P_{LOS}(t)} |\underline{h}_K(\tau,t)|^2. \quad (4.13)$$

Als typisches Beispiel ist in Bild 4.1 die Zeitserie von simulierten Leistungsverzögerungsprofilen für den Satelliten Nr. 3 aus Bild 2.3 dargestellt. Im Satellitenfunkkanal überwiegen die Echos mit sehr kurzen Verzögerungszeiten. Nach mehr als  $0,5 \mu\text{s}$  Verzögerungszeit treten nur noch vereinzelt Signalanteile mit Zusatzdämpfungen kleiner als 30 dB auf. Dieses Charakteristikum unterscheidet den Satellitenmobilfunkkanal wesentlich von seinem terrestrischen Pendant. Die sog. Impulsverbreiterung (engl. *delay spread*)  $\tau_{DS}(t)$  ist definiert als [GW98, Kapitel 2]

$$\tau_{DS}(t) = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau^2 \tilde{P}_R(\tau,t) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{P}_R(\tau,t) d\tau} - \left( \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau \tilde{P}_R(\tau,t) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{P}_R(\tau,t) d\tau} \right)^2}. \quad (4.14)$$

Die Kohärenzbandbreite ist umgekehrt proportional zur Impulsverbreiterung:

$$B_{koh}(t) \propto \frac{1}{\tau_{DS}(t)}. \quad (4.15)$$

Zur Bestimmung der Impulsverbreiterung des reinen Funkkanals (d. h. unter Annahme unendlicher Bandbreite) kann (4.14) vereinfacht und direkt aus den

<sup>2</sup>Der Faktor  $1 \text{ s}^2$  dient lediglich der Dimensionsanpassung.

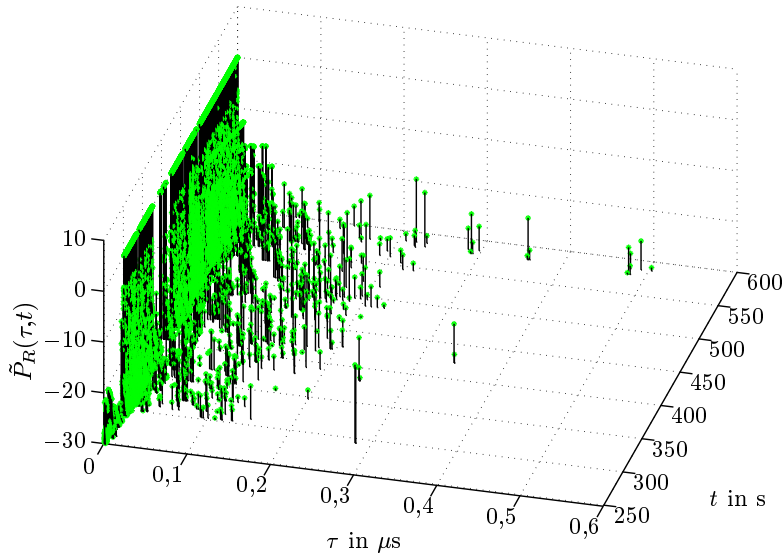


Bild 4.1: Zeitserie von Leistungsverzögerungsprofilen für den Satelliten Nr. 3 aus der LEO-Simulation in Bild 2.3

Ergebnissen der Wellenausbreitungsrechnung berechnet werden:

$$\tau_{DS}(t) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N(t)} \tau_i^2(t) |\underline{a}_i(t)|^2}{\sum_{i=1}^{N(t)} |\underline{a}_i(t)|^2} - \left( \frac{\sum_{i=1}^{N(t)} \tau_i(t) |\underline{a}_i(t)|^2}{\sum_{i=1}^{N(t)} |\underline{a}_i(t)|^2} \right)^2}. \quad (4.16)$$

Der zweite Term in den Gleichungen (4.16) und (4.14) bezeichnet das Quadrat der mittleren Impulsverzögerung oder Laufzeit. Gemessene Impulsverbreiterungen schwanken von 10 ns bis zu 1  $\mu\text{s}$  in Städten oder gebirgigem Gelände [IMS98, JBH96, Teil 4]. Somit kann meist von vernachlässigbaren Intersymbolinterferenzen ausgegangen werden. Der strahlenoptische Modellierungsansatz erlaubt jedoch auch die Untersuchung von zukünftigen breitbandigen Satellitensystemen, bzw. bietet er die Möglichkeit auch die vom Empfänger nicht auflösbaren Mehrwegesignale (innerhalb einer Symbol- bzw. Chipdauer) zu untersuchen. Diese spielen insbesondere in der Satellitennavigation eine große Rolle, da sie zu nicht korrigierbaren Fehlern in der Positionsbestimmung führen.

Nach Faltung mit der äquivalenten Basisbandimpulsantwort des Satelliten-



systems  $\underline{h}_{S_{ys}}(\tau)$  und Abtastung mit Zeitauflösung  $T_a$  kann ein mittleres Leistungsverzögerungsprofil angegeben werden:

$$\langle \tilde{P}_R(\tau_k) \rangle = \frac{P_T}{N_p} \sum_{p=1}^{N_p} \frac{|\underline{h}_{Ges}(\tau_k, t_p)|^2}{P_{LOS}(t_p)}, \quad (4.17)$$

wobei  $N_p$  die Anzahl der Simulationspunkte bezeichnet. Es gilt:  $\tau_k = kT_a$  und

$$\underline{h}_{Ges}(\tau, t) = \underline{h}_{S_{ys}}(\tau) * \underline{h}_K(\tau, t). \quad (4.18)$$

### 4.2.2 Die Streufunktion

Die Zeitvarianz des Übertragungskanals wird durch das Dopplerspektrum bzw. durch die Doppler-aufgelöste Kanalimpulsantwort  $\underline{h}_K(\tau, f_D)$  beschrieben. Mit Gleichung (4.11) und dem Zusammenhang zwischen Dopplerfrequenz  $f_D$  und Verzögerungszeit bei gleichförmiger geradliniger Bewegung [GW98, Kapitel 3]

$$\tau_i(t) = \tau_i(t_0) - \frac{f_{D,i}}{f_0} t \quad (4.19)$$

ergibt sich

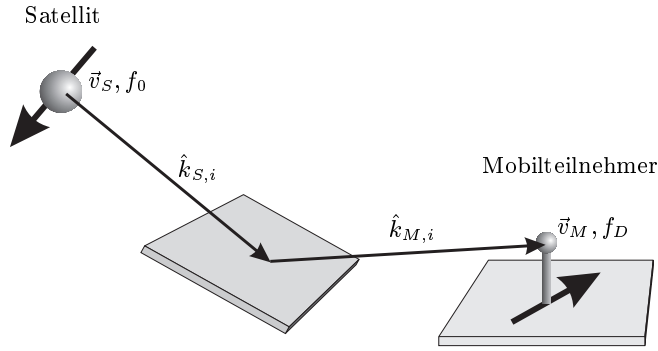
$$\begin{aligned} \underline{h}_K(\tau, t) &= \frac{\lambda_0}{4\pi} \sqrt{G_T G_R} \sum_{i=1}^{N(t)} \underline{a}_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \cdot \\ &e^{-j2\pi f_0 \tau_i(t_0)} e^{j2\pi f_{D,i}(t)t}. \end{aligned} \quad (4.20)$$

Für kleine Zeitintervalle ( $t \approx t_0$ ) kann angenommen werden, dass sich die Amplituden und Laufzeiten der Ausbreitungspfade nicht ändern, d. h.

$$\begin{aligned} \underline{a}_i(t) &\approx \underline{a}_i(t_0), \\ \tau_i(t) &\approx \tau_i(t_0). \end{aligned} \quad (4.21)$$

Die Doppler-aufgelöste Kanalimpulsantwort ist die Fouriertransformierte bzgl. der Variablen  $t$  und  $f_D$ :

$$\underline{h}_K(\tau, t) \stackrel{\mathcal{F}}{\circlearrowright} \underline{h}_K(\tau, f_D). \quad (4.22)$$

Bild 4.2: Geometrie zur Berechnung der Dopplerfrequenz  $f_D$ 

Damit ergibt sich:

$$\underline{h}_K(\tau, f_D) = \frac{\lambda_0}{4\pi} \sqrt{G_T G_R} \sum_{i=1}^{N(t_0)} \underline{a}_i(t_0) e^{-j2\pi f_0 \tau_i(t_0)} \cdot \delta(f_D - f_{D,i}) \delta(\tau - \tau_i(t_0)). \quad (4.23)$$

Im Wellenausbreitungsmodell werden die Dopplerfrequenzen  $f_{D,i}(t)$  für jeden Strahl  $i$  nach

$$f_{D,i} = \frac{f_0}{c_0} \left( \vec{v}_S \cdot \hat{k}_{S,i} - \frac{1}{c_0} \vec{v}_M \cdot \hat{k}_{M,i} \vec{v}_S \cdot \hat{k}_{S,i} - \vec{v}_M \cdot \hat{k}_{M,i} \right) \quad (4.24)$$

berechnet. Dabei bezeichnen  $\vec{v}_S$  und  $\vec{v}_M$  die Geschwindigkeitsvektoren des Satelliten und des Mobilteilnehmers.  $\hat{k}_{S,i}$  und  $\hat{k}_{M,i}$  sind die zugehörigen Einheitsvektoren der Ausbreitungsrichtung (vgl. Bild 4.2).

Die entsprechende Leistungsdarstellung wird in dieser Arbeit als Streufunktion bezeichnet und wiederum auf die maximal verfügbare Empfangsleistung bei Freiraumausbreitung  $P_{LOS}(t_0)$  normiert:

$$\tilde{P}_R(\tau, f_D) = \frac{P_T}{P_{LOS}(t_0)} |\underline{h}_K(\tau, f_D)|^2. \quad (4.25)$$

Die Dopplerverbreiterung ist analog zur Impulsverbreiterung in (4.14) defi-

niert [GW98, Kapitel 3] und berechnet sich zu:

$$B_{DS}(t) = 2 \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N(t)} f_{D,i}^2(t) |\underline{a}_i(t)|^2}{\sum_{i=1}^{N(t)} |\underline{a}_i(t)|^2} - \left( \frac{\sum_{i=1}^{N(t)} f_{D,i}(t) |\underline{a}_i(t)|^2}{\sum_{i=1}^{N(t)} |\underline{a}_i(t)|^2} \right)^2}. \quad (4.26)$$

Der zweite Term bezeichnet hier das Quadrat der mittleren Dopplerverschiebung, welche vornehmlich durch die Satellitenbewegung verursacht wird, deterministisch beschrieben und kompensiert werden kann [Koh97, Kapitel 2 und 4]. Je nach Sendefrequenz kann die mittlere Dopplerverschiebung bis zu mehreren Hundert Kilohertz betragen. Aufgrund der verschiedenen Strahlgeometrien und der Bewegung des Mobilteilnehmers schwankt die tatsächliche Dopplerverschiebung der einzelnen Ausbreitungspfade um diesen Mittelwert. Dadurch, dass die ankommenden Strahlen i. d. R. nicht homogen über den Azimut verteilt sind, entstehen Dopplerspektren, die merklich von dem häufig verwendeten Jakes-Spektrum [GW98, Kapitel 3] abweichen. Der in dieser Arbeit verwendete strahlenoptische Ansatz erlaubt die Berechnung realistischer Dopplerspektren unter Berücksichtigung der tatsächlichen Einfallswinkelverteilung der Signalbeiträge. Die Kenntnis des zeitlichen Dopplerverhaltens der stärksten Mehrwegesignale ist vor allem für die Signalaquisition sowie für den gleichzeitigen Empfang mehrerer Satelliten von Bedeutung (sog. Satelliten-Diversity, vgl. Kapitel 6.5 und 7.4).

Die Kohärenzzeit ist umgekehrt proportional zur Dopplerverbreiterung. Der Proportionalitätsfaktor ist u. a. von der jeweiligen Definition der Kohärenzzeit abhängig und liegt in der Größenordnung von eins [GW98, Kapitel 3]. In dieser Arbeit wird

$$T_k(t) = \frac{1}{B_{DS}(t)} \quad (4.27)$$

verwendet. Die Kohärenzzeit kennzeichnet die Schnelligkeit der Änderungen im Funkkanal und spielt daher auch bei der Bestimmung von geeigneten Abtastraten bei Kanalsimulationen eine große Rolle.

### 4.2.3 Zeitvarianz des Kanals und Abtastrate der Simulation

Wie bereits in Kapitel 1 erwähnt, sind zur Systemplanung von Satellitennetzen vor allem Zeitserien von Interesse. Reine Pegelverteilungen sind nicht ausreichend, da sie keine Information über die zeitliche Dauer und Verteilung der Signaleinbrüche liefern. Zur Untersuchung von Strategien zur Erhöhung

der Dienstverfügbarkeit (Kapitel 6) müssen sowohl der zeitliche Verlauf beim Eintauchen in bzw. beim Austritt aus einer Abschattung (sog. langsamer Schwund), als auch typische Interferenzmuster durch Mehrwegeausbreitung (schneller Schwund) realistisch simuliert werden. Nachdem die Grundlage hierfür durch die Implementierung eines dreidimensionalen Wellenausbreitungsmodells vorhanden ist, muss bei der Simulation noch auf die örtliche und zeitliche Auflösung der Simulation geachtet werden.

Die restriktiven Parameter für die zeitliche Auflösung sind vor allem die Geschwindigkeit des Mobilteilnehmers und die damit verbundene Kohärenzzeit des Kanals (vgl. Kapitel 4.2.2). Die Kohärenzzeit nach (4.27) wird in der Praxis oft abgeschätzt durch:

$$T_{k,min} \approx \frac{1}{2f_{D,max}} = \frac{c_0}{2v_M f_0}. \quad (4.28)$$

Für eine Trägerfrequenz von  $f_0 = 1,6$  GHz und eine Geschwindigkeit des Mobilteilnehmers von  $v_M = 30$  m/s ergibt sich z. B.  $T_{k,min} \approx 3,1$  ms. Zum Vergleich sind für diese Frequenz und Mobilteilnehmergegeschwindigkeit in Bild 4.3 für die LEO-Satellitenkonstellation aus Kapitel 2.3 die nach (4.27) und (4.26) berechneten kumulativen Verteilungsfunktionen der Kohärenzzeit für jeden sichtbaren Satelliten sowie die Mittelung über alle Daten gezeigt. Der Wertebereich von  $T_k$  schwankt typischerweise stark im Bereich von einigen Millisekunden bis zu mehreren Sekunden (Bild 4.3). So unterschreitet im Mittel die Kohärenzzeit  $T_k$  einen Wert von 10 ms in weniger als 10% der Zeit, selbst für  $T_k = 100$  ms beträgt die Unterschreitungshäufigkeit in keinem Fall mehr als 36%. Bild 4.4 zeigt die gleiche Betrachtung für eine weitere LEO-Satellitenkonstellation, die in dieser Arbeit verwendet wird [MST<sup>+</sup>95].<sup>3</sup> Obwohl der zeitliche Verlauf der Kohärenzzeit aufgrund der unterschiedlichen Satellitenbahnen verschieden ist, zeigt sich im Mittel eine sehr ähnliche Statistik wie in Bild 4.3.

Es zeigt sich also, dass das Abtastintervall  $\Delta t$  i. d. R. größer gewählt werden kann nach der *worst-case*-Abschätzung in (4.28). Da die kumulative Wahrscheinlichkeit der Kohärenzzeit durch das Wellenausbreitungsprogramm bestimmt werden kann, ist eine gezielte Optimierung bzw. Verifizierung der gewählten zeitlichen Auflösung des jeweiligen Szenarios möglich.

Grundsätzlich müssen alle relevanten Änderungen in der unmittelbaren Umgebung des terrestrischen Endgeräts aufgelöst werden. Da die wichtigsten

<sup>3</sup>Der sog. DELIGO-Konstellation, die als experimentelles System für Satelliten-UMTS dient.

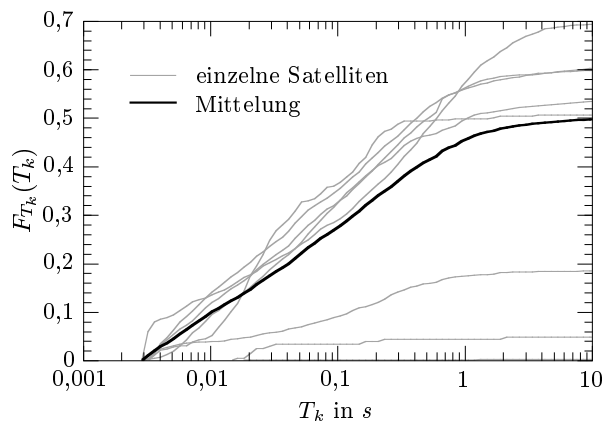


Bild 4.3: Kumulative Wahrscheinlichkeiten der Kohärenzzeit  $T_k$  für das LEO-Satellitensystem aus Bild 2.3

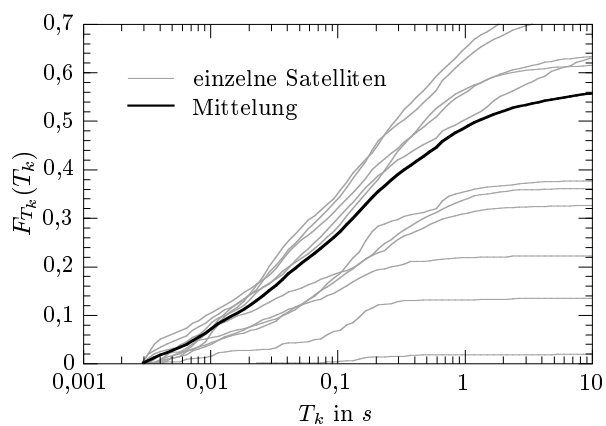


Bild 4.4: Kumulative Wahrscheinlichkeiten der Kohärenzzeit  $T_k$  für das LEO-Satellitensystem aus Bild 7.1

Objekte in der Regel nur wenige Meter vom Mobilteilnehmer entfernt sind, liegt die Obergrenze der hierfür benötigten örtlichen Auflösung  $\Delta s$  im Bereich von ca. 0,5 m bis 3 m. Die entsprechende zeitliche Auflösung  $\Delta t$  ist somit

umgekehrt proportional zur Geschwindigkeit des Mobilteilnehmers  $v_M$ :

$$\Delta t \leq \frac{\Delta s}{v_M(t)}. \quad (4.29)$$

Um verschiedene Strategien und Systemkonzepte (z. B. Leistungsregelung, Gesprächsübergabe und Diversity) zu untersuchen, muss die Auflösung eine Detektion der Systemreaktion erlauben. Diese wird, wie in Kapitel 6.2 beschrieben, durch die Signallaufzeit auf der Übertragungsstrecke und durch die zusätzliche Signalverarbeitungszeit bestimmt und ist für Satellitensysteme stets größer als einige 10 ms.

Bedingt durch den Rechenzeit- und Speicheraufwand der Simulationen ist eine Obergrenze von einigen Hunderttausend Kanalimpulsantworten pro Simulation gegeben. Dadurch muss, je nach Ziel der Simulation, auch ein Kompromiss bezüglich der zeitlichen Auflösung gemacht werden. Es lassen sich zwei Typen von Simulationen unterscheiden:

- *hohe zeitliche Auflösung*: Ziel ist es hierbei, den schnellen Schwund des Funkkanals aufzulösen. Aufgrund der nur begrenzten Gesamtdauer und -strecke solcher Simulationen ist der Einfluss der Satellitenbewegung nicht enthalten, ferner wird keine signifikante Mittelung über verschiedene Ausbreitungsszenarien (d. h. Wechsel in der Umgebung des Mobilteilnehmers) durchgeführt,
- *mittlere zeitliche Auflösung*: Ziel ist hier, den langsamen Schwund zu detektieren und ausreichende Auflösung zur Untersuchung von Systemkonzepten bereitzustellen. Die längere Simulationsdauer und zurückgelegte Strecke ermöglicht hier eine Berücksichtigung und Mittelung über die variierenden Satellitenelevationen und über verschiedene Ausbreitungsszenarien.

Die Länge der Zeitserie muss ferner Konvergenz für den entsprechenden Parameter  $x$  sicherstellen, d. h. dieser darf sich bei weiterem Erhöhen der Stichprobenzahl nicht mehr signifikant ändern. Dann kann angenommen werden, dass der Mittelwert  $\bar{x}$  dem Erwartungswert  $\langle x \rangle$  entspricht. Beide Ausdrücke werden daher im Weiteren synonym verwendet.

## Kapitel 5

# Verifikation des Ausbreitungsmodells

In diesem Kapitel wird gezeigt, dass das Wellenausbreitungsmodell in der Lage ist, typische Zeitserien von Kanalimpulsantworten zu generieren. Dazu wird ein mehrstufiger Verifikationsansatz verwendet, der eine gezielte Untersuchung einzelner Aspekte ermöglicht.

Zunächst werden die Unterschiede zwischen zwei- und dreidimensionaler Modellierung beleuchtet, wobei insbesondere auf die Relevanz der dreidimensionalen Ausbreitungspfade eingegangen wird.

Danach werden Vergleiche mit breitbandigen Messungen bei stationärem Mobilteilnehmer gezeigt. Bei stehendem Empfänger kann untersucht werden, ob die verwendete Darstellung der Umgebung des Mobilteilnehmers (vgl. Kapitel 2) und der strahlenoptische Modellierungsansatz (Kapitel 3) generell geeignet sind, alle wichtigen Signalbeiträge zu erfassen und somit eine breitbandige Funkkanalbeschreibung zu ermöglichen.

Im nächsten Schritt werden Vergleiche mit längeren Überlandfahrten eines Empfängers durchgeführt. Hier wird gezeigt, dass die synthetische Generierung von Einzelobjekten am Straßenrand für große Simulationsstrecken und wechselnde Ausbreitungsbedingungen tatsächlich die experimentellen Verteilungen des Pegels und weitere Kanalstatistiken nachbilden kann. Für die dazu erforderlichen langen Messstrecken und -zeiträume werden schmalbandige Messdaten für verschiedene Ausbreitungsbedingungen und Satellitenelevationen herangezogen. Dabei werden Frequenzen im L- und S-Band verwendet.

Abschließend werden Vergleiche mit polarimetrischen Messungen durchgeführt, um die Vorhersagequalität des Modells von Polarisierungseffekten zu ermitteln. Dabei wird vor allem der erzielbare Gewinn für Polarisations-Diversity am mobilen Endgerät untersucht.

Terrestrische Ausbreitungsmodelle für Netzplanung basieren i. d. R. auf deterministischen Eingabedaten (z. B. exakte Bebauungsdaten) und können somit durch Punkt-zu-Punkt-Vergleiche der berechneten und der gemessenen Übertragungsdämpfung verifiziert werden. Eine solche deterministische Datengrundlage für einzelne Häuser und Bäume in ländlichem Gebiet ist nicht verfügbar und wird hier durch einen stochastischen Prozess ersetzt. Deshalb ist nur ein Vergleich von statistischen Kenngrößen des Kanals sinnvoll. Außerdem werden gerade solche statistischen Aussagen für die Systemplanung von Satellitensystemen benötigt.

## 5.1 Vergleich von zwei- und dreidimensionaler Modellierung

Zunächst soll untersucht werden, ob die dreidimensionale Wellenausbreitungsberechnung eine merkliche Verbesserung gegenüber einer deutlich einfacheren zweidimensionalen Modellierung ermöglicht und welche Auswirkungen die dreidimensionalen Ausbreitungspfade auf die Funkkanalsimulation haben.

Zu Vergleichszwecken wird ein zweidimensionales, strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell verwendet, welches exakt die gleichen Eingabedaten benutzt als das in Kapitel 3 beschriebene 3D-Modell. Statt der 3D-Modellierung, basierend auf dem Sweep-Line Algorithmus, verwendet dieses 2D-Modell eine vereinfachte Strahlsuche innerhalb einer vertikalen Schnittebene [DJK<sup>+</sup>98, IMS98]. Dabei wird angenommen, dass sich alle relevanten Ausbreitungspfade<sup>1</sup> in der vertikalen Schnittebene, welche den Mobilteilnehmer und den Satelliten enthält, befinden. Dadurch werden Beugungseffekte nur an horizontalen Kanten, die diese Vertikalebene schneiden, berücksichtigt. Die eigentlichen 3D-Signalanteile, wie z. B. Beugung an vertikalen Kanten und an Ecken, werden generell vernachlässigt, Reflexionen werden nur teilweise gefunden. Darüber hinaus werden im 2D-Modell die Hindernisse als unendlich ausgedehnt und senkrecht zur Vertikalebene orientiert angenommen. Das 2D-Modell wird in [DJK<sup>+</sup>98, IMS98, DZW99b] ausführlich diskutiert, die

<sup>1</sup>Mit Ausnahme der einfach gestreuten Anteile.



Tabelle 5.1: Hauptunterschiede der 2D- und 3D-Modelle

Merkmal/Phänomen	2D-Modell	3D-Modell
Orientierung des Hindernisses	$\perp$	beliebig
Ausdehnung des Hindernisses	$\infty$	endlich
Beugung an horizontalen Kanten	2D	3D
Beugung an vertikalen Kanten	–	3D
Eckenbeugung	–	3D
Reflexion	2D	3D
Vegetationsdämpfung	2D	2D
Behandlung topographischer Hindernisse	2D	2D
Streuung	3D	3D

Hauptunterschiede der beiden Modelle sind in Tabelle 5.1 gegenübergestellt.

In Kapitel 3.2.4 wurde bereits für ein einfaches, kanonisches Ausbreitungsproblem gezeigt, dass nahe der Schattengrenze eine dreidimensionale Beugungsberechnung nötig ist, um realistische und kontinuierliche Pegelverläufe zu erhalten (vgl. Bilder 3.12 und 3.13). Hier sollen nun die Auswirkungen und die Relevanz einer 3D-Modellierung in komplexeren Ausbreitungsszenarien betrachtet werden. Dazu wird eine Überlandfahrt mit  $v_M = 10 \text{ m/s}$  entlang der in Bild 2.2 gezeigten Strecke simuliert. Die Abtastrate beträgt 10 Hz, es wurde eine isotrope Empfangsantenne angenommen.

Bild 5.1 zeigt die ersten 100 s einer Simulation für einen Satelliten mit  $45^\circ$  Elevation. Es ist offensichtlich, dass das 2D-Modell im Gegensatz zum 3D-Modell wichtige Signalbeiträge vernachlässigt, besonders im Falle von Abschattung betragen die Pegeldifferenzen teilweise mehr als 15 dB. Zusätzlich zeigt die Simulation des 3D-Modells stärkere Pegelfluktuationen um den temporären Mittelwert (schneller Schwund). Dieser Unterschied ist besonders ausgeprägt zu Zeiten einer direkten Sichtverbindung (z. B.  $t \in [40 \text{ s}, 55 \text{ s}]$ ).

Die zugehörigen kumulativen Verteilungen des Pegels  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$  zeigt Bild 5.2. Die Verteilungsfunktion der 2D-Simulation für einen Satelliten mit  $45^\circ$  Elevation weist untypische, abrupte Übergänge und lange nahezu horizontale Bereiche auf. Dies rührt daher, dass eine reine 2D-Modellierung dazu ten-

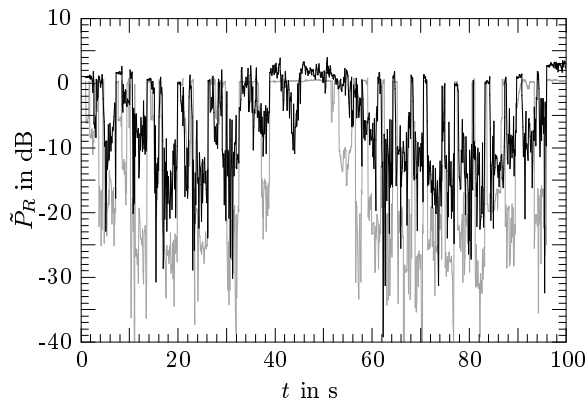


Bild 5.1: Vergleich der Pegelzeitserien des 2D-Modells (graue Kurve) und des 3D-Modells (schwarze Kurve), Satellit mit  $45^\circ$  Elevation

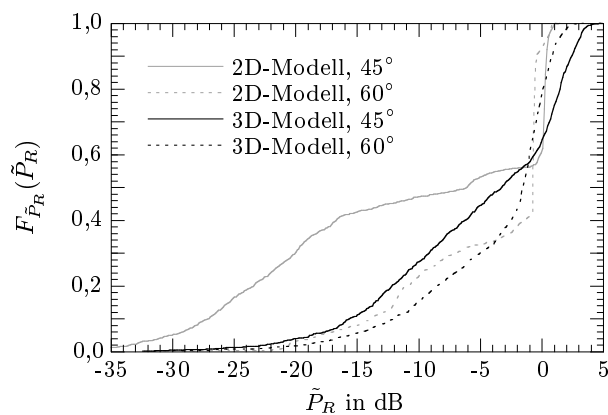


Bild 5.2: Kumulative Wahrscheinlichkeiten  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$  des normierten Empfangspegels für 2D- und 3D-Modellierung, Satelliten mit  $45^\circ$  und  $60^\circ$  Elevation

diert, diskrete Kanalzustände zu produzieren. Die Kurve (2D-Modell,  $45^\circ$ ) zeigt praktisch keine Simulationspunkte mit  $\tilde{P}_R \in [-6 \text{ dB}, 0 \text{ dB}]$ , d. h. der Übergang von Sichtverbindung zu Abschattung erfolgt im Wesentlichen diskontinuierlich. Die zugehörige Simulation mit dem 3D-Modell (Kurve 3D-Modell,  $45^\circ$ ) zeigt einen realistischeren kontinuierlichen Verlauf. Die Unter-

schiede zum pessimistischeren 2D-Modell sind sowohl im Bereich der tiefen Abschattung als auch für  $\hat{P}_R > 0$  dB deutlich. Im ersten Fall sind 3D-Ausbreitungspfade die wesentlichen Signalbeiträge, im letzteren führen die zusätzlich gefundenen 3D-Pfade zu den typischen Überhöhungen des Empfangspegels durch konstruktive Überlagerung der Mehrwegesignale.

In Bild 5.2 sind zusätzlich die Kurven für Simulationen mit einer Satellitenelevation von  $60^\circ$  gezeigt. Obwohl der Unterschied zwischen den beiden Modellen mit steigender Elevation nachlässt, sind selbst bei  $60^\circ$  noch deutliche Unterschiede zu bemerken.

Bereits an diesem ersten Beispiel wird deutlich, dass Ausbreitungswege außerhalb der vertikalen Schnittebene die Kanalstatistiken signifikant beeinflussen. Die Abweichungen zwischen zwei- und dreidimensionaler Modellierung sind selbst bei hohen Satellitenelevationen noch merklich. Eine zweidimensionale Modellierung produziert unrealistische Zeitserien mit diskreten „Zuständen“ und erweist sich gerade in dem für die Systemplanung interessierenden Bereich von  $\hat{P}_R \in [-20 \text{ dB}, -3 \text{ dB}]$  als sehr pessimistisch. Um wesentlich realistischere und stetige Zeitserien zu erhalten, die sowohl variierende Tiefen des langsamen Schwundes als auch Effekte des schnellen Schwundes berücksichtigen, ist eine dreidimensionale Modellierung unumgänglich. Welche Vorhersagegenauigkeiten sich im Vergleich mit Messungen erzielen lassen, zeigen die folgenden Abschnitte.

## 5.2 Vergleiche bei stationärem Empfänger

Die heute verfügbaren breitbandigen Messungen wurden vorwiegend für quasi-stationäre Empfänger durchgeführt und umfassen nur einige Sekunden Messzeit. Deshalb ist eine Verifikation des gesamten Ansatzes (inklusive der statistischen Generierung der Objekte am Straßenrand) nicht breitbandig möglich. Vergleiche bei stehendem Empfänger ermöglichen es jedoch, gezielte Untersuchungen einzelner Modellteile durchzuführen. Da in der im Folgenden beschriebenen Messung alle relevanten Effekte durch die unmittelbare Umgebung des Empfängers hervorgerufen wurden, kann untersucht werden, ob die approximative Beschreibung der Bäume und Häuser in der Nähe des Mobilteilnehmers durch Quader generell in der Lage ist, realistische Kanalsignaturen zu erzeugen. Es wird gefordert, dass gleichzeitig sowohl der schmalbandige Pegel, als auch das Leistungsverzögerungsprofil mit dem typischen Verlauf der Messungen übereinstimmen.

Vom Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) wurden Messungen mit 30 MHz Bandbreite (Messempfänger: Channel Sounder CSPE 1800, University of Liverpool [Par91]) in einer ländlichen Umgebung nahe Drößling (Bayern) durchgeführt [Jah94]. Als Sendepattform wurde ein Flugzeug verwendet, welches den Empfängerstandort in einer nahezu konstanten Elevation von  $25^\circ$  umkreiste. Der Empfänger befand sich in hügeligem Gelände nahe eines Waldes, so dass teilweise Abschattung durch Bäume bestand [IMS98]. Da die genaue Positionen der einzelnen Bäume nicht bekannt sind, wurden diese so lokalisiert, dass sich in der Simulation ein annähernd gleicher Pegelverlauf wie in der Messung zeigt. Dann wurde untersucht, ob sich gleichzeitig auch realistische Leistungsverzögerungsprofile ergeben.

Die Sendefrequenz betrug  $f_0 = 1,82$  GHz. Der Empfang erfolgte durch eine quasi-omnidirektionale Antenne, deren Richtdiagramm im Anhang C dargestellt ist. Der Empfänger arbeitet nach dem Korrelationsprinzip [Par91, Jah94]. Die Messung umfasst 608 Leistungsverzögerungsprofile mit einer Aufzeichnungsrate von 15,6 Hz. Die Auflösung der Zeitverzögerung beträgt ca. 33 ns bei dreifacher Überabtastung. Die Gesamtsimulationszeit von 38,8 s entspricht einem nahezu vollständigen Rundumflug des Senders [IMS98]. Für die Simulation wurde die Übertragungsfunktion des Empfängers aus dem gemessenen Leistungsdichtespektrum (Bild 4.27 in [BLJ<sup>+</sup>96, Kapitel 4]) ermittelt. Die Gesamtimpulsantwort ergibt sich nach (4.18) und wird dann zur Berechnung der normierten Leistungsverzögerungsprofile  $\tilde{P}_{R, Ges}(\tau, t)$  in (4.13) eingesetzt.

Die Pegelzeitserien von Messung und Simulation sind in Bild 5.3 dargestellt. Durch die Positionierung von zehn 3D-Objekten mit typischen Dimensionen entlang des Straßenrandes kann der Verlauf des gemessenen Pegels nachgebildet werden. Die mittlere Abweichung beträgt  $-0,1$  dB bei einer Standardabweichung von 5,0 dB.

Bild 5.4 zeigt die zugehörige Zeitserie der gemessenen Leistungsverzögerungsprofile. Die Baumabschattungen führen zu einem reduzierten Pegel des direkten Pfades, relevante Echos treten vornehmlich mit einer relativen Verzögerungszeit von  $\tau < 0,3 \mu\text{s}$  auf, danach verschwindet das Signal im Rauschen (die Messdynamik betrug 31,5 dB). Die zugehörige Simulation ist in Bild 5.5 zu sehen. Obwohl die Simulation weniger Echos aufweist, zeigt sich, dass durch die approximative Berücksichtigung von Bäumen und Häusern als Quader sowohl der tatsächliche Pegelverlauf als auch die Leistungsverteilung über der Verzögerungszeit hinreichend genau nachgebildet werden

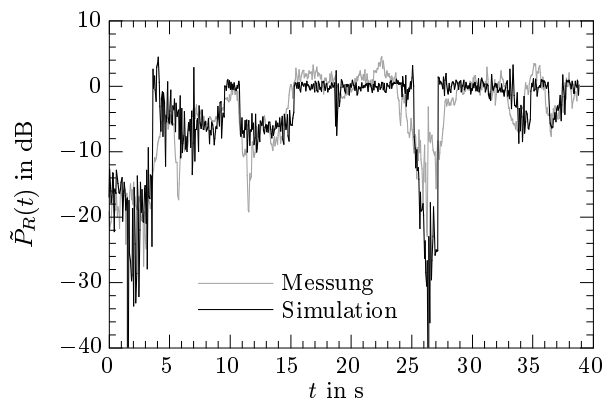


Bild 5.3: Vergleich der Pegelzeitserien

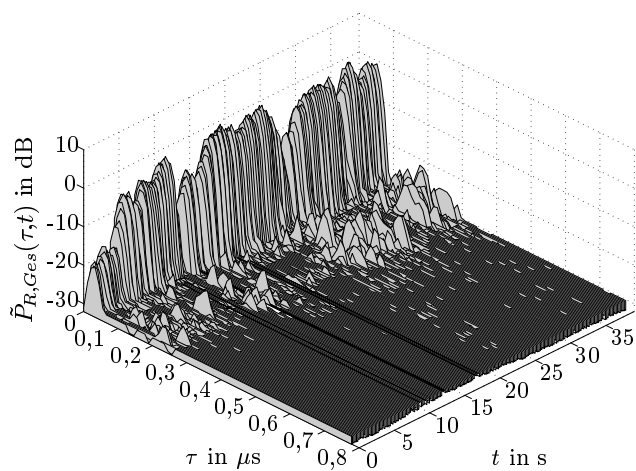


Bild 5.4: Zeitserie mit gemessenen Leistungsverzögerungsprofilen

können. Dies wird deutlich durch den Vergleich der mittleren Leistungsverzögerungsprofile (nach (4.17)) in Bild 5.6. Durch die begrenzte Dynamik und zeitliche Auflösung der Messung sind nur wenige dominante Mehrwegepfade sichtbar. Der Hauptteil der Leistung wird durch den direkten Pfad und die mit diesem Messsystem nicht auflösbaren Mehrwegepfade mit sehr kurzen

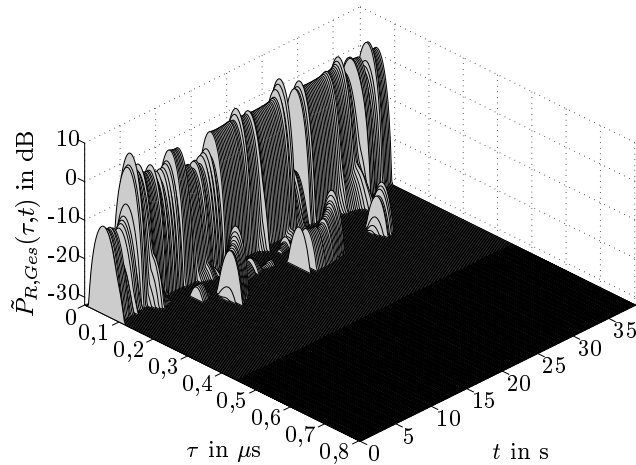


Bild 5.5: Zeitserie mit simulierten Leistungsverzögerungsprofilen

Verzögerungszeiten übertragen. Ein weiteres Maximum der mittleren Leistung tritt in der Messung zu einer Verzögerungszeit von  $\tau = 0,21 \mu s$  auf. In der Simulation tritt dieses Maximum für  $\tau = 0,19 \mu s$  auf und wird um ca. 1,1 dB unterschätzt. Die übrigen gemessenen Werte bewegen sich nahe der Dynamikgrenze des Empfängers und basieren teilweise auf Beiträgen, die eher dem Rauschen als einem tatsächlichen Mehrwegepfad zuzuordnen sind (vgl. Bild 5.4). Die Abweichungen lassen sich durch die lückenhafte Kenntnis der Messumgebung, die vereinfachte Darstellung der Hindernisse sowie durch Unsicherheiten bei den verwendeten Materialparametern erklären.

In verschiedenen Messkampagnen ergaben sich für den Satellitenmobilfunkkanal meist sehr kurze Verzögerungszeiten der relevanten Echos bzw. ein Abfall des Signalpegels von über 30 dB innerhalb den ersten  $0,5 \mu s$  [JBS<sup>+</sup>95, PBW<sup>+</sup>96]. Dieses generelle Verhalten wird durch die Simulation sehr gut wiedergegeben. Selbst in breitbandigen Messungen können nicht alle Signalfade (z. B. direkter Pfad und Bodenreflexion) aufgelöst werden. Für die verwendete Messbandbreite von 30 MHz werden z. B. die mittlere Verzögerung und die Impulsverbreiterung im Wesentlichen durch die Übertragungsfunktion des Empfängers bestimmt. Für eine aussagekräftige Charakterisierung des eigentlichen Funkkanals wären somit sehr aufwendige Messsysteme mit hoher Bandbreite und hoher Dynamik nötig – oder alternativ Simulationen

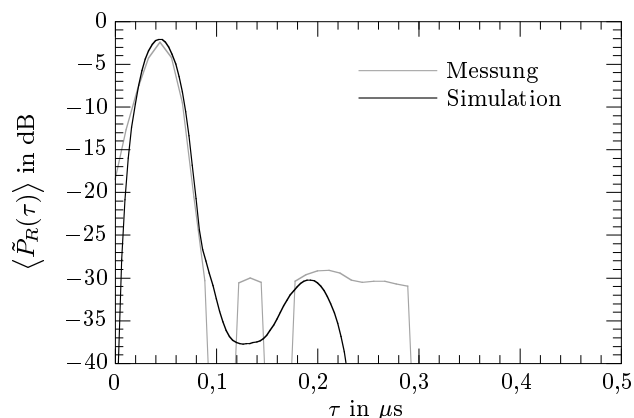


Bild 5.6: Vergleich der mittleren Leistungsverzögerungsprofile  $\langle \tilde{P}_R(\tau) \rangle$  von Messung und Simulation

wie die hier gezeigte.

Für relativ schmalbandige Kommunikationssysteme führen Echos mit kurzen Verzögerungszeiten zu keinen nennenswerten Problemen. Sie werden jedoch zunehmend zu einem Gegenstand des Interesses, da die vom System nicht auflösbaren Mehrwegesignale zu nicht kompensierbaren Ungenauigkeiten in der Positionsbestimmung mittels Satellitennavigation führen. Auch in diesem Bereich ist somit ein wichtiges Anwendungsgebiet dieses Wellenausbreitungsmodells zu sehen.

## 5.3 Vergleich mit Überlandfahrten

### 5.3.1 Verifikation in ländlichem Gebiet

Zur Verifikation in überwiegend unbebautem Gebiet wird ein Vergleich mit Messdaten einer Autobahnfahrt (A 95) südlich von München Richtung Starnberg durchgeführt. Bild 5.7 zeigt einen Ausschnitt von  $30 \text{ km} \times 30 \text{ km}$  aus den topographischen und morphographischen Daten (Auflösung  $100 \text{ m}$ ). Der schwarze Pfeil kennzeichnet die Messfahrt, während der vom DLR ein Signal des geostationären MARECS-Satelliten ( $\varepsilon = 24^\circ, \alpha = 225^\circ$ ) aufgezeichnet wurde [LCD<sup>+</sup>91]. Die mittlere Geschwindigkeit des Messfahrzeugs betrug

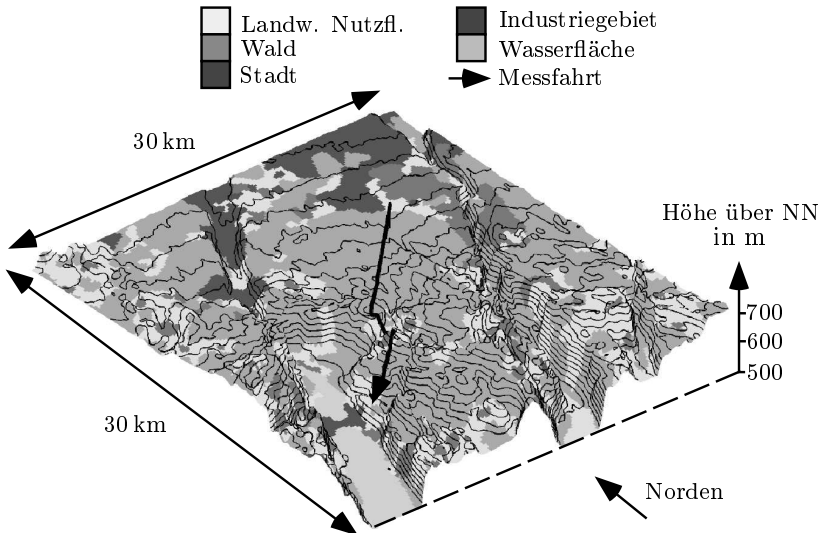


Bild 5.7: Topographie, Landnutzung und Messfahrt südlich von München (Gauß-Krüger-Koordinaten:  $R_{min} = 4448400$ ,  $H_{min} = 5313000$ )

60 km/h. Das schmalbandige Signal ( $f_0 = 1,54$  GHz) wurde von einer annähernd hemisphärische Antennen empfangen (Antenne C3 in [LCD<sup>+</sup>91], Richtdiagramm in Anhang C). Die Simulation enthält 7750 Punkte mit einer Zeitauflösung  $\Delta t$  von 0,1 s.

Bild 5.8 zeigt die kumulativen Wahrscheinlichkeiten des normierten Empfangspegels  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$  der Messung und der beiden Modelle. Die Vorhersagen des 2D-Modells und des 3D-Modells unterscheiden sich vor allem im Bereich von  $\tilde{P}_R \in [-20 \text{ dB}, 0 \text{ dB}]$ . Für  $\tilde{P}_R < -8 \text{ dB}$  ist der Fehler in beiden Modellen kleiner 3%, im Bereich von  $-8 \text{ dB}$  bis  $0 \text{ dB}$  ist die Vorhersage des 3D-Modells jedoch wesentlich genauer. Der Fehler bleibt dort unter 11%, während im 2D-Modell Fehler bis zu 21% auftreten. Für  $\tilde{P}_R > 0 \text{ dB}$  ist der Fehler in beiden Modellen kleiner 4%. Wie bereits in Kapitel 5.1, tendiert das 2D-Modell zu einer unrealistischen Vorhersage von diskreten Schwundtiefen. Dieses Problem wird durch die dreidimensionale Modellierung weitgehend vermieden. Die Überbewertung der konstruktiven Interferenz ( $\tilde{P}_R > 0 \text{ dB}$ ) im 3D-Modell ist u. a. darauf zurückzuführen, dass die verfügbare Empfangsantennencharakteristik den Effekt der Montage am Fahrzeug nicht berücksichtigte.



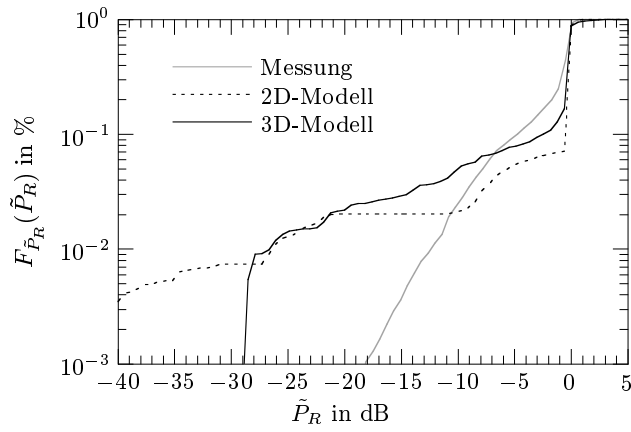


Bild 5.8: Vergleich der kumulativen Wahrscheinlichkeiten  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$  des normierten Empfangspegels

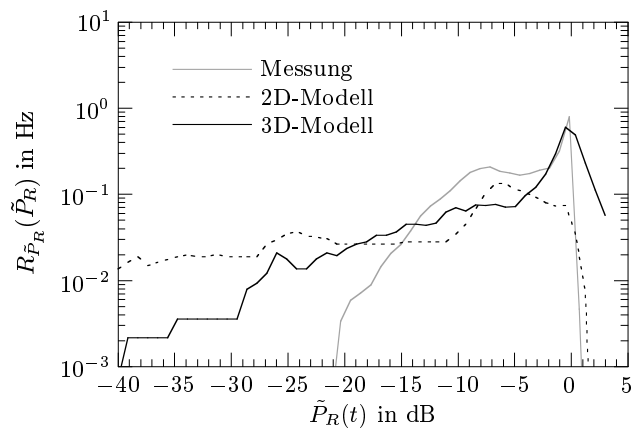


Bild 5.9: Vergleich der Überschreitungsrate  $R_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$  des normierten Empfangspegels

Bild 5.9 zeigt einen Vergleich der Überschreitungsrate des normierten Empfangspegels  $R_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$ . Für  $\tilde{P}_R \approx 0$  dB sagt das 3D-Modell eine erheblich höhere Überschreitungsrate vorher als das 2D-Modell und liegt damit wesentlich näher an der Messung (Messung: 0,79 Hz, 3D-Modell: 0,49 Hz, 2D-

Modell: 0,03 Hz). Es zeigt sich erneut, dass bei einer 2D-Modellierung wesentliche Signalpfade zur Charakterisierung des schnellen Schwundes fehlen. Dass die Schnelligkeit des Schwundes auch im 3D-Modell noch leicht unterschätzt wird, kann mit dem in der Simulation fehlenden Einfluss von metallischen Reflektoren (z. B. Leitplanken, Schilder, Fahrzeuge) begründet werden, die gerade bei Autobahnfahrten häufig auftreten. Dadurch, dass in der Simulation generell tiefere Pegelbrüche auftreten als in der Messung, ergibt sich dort auch eine Überschätzung der Überschreitungsrates, die jedoch im Millihertz-Bereich (mHz) liegt.

Der Verlauf der Autobahn ist über einige Zeit so orientiert, dass die Satellitenposition mit der Fahrtrichtung übereinstimmt. Dadurch erklären sich die relativ seltenen Pegelbrüche in der Messung. Ferner treten durch diesen Spezialfall die im allgemeinen sehr wichtigen Effekte durch Hindernisse links und rechts der Straße eher in den Hintergrund. Trotzdem kann insgesamt von einer guten Übereinstimmung des 3D-Modells mit der Messung gesprochen werden.

### 5.3.2 Verifikation in suburbanem Gebiet

In diesem Abschnitt werden Simulationen des 3D-Modells mit Messdaten verglichen, die in suburbanem Gebiet von dem DLR aufgenommen wurden. Das Ausbreitungsexperiment benutzte ein Luftschiff („Zeppelin“) als Sendeplattform für einen schmalbandigen Sinus-Träger bei  $f_0 = 2,2$  GHz. Die Messdynamik betrug nominell 48,9 dB bei einer Bandbreite von 2 kHz und war in jedem Fall größer als 30 dB. Die Verwendung von synchronisierten Referenzzeitgebern und von differentiellem GPS (engl. *Global Positioning System*) erlaubt eine genaue Zuordnung der verschiedenen Positions-, Zeit- und Pegelmessdaten. Eine detaillierte Beschreibung des Messaufbaus und der Durchführung des Experiments findet sich in [Jah99].

Die Fahrt führte entlang der Landstraße D 88131 von Schönau in Richtung Lindau am Bodensee (Bild 5.10) in teilweise offenem, teilweise leicht bebautem Gebiet. Bild 5.11 zeigt zwei exemplarische Aufnahmen des Messfahrzeugs während der Fahrt, welche von einem nachfolgenden Auto aufgenommen wurden. In Bild 5.11 a ist die Position des Zeppelins zu erkennen. Die Elevation des Zeppelins stieg während der Fahrt von ca.  $15^\circ$  auf  $25^\circ$ .

Um eine realistische Ausbreitungssituation nachzubilden, wurde ein typisches Handgerät mit eingeklappter Antenne als Empfänger verwendet, das sich



Bild 5.10: Verlauf der Messfahrt in suburbanem Gebiet



Bild 5.11: Bilder der Messfahrt, aufgenommen von einem nachfolgenden Fahrzeug

auf dem Armaturenbrett des Fahrzeugs befand. Die Durchtrittsdämpfung durch die Autoscheibe wurde in den Simulationen pauschal zu 7 dB angesetzt. Dieser Wert wurde durch Kalibration bei Messpunkten ermittelt, an denen ungestörte Sichtverbindung zum Luftschiff herrschte. Der Vergleich wurde bei einer Abtastrate von 100 Hz mit einer Gesamtsimulationszeit von 144 s durchgeführt.

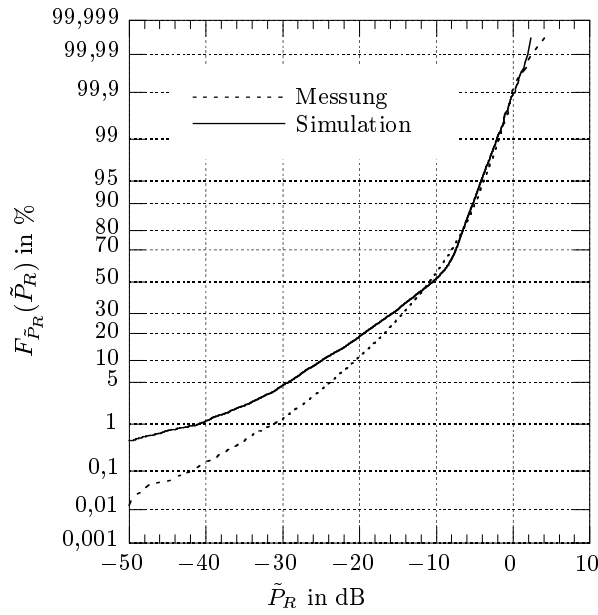


Bild 5.12: Vergleich der kumulativen Wahrscheinlichkeiten  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$  des normierten Empfangspegels

Tabelle 5.2: Fehler der kumulativen Häufigkeit  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$  (Simulation – Rechnung) in %

$\tilde{P}_R$ in dB	-30	-25	-20	-15	-10	-5	0
Fehler in %	3,2	5,5	7,3	5,5	-3,2	1,7	0,0

Bild 5.12 zeigt die gemessene und die mit dem 3D-Modell berechnete kumulative Pegelverteilung. Die y-Achse in Bild 5.12 besitzt eine Gauß-Skalierung, so dass mehrere Potenzen der Wahrscheinlichkeit aufgelöst werden können. Der Fehler wird bei  $\tilde{P}_R = -18,5$  dB maximal, bleibt jedoch stets kleiner als 7,8%. Im besonders interessanten Pegelbereich von  $\tilde{P}_R > -15$  dB bleibt er durchweg kleiner als 6% (vgl. auch Tabelle 5.2). Es zeigt sich im gesamten Bereich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Messung und Rechnung.

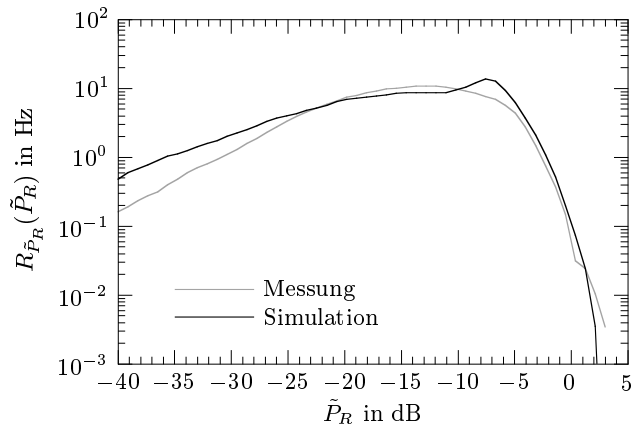


Bild 5.13: Vergleich der Überschreitungsraten  $R_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$  des normierten Empfangspegels

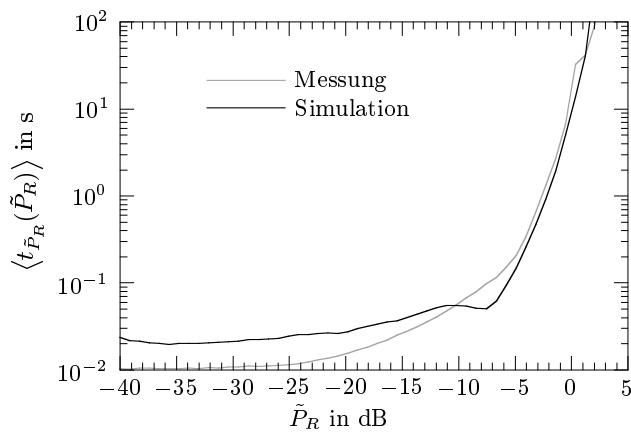


Bild 5.14: Vergleich der mittleren Schwundauern  $\langle t_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R) \rangle$

Die simulierte Überschreitungsrates  $R_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$  des normierten Empfangspegels (Bild 5.13) folgt der gemessenen über mehrere Dekaden sehr gut. Von  $\tilde{P}_R = -4,0$  dB bis  $\tilde{P}_R = -9,5$  dB zeigt die Rechnung eine leichte Überhöhung (maximaler Fehler: 6,2 Hz bei  $\tilde{P}_R = -7,5$  dB). In den anderen Bereichen ist die Abweichung zur Messung stets kleiner 1 Hz.

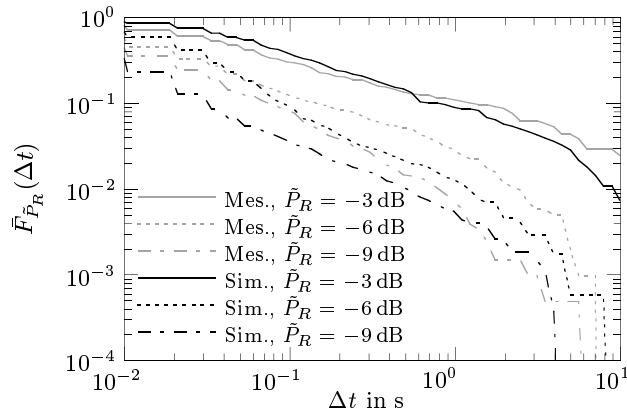


Bild 5.15: Vergleich der komplementären kumulativen Verteilungsfunktion  $\bar{F}_{\tilde{P}_R}(\Delta t)$  der Dauer von Pegelbrüchen von Messung (Mes.) und Simulation (Sim.)

Die mittleren Schwundauern  $\langle t_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R) \rangle$  werden in Bild 5.14 gegenübergestellt. Der Kurvenverlauf wird für große Schwundauern sehr gut vorhergesagt. Im Bereich kürzerer Schwundauern (d. h. ab  $\tilde{P}_R < -4,0$  dB) bleibt der Fehler kleiner als 100 ms, ab  $\tilde{P}_R < -11,0$  dB sogar im Bereich von 10 ms.

In Bild 5.15 werden für Zusatzdämpfungen von 3 dB, 6 dB und 9 dB die komplementären kumulativen Wahrscheinlichkeiten der Schwundauern verglichen, die u. a. für die Dimensionierung von Systemparametern wie der statischen Leistungsreserve oder der Verwürfelungszeit benötigt werden. Der Kurvenverlauf der Rechnung folgt sowohl im Trend als auch absolut den gemessenen Werten. Die Abweichung ist in allen Fällen kleiner 14%, ab  $\Delta t > 170$  ms sogar kleiner 5%. Tabelle 5.3 zeigt eine Aufstellung des Fehlers für verschiedene Schwundauern.

Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass die Häuser und Bäume am Straßenrand lediglich durch einen stochastischen Prozess angenähert und die Einflüsse der Autoscheibe nur pauschal berücksichtigt werden konnten, zeigen die obigen Ergebnisse sehr gute Übereinstimmung zwischen Messung und Rechnung. Weitere Fehlerursachen sind entgegenkommende und parkende Fahrzeuge (vgl. Bild 5.11 b), die nicht in der Simulation enthalten sind. Dennoch ergibt das Ausbreitungsmodell verlässliche Prognosen von allen relevanten

Tabelle 5.3: Fehler der komplementären kumulativen Verteilungsfunktion  $\tilde{F}_{\tilde{P}_R}(\Delta t)$  der Dauer von Schwundeinbrüchen (Simulation – Rechnung) in %

$\Delta t$ in s	0,01	0,05	0,1	0,5	1	5	10
$\tilde{P}_R = -3$ dB	14,0	10,6	6,4	1,2	-2,1	-1,4	-1,6
$\tilde{P}_R = -6$ dB	12,6	1,1	-3,6	-3,0	-1,6	-0,1	0,0
$\tilde{P}_R = -9$ dB	-12,3	-7,7	-4,3	-0,4	-0,2	0,0	0,0

Statistiken bis in den Millisekundenbereich. Es kann daher davon ausgegangen werden, dass auch in leicht bebauten Gebieten alle relevanten Pfade im Modell berücksichtigt werden.

## 5.4 Vergleich mit polarimetrischen Messungen

Durch die Verwendung schwachgerichteter Antennen am mobilen Endgerät wird die Mehrwegeausbreitung in der Satellitenmobilkommunikation ein wichtiger Faktor. Durch Beugung, Reflexion und Streuung an umgebenden Objekten treten – wie in Kapitel 3 gezeigt – Depolarisationseffekte auf, die als zusätzliche Dämpfung berücksichtigt werden müssen bzw. durch Polarisations-Diversity konstruktiv ausgenutzt werden können.

Um zu ermitteln, inwieweit durch das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell auch Vorhersagen von polarimetrischen Effekten getroffen werden können, werden Simulationen mit Messungen verglichen, die am Centre for Communication Systems Research (CCSR) der University of Surrey, Guildford, Großbritannien durchgeführt wurden [LAS99]. Dort wurde in mehreren Experimenten jeweils die Auswirkung *eines* Ausbreitungsphänomens auf die Polarisation eines rechtszirkularen Sendesignals untersucht.

Bild 5.16 a zeigt die Anordnung der Gebäude und die Senderpositionen ( $S_i$ ). Der Index  $i$  kennzeichnet jeweils das entsprechende Szenario. Der Sender strahlt ein rechtszirkular polarisiertes Sinus-Signal mit  $f_0 = 2,385$  GHz über eine Antenne mit 7 dBi Gewinn und einer 3 dB-Halbwertsbreite von  $80^\circ$  ab. Die Sendeantenne befindet sich 27,3 m oberhalb des Erdbodens auf einem Kran (siehe Bild 5.16 b). Als Empfangsantenne wird eine dual-polarisierte Patch-Antenne mit 13 dBi Gewinn und einer 3 dB-Halbwertsbreite von  $40^\circ$

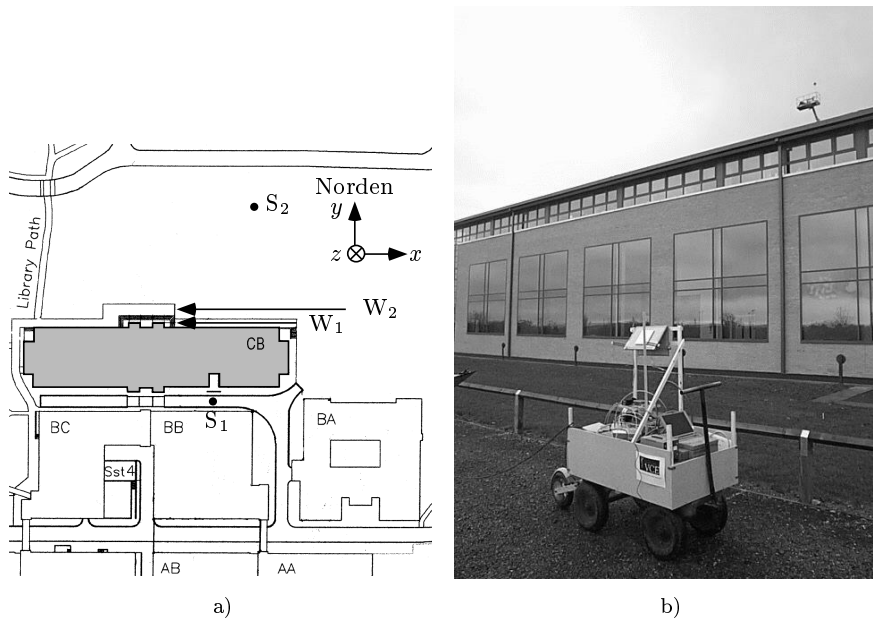


Bild 5.16: a): Gebäudeplan der University of Surrey (Draufsicht), Positionen der Sender  $S_i$  und Wege  $W_i$  des Empfängers, b): Messwagen mit Patch-Antenne vor Gebäude CB, im Hintergrund Kran mit Sendeantenne (Position  $S_1$ )

verwendet [LAS99]. Die gemessenen Antennendiagramme sind in Anhang C dargestellt. Bild 5.16 b zeigt den Handwagen, auf welchem sich der Empfänger und in ca. 1,6 m über dem Erdboden die Patch-Antenne befindet. Der Wagen wird entlang den in Bild 5.16 a gezeigten Wegen  $W_i$  in verschiedenen Abständen vom grau hinterlegten Gebäude CB bewegt (2 m für Szenario 1, 5 m für Szenario 2), wobei ein Weggeber die Position des Wagens in Abständen von  $\lambda_0/10 \approx 1,3$  cm festhält. Die Vergleiche verwenden ebenfalls diese örtliche Auflösung. Die Hauptkeule der Empfangsantenne wurde stets zum Gebäude CB gerichtet mit Elevationen von  $\varepsilon = 60^\circ$  für Szenario 1 und von  $\varepsilon = 30^\circ$  für Szenario 2. In Szenario 1 erreicht das Signal den Empfänger hauptsächlich über Beugung an Gebäude CB, in Szenario 2 sind Reflexionen an diesem Gebäude die maßgeblichen Ausbreitungseffekte. Weitere Informationen zum Versuchsaufbau finden sich in [LAS99].



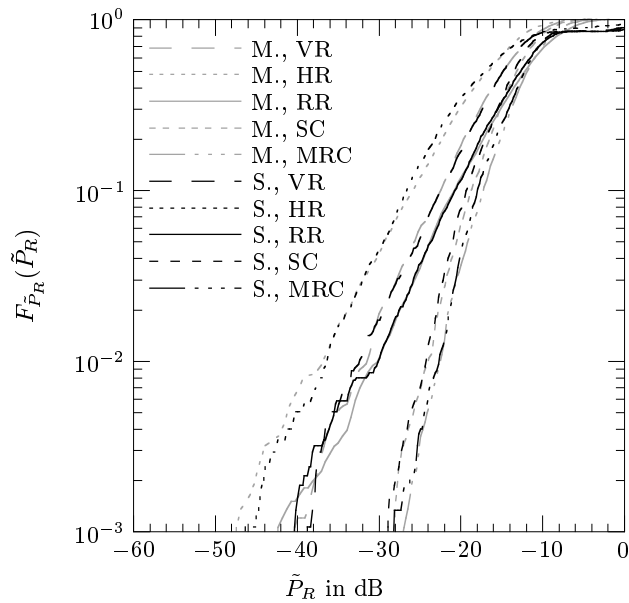


Bild 5.17: Vergleich der kumulativen Wahrscheinlichkeiten  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$  des Empfangspegels für verschiedene Empfangspolarisationen, Szenario 1 (Beugung), M.: Messung, S.: Simulation

In den folgenden Vergleichen werden die Pegelverteilungen für verschiedene Empfangspolarisationen und für Polarisations-Diversity verglichen. Da die Messdaten nicht absolut kalibriert sind, werden die Kurven der Messung und der Simulation jeweils auf ihren Maximalwert normiert und nur die relativen Gewinne betrachtet.

Bild 5.17 zeigt die gemessenen (M.) und simulierten (S.) kumulativen Wahrscheinlichkeiten des relativen Pegels für das Beugungsexperiment (Szenario 1). Dabei wird jeweils der Empfangspegel für vertikale (VR), horizontale (HR) und rechtszirkuläre (RR) Empfangspolarisation, sowie für Überlagerungen der beiden linearen Polarisationen mittels *Selection Combining* (SC) und *Maximum Ratio Combining* (MRC) verglichen (vgl. Kapitel 6.5).

Messung und Rechnung stimmen über mehrere Dekaden der Wahrscheinlichkeit sehr gut überein. Die horizontale Polarisierung weist übereinstimmend in Messung und Rechnung eine um ca. 3 dB bis 7 dB höhere Dämpfung auf als

die vertikale. Bezogen auf einen rechteckigen Empfang wurden Gewinne von 2,0 dB bei  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R) = 10^{-1}$  bis zu 5,9 dB bei  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R) = 10^{-2}$  für *Selectio-  
on Combining* gemessen. Die entsprechenden Werte in der Simulation liegen bei 1,4 dB bzw. 5,8 dB, so dass von hervorragender Übereinstimmung gesprochen werden kann. Einen zusätzlichen Gewinn von 0,5 dB bis 1,5 dB wurde bei der Verwendung von *Maximum Ratio Combining* gemessen. Wiederum zeigt die Rechnung exzellente Übereinstimmung (vgl. Bild 5.17).

Tabelle 5.4: Gemessene und simulierte Pegeldifferenzen und Polarisations-Diversity-Gewinne in dB für verschiedene Wahrscheinlichkeiten  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$ , Szenario 1 (Beugung)

$F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$	$10^{-3}$	$10^{-2}$	$10^{-1}$
Messung (VR–HR)	6,9	5,4	3,1
Simulation (VR–HR)	7,0	4,0	4,2
Simulation – Messung	0,1	–1,4	1,1
Messung (RR–HR)	4,9	5,9	4,8
Simulation (RR–HR)	5,4	6,4	6,0
Simulation – Messung	0,5	0,5	1,2
Messung (SC–RR)	14,4	5,9	2,0
Simulation (SC–RR)	11,5	5,8	1,4
Simulation – Messung	2,9	–0,1	–0,6
Messung (MRC–RR)	15,4	7,4	3,5
Simulation (MRC–RR)	12,3	7,4	2,7
Simulation – Messung	–3,1	0,0	–0,8

Für die Systemplanung sind insbesondere Wahrscheinlichkeiten im Bereich von  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R) = 10^{-2}$ , entsprechend einer Zielvorgabe von 99% Versorgungswahrscheinlichkeit, interessant. Gerade hier zeigt die Berechnung besonders gute Übereinstimmung. Einen quantitativen Vergleich von gemessenen und simulierten Pegeldifferenzen und Diversity-Gewinnen für verschiedene Wahrscheinlichkeiten zeigt Tabelle 5.4. Für sehr niedrigere Wahrscheinlichkeiten näherte sich der Pegelbereich bereits der Dynamikgrenze des Messsystems, was die zunehmenden Abweichungen in diesem Bereich erklärt. Ferner konnten in der Simulation weder die Einflüsse des schrägen Dachs mit Dachbe-  
grünung noch Einzelheiten der Gebäudetopologie (wie Fenster, Glasfronten,

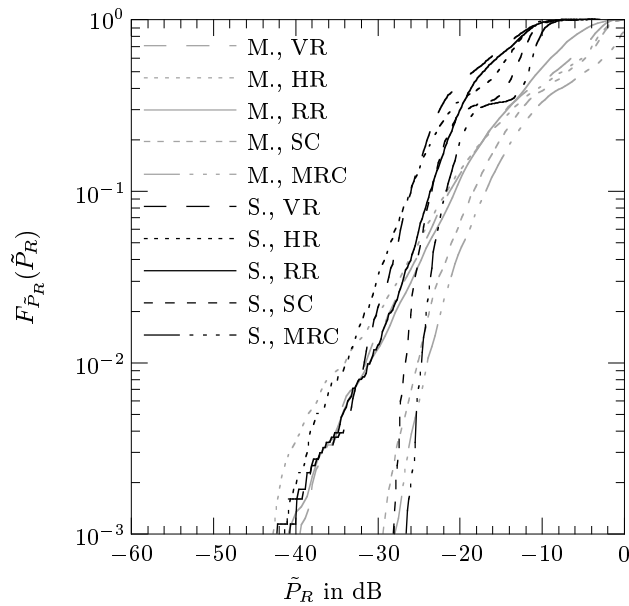


Bild 5.18: Vergleich der kumulativen Wahrscheinlichkeiten  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$  des Empfangspegels für verschiedene Empfangspolarisationen, Szenario 2 (Reflexion), M.: Messung, S.: Simulation

kleine Absätze in der Gebäudewand usw.) berücksichtigt werden. Dennoch ergibt sich insgesamt eine sehr gute Vorhersage des Polarisations-Diversity-Gewinns, so dass man folgern kann, dass die polarimetrischen Effekte durch Beugung sehr gut modelliert werden.

Einen entsprechenden Vergleich der kumulativen Wahrscheinlichkeiten des Empfangspegels für Szenario 2 zeigt Bild 5.18. Durch die Justierung der Hauptkeule der Empfangsantenne auf die nördliche Wand des Gebäudes CB (vgl. Bild 5.16) wurden hier Polarisierungseffekte durch Reflexion hervorgehoben.

Wiederum zeigen Messung und Rechnung übereinstimmend eine stärkere Dämpfung der horizontalen Polarisation. Die Differenz ist jedoch nicht so stark ausgeprägt wie im Falle der Beugung und beträgt hier maximal ca. 3 dB. Generell sind die Wahrscheinlichkeitskurven der Simulation steiler als diejenigen der Messung, was sicherlich auf die vereinfachte Modellierung der

Tabelle 5.5: Gemessene und simulierte Pegeldifferenzen und Polarisations-Diversity-Gewinne in dB für verschiedene Wahrscheinlichkeiten  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$ , Szenario 2 (Reflexion)

$F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R)$	$10^{-3}$	$10^{-2}$	$10^{-1}$
Messung (VR–HR)	3,0	2,5	0,3
Simulation (VR–HR)	-1,0	2,2	0,2
Simulation – Messung	-4,0	-0,3	-0,1
Messung (RR–HR)	1,8	3,0	1,0
Simulation (RR–HR)	0,6	3,0	2,6
Simulation – Messung	-0,6	0,0	1,6
Messung (SC–RR)	11,2	6,0	2,0
Simulation (SC–RR)	12,6	4,2	0,0
Simulation – Messung	1,4	-1,8	-2,0
Messung (MRC–RR)	12,6	7,2	3,7
Simulation (MRC–RR)	13,6	6,2	1,8
Simulation – Messung	1,0	-1,0	-1,9

Gebäudeoberfläche als *eine* ebene Oberfläche zurückzuführen ist. Somit wird im Modell auch lediglich eine Reflexion gefunden, wohingegen in der Realität mehrere Reflexions- und Streubeiträge, z. B. durch die in Bild 5.16 b sichtbaren Fenster, Absätze, Nischen und sonstigen Installationen am Gebäude, auftreten. Außerdem muss darauf hingewiesen werden, dass die zur Verfügung stehenden Richtdiagramme der Empfangsantenne den Einfluss der Montage auf dem Handwagen nicht berücksichtigen. Die Ergebnisse der Simulation sind jedoch stark von der tatsächlichen Unterdrückung des (von „hinten“ auf die Antenne einfallenden) Direktsignals gegenüber den von der Gebäudewand reflektierten Signalanteilen abhängig.

Unter Kenntnisnahme dieser Fehlerquellen kann von einer guten Modellierung der Polarisationseffekte bei Reflexion gesprochen werden. Insbesondere die in der Praxis interessanten relativen Gewinne bei  $F_{\tilde{P}_R}(\tilde{P}_R) = 10^{-2}$  (d. h. 99% Versorgungswahrscheinlichkeit) werden verlässlich vorhergesagt (Tabelle 5.5).

Insgesamt zeigt sich, dass durch Beugung und Reflexion die horizontale Po-

larisation erheblich stärker gedämpft wird. Für zirkular polarisierte Sendesignale ergeben sich damit Verluste in der kopolaren Empfangskomponente und als Konsequenz ein erhebliches Potenzial für Polarisations-Diversity. Das Wellenausbreitungsmodell ist in der Lage, die auftretenden polarimetrischen Effekte nachzubilden und prognostiziert den zu erwartenden Gewinn für Polarisations-Diversity sehr genau.

## 5.5 Zusammenfassung

Durch mehrere verschiedenartige Vergleiche von Simulationen mit Messdaten wurde gezeigt, dass eine dreidimensionale Modellierung der Wellenausbreitung in der näheren Umgebung des mobilen Endgeräts unabdingbar ist. Für das hier entwickelte 3D-Modell ergeben sich gute Vorhersageergebnisse für schmalbandige und breitbandige Kanalstatistiken. Ferner konnte gezeigt werden, dass sowohl ländlich-offene als auch suburbane Gebiete erfolgreich nachgebildet und untersucht werden können. Durch die hervorragenden Simulationsergebnisse für Polarisations-Effekte ergibt sich mit diesem neuartigen Wellenausbreitungsmodell erstmals die Gelegenheit, die potenziellen Gewinne durch Polarisations-Diversity am mobilen Endgerät realistisch zu simulieren und mit anderen Strategien zur Erhöhung der Dienstverfügbarkeit zu vergleichen. Wie solche verschiedenen Systemkonzepte – basierend auf dem Wellenausbreitungsmodell aus Kapitel 3 – systematisch untersucht werden können, zeigen die folgenden Kapitel. In Kapitel 6 werden die benötigten theoretischen Grundlagen, Berechnungsmethoden und Vergleichskriterien erarbeitet, während Kapitel 7 Anwendungsbeispiele zeigt.



## Kapitel 6

# Strategien zur Erhöhung der Dienstqualität und deren Bewertung

Ein wesentliches Problem für die Satellitenmobilkommunikation stellt die nur begrenzt verfügbare Leistung, sowohl am Satelliten als auch am portablen Handgerät, dar. Trotz der Verwendung niedriger Orbithöhen und von Hochgewinn-Antennen am Satelliten bleiben nach Abzug aller Verluste nur wenige Dezibel Leistungsreserve für terrestrische Ausbreitungsstörungen übrig (typische Werte liegen zwischen 3 dB und 16 dB [BLJ<sup>+</sup>96, Kapitel 1]). Deshalb sind für solche Systeme alternative Strategien nötig, um die Verfügbarkeit und Übertragungsqualität zu erhöhen. In diesem Kapitel werden die theoretischen Grundlagen dafür erarbeitet, wie das oben beschriebene Ausbreitungsmodell zur Untersuchung von verschiedenen Systemkonzepten verwendet werden kann. Im Einzelnen werden Leistungsregelung, Gesprächsübergaben zwischen Satelliten, Satelliten- und Polarisations-Diversity, sowie verschiedene Arten der Signalüberlagerung (engl. *Combining*) betrachtet. Exemplarische Systemstudien folgen in Kapitel 7.

Als einfaches Vergleichskriterium für verschiedene Systeme und Systemvarianten wird zunächst ein effektives Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte-Verhältnis definiert, welches neben dem Systemrauschen auch Intersymbolinterferenz und Interferenz durch Mehrfachzugriff berücksichtigen kann. Danach wird auf die in der Satellitenkommunikation auftretende Signalverzögerung eingegangen. Diese muss bei Simulationen unbedingt berücksichtigt werden,

da zwischen Auslösung eines Kontrollbefehls (z. B. zur Leistungsregelung) und dessen Ausführung eine merkliche Zeitspanne vergeht. Nachdem gezeigt wurde, wie die verschiedenen Strategien durch Nachprozessierung der Wellenausbreitungsergebnisse modelliert werden können, werden geeignete Vergleichskriterien für die unterschiedlichen Systemkonzepte definiert.

## 6.1 Das effektive Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte-Verhältnis

Ein wesentliches Kriterium für die Güte des Empfangssignals ist das Signal-zu-Rauschleistungs-Verhältnis bzw. das Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte-Verhältnis. In dieser Arbeit werden Intersymbolinterferenzen (ISI) und Interferenz durch Mehrfachzugriff (engl. *Multiple Access Interference*, MAI) ebenfalls als Rauschbeiträge modelliert. Die entsprechenden Quotienten werden dann als *effektives* Signal-zu-Rauschleistungs-Verhältnis  $SNR$  bzw. *effektives* Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte-Verhältnis  $E_b/N_0$  bezeichnet. Es wird hier also zunächst ein pegelbezogenes Vergleichskriterium für verschiedene Systeme verwendet, was aufgrund der Tatsache, dass die Impulsverbreiterungen im Bereich von wenigen ns liegen (vgl. Kapitel 5.2, [JBS<sup>+</sup>95, PBW<sup>+</sup>96]), gerechtfertigt ist. Es sei jedoch nochmals erwähnt, dass das zugrunde liegende Wellenausbreitungsmodell eine vollständige breitbandige Analyse erlaubt. Dieses Kapitel zeigt wie die Größen  $SNR$  und  $E_b/N_0$  definiert sind und aus den Ergebnissen der Wellenausbreitungsberechnung ermittelt werden.

### 6.1.1 Definition des effektiven Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte-Verhältnisses

Für den Zusammenhang zwischen Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte  $E_b/N_0$  und Signal-zu-Rauschleistung  $SNR = S/N$  gilt allgemein:

$$E_b/N_0 = \frac{ST_b}{\frac{N}{B_N}} = SNR T_b B_N, \quad (6.1)$$

wobei  $T_b$  die Bitdauer bezeichnet. Unter der Annahme, dass die Rauschbandbreite  $B_N$  des Systems gerade der Systembandbreite  $B = 1/T_s$  ( $T_s$ : Symboldauer) entspricht, ergibt sich:

$$E_b/N_0 = SNR \frac{T_b}{T_s}. \quad (6.2)$$



Für  $M$ -wertige Phasenmodulation ( $M$ -PSK) und Kodierung mit der Code-Rate  $R_c$  gilt [Pro95, Kapitel 4 und 8]:

$$\frac{T_b}{T_s} = \frac{1}{R_c \log_2 M}. \quad (6.3)$$

In DS-CDMA-Systemen ist in (6.2) für die Symboldauer  $T_s$  die Chipdauer  $T_c$  einzusetzen, der zweite Faktor wird dann als Prozessgewinn  $G_p$  bezeichnet [Pro95, Kapitel 13]:

$$G_p = \frac{T_b}{T_c}. \quad (6.4)$$

Um  $E_b/N_0$  zu berechnen, genügt die Bestimmung von  $SNR$ , da beide Verhältnisse nur durch systemabhängige Größen verbunden sind. Neben dem thermischen Rauschen beeinflussen auch Intersymbolinterferenzen (ISI) die Güte des Empfangssignals. In CDMA-Systemen sind ferner Interferenzen durch Mehrfachzugriff (MAI) zu berücksichtigen. In diesem Kapitel werden diese Störungen als unkorrelierte Rauschanteile modelliert, so dass sich ergibt:

$$SNR(t) = \frac{S(t)}{N_{th} + N_{ISI}(t) + N_{MAI}(t)}. \quad (6.5)$$

Beeinflussungen durch eine evtl. Mitbenutzung des gleichen Frequenzbereichs durch andere Systeme wird im Weiteren nicht berücksichtigt. Es wird ferner davon ausgegangen, dass der Transponder keine relevanten Störungen durch Intermodulationsprodukte hervorruft. Prinzipiell können diese Störeinflüsse jedoch als weitere Summanden im Nenner der Gleichung (6.5) angesetzt werden.

Während das thermische Systemrauschen  $N_{th}$  in der Regel als konstante Größe in der Leistungsbilanz auftaucht [MVB93, Kapitel 1], [DHO<sup>+</sup>00], werden die restlichen Terme in (6.5) als zeitvariant angesetzt. Die Berechnung dieser Größen wird in den folgenden Abschnitten erläutert.

### 6.1.2 Repräsentation des Empfangssignals

Nach Filterung und Modulation kann das Sendesignal in äquivalenter Tiefpassdarstellung für eine aus den Symbolen  $\underline{s}_l$  bestehende Nachricht im Zeit-

bereich wie folgt dargestellt werden [Jon99, Kapitel 7]:

$$\underline{y}_T(\tau) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \underline{\varepsilon}_l \underline{h}_T(\tau - lT_s - \tau_0) e^{j\varphi_0}, \quad (6.6)$$

wobei  $\underline{h}_T$  die Basisbandimpulsantwort des Senders und  $T_s$  die Symboldauer darstellt.

Die relative Zeitverschiebung des Symbolgenerators  $\tau_0$  und die Phase des Lokaloszillators  $\varphi_0$  sind im Empfänger nicht bekannt und müssen anhand des empfangenen Signals geschätzt werden. Die entsprechenden Schätzungen werden mit  $\tau'_0$  bzw.  $\varphi'_0$  bezeichnet. Damit ergibt sich für eine ideale (rauschfreie) Übertragung am Demodulatorausgang für das  $l$ -te gesendete Symbol in der  $n$ -ten Abtastperiode folgender Ausdruck [MVB93, Kapitel 5]:

$$\underline{y}_{R,\varepsilon_l}(nT_s + \tau'_0, t) = \underline{\varepsilon}_l \underline{h}_{Ges}([n-l]T_s + \tau'_0 - \tau_0, t) e^{-j(\varphi'_0 - \varphi_0)}, \quad (6.7)$$

wobei die Gesamtimpulsantwort  $\underline{h}_{Ges}$  durch die Faltung der Impulsantworten des Senders  $\underline{h}_T(\tau)$ , des zeitvarianten Funkkanals  $\underline{h}_K(\tau, t)$  und des Empfängers  $\underline{h}_R(\tau)$  berechnet wird:

$$\underline{h}_{Ges}(\tau, t) = \underline{h}_T(\tau) * \underline{h}_K(\tau, t) * \underline{h}_R(\tau) = \underline{h}_{Sys}(\tau) * \underline{h}_K(\tau, t). \quad (6.8)$$

Die Gesamtimpulsantwort des Systems wird in (6.8) mit  $\underline{h}_{Sys}$  bezeichnet.

Für ideale Synchronisation und Phasenrückgewinnung gilt  $\tau'_0 - \tau_0 = 0$ , sowie  $\varphi'_0 - \varphi_0 = 0$ . Die in realen Systemen auftretenden Verluste durch suboptimale Implementierung werden als fixe Größen in die Leistungsbilanz aufgenommen und sind i. Allg. kleiner als 2 dB [DHO<sup>+</sup>00]. Ferner kann o. B. d. A.  $\tau'_0 = 0$  gesetzt werden. Für eine komplette Übertragung muss noch eine Summation über alle gesendeten Symbole durchgeführt werden:

$$\underline{y}_R(nT_s, t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \underline{\varepsilon}_l \underline{h}_{Ges}([n-l]T_s, t). \quad (6.9)$$

Reale Satellitenkommunikationssysteme werden oft so konzipiert, dass die Faltung von Quellensignal (z. B. Rechtecksignal), Sender- und Empfängerimpulsantwort die 1. Nyquist-Bedingung erfüllt [Pro95, Kapitel 9], wie z. B.

$$\underline{h}_{Sys}(\tau) = \frac{\sin(\pi\tau/T_s)}{\pi\tau/T_s} \cdot \frac{\cos(\pi\beta\tau/T_s)}{1 - 4\beta^2\tau^2/T_s^2}. \quad (6.10)$$

Die zugehörige Übertragungsfunktion ergibt sich zu:

$$\underline{H}_{S_{ys}}(f) = \begin{cases} T_s & : 0 \leq |f| < \frac{1-\beta}{2T_s} \\ \frac{T_s}{2} (1 + \cos \Phi) & : \frac{1-\beta}{2T_s} \leq |f| < \frac{1+\beta}{2T_s} \\ 0 & : |f| \geq \frac{1+\beta}{2T_s} \end{cases} \quad (6.11)$$

mit

$$\Phi = \frac{\pi T_s}{\beta} \left( |f| - \frac{1-\beta}{2T_s} \right). \quad (6.12)$$

Aufgrund des Kosinus in (6.11) ist im englischen Sprachraum auch die Bezeichnung *raised cosine filter* üblich. Der Faktor  $\beta$  wird als *roll-off factor* bezeichnet, wobei  $0 \leq \beta \leq 1$  gilt. Typische Werte für  $\beta$  liegen zwischen 0,3 und 0,5 [MVB93, Kapitel 1], für Satelliten-UMTS ist  $\beta = 0,35$  für die CTDMA-Variante [ESA98b] bzw.  $\beta = 0,22$  für reines CDMA vorgesehen [ESA98a, CDH<sup>+</sup>00].

### 6.1.3 Nutzsinal und Intersymbolinterferenz

Das Gesamtempfangssignal aus (6.9) kann in zwei Terme aufgespalten werden:

$$\underline{y}_R(nT_s, t) = \underline{s}_n \underline{h}_{Ges}(0, t) + \sum_{\substack{l=-\infty \\ l \neq n}}^{+\infty} \underline{s}_l \underline{h}_{Ges}([n-l]T_s, t). \quad (6.13)$$

Der erste Term in (6.13) ist das Nutzsinal, d. h. die Systemantwort aufgrund des zu detektierenden Symbols, wohingegen der zweite Term die Beeinflussung durch benachbarte Symbole darstellt – die sog. Intersymbolinterferenz (ISI) [Jon99, Kapitel 13].

Mit (4.3), (4.11) und (6.8) ergibt sich nach Ausführung der Faltung die Nutzsinalleistung zu

$$\begin{aligned} S(t) &= P_T \Gamma |\underline{h}_{Ges}(0, t)|^2 \\ &= \left( \frac{\lambda_0}{4\pi} \right)^2 P_T G_T G_R \Gamma \left| \sum_{i=1}^{N(t)} \underline{a}'_i(t) h_{S_{ys}}(-\tau_i(t), t) \right|^2 \end{aligned} \quad (6.14)$$

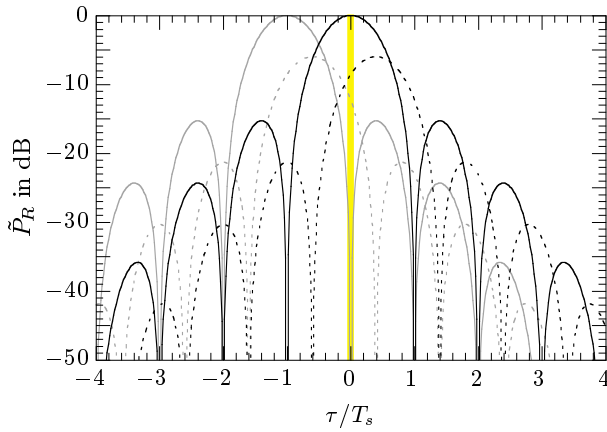


Bild 6.1: Intersymbolinterferenz durch Mehrwegeausbreitung (schwarz: zu detektierendes Symbol, grau: Vorgängersymbol, durchgezogen: Direktsignal, gestrichelt: Mehrwegesignal)

und entsprechend die Störleistung durch Intersymbolinterferenz zu

$$N_{ISI}(t) = \left( \frac{\lambda_0}{4\pi} \right)^2 P_T G_T G_R \Gamma \cdot \left| \sum_{\substack{l=-\infty \\ l \neq n}}^{+\infty} \sum_{i=1}^{N(t)} \underline{a}'_i(t) h_{Sys}([n-l]T_s - \tau_i(t), t) \right|^2. \quad (6.15)$$

Der Faktor  $\Gamma$  in (6.14) und (6.15) berücksichtigt alle sonstigen Gewinne und Verluste der Leistungsbilanz, wie z. B. Verluste durch Fehlanpassung, Kabel- und Antennenverluste, atmosphärische Verluste usw. [MVB93, Kapitel 1], [DHO<sup>+</sup>00]. Durch die Verwendung eines Kanalentzerrers kann die Intersymbolinterferenz in Gleichung (6.15) weiter reduziert werden.

Die komplexen Übertragungsfaktoren  $\underline{a}'_i(t)$  für jeden Ausbreitungspfad werden durch das Wellenausbreitungsmodell nach (4.2) ermittelt. Da die Impulsantwort des Systems  $h_{Sys}(\tau)$  stetig abklingt, kann die unendliche Summe in (6.15) in der Praxis durch ein geeignetes Abbruchkriterium auf wenige Summanden begrenzt werden. Als Beispiel zeigt Bild 6.1 die Einzel-Impulsantworten

ten eines *raised cosine filter* mit  $\beta = 0,35$  für einen Funkkanal, der lediglich aus dem Direktsignal mit  $\tilde{P}_R = 0$  dB (durchgezogene Kurven) und einem um  $\tau/T_s = 0,4$  verzögerten Mehrwegesignal mit  $\tilde{P}_R = -6$  dB (gestrichelte Kurven) besteht. Bei idealer Abtastung zum Zeitpunkt  $\tau/T_s = 0$  (vertikaler Balken in Bild 6.1) entsteht keine Intersymbolinterferenz durch das (grau gezeichnete) Direktsignal des Vorgängersymbols, da durch die  $\sin(x)/x$ -Funktion in (6.10) jeweils zu Vielfachen von  $T_s$  Nullstellen auftreten. Das Mehrwegesignal trägt aufgrund seiner Zeitverzögerung jedoch mit ca.  $\tilde{P}_R = -12$  dB zur Intersymbolinterferenz bei.

#### 6.1.4 Interferenz durch Mehrfachzugriff

Weitere Funkverbindungen im Gleichkanal oder in benachbarten Frequenzkanälen erzeugen Interferenzleistung durch Mehrfachzugriff (engl. *multiple access interference*, MAI). In CDMA-Systemen entstehen solche Interferenzen durch simultane Verbindungen zu anderen, asynchronen Teilnehmern (oder Teilnehmern mit nicht orthogonalen Spreizcodes) im selben Frequenzband [WW99, Kapitel 1]. Für Systeme mit Mehrfach sichtbarkeit von Satelliten wird in dieser Arbeit allgemein angesetzt:

$$N_{MAI}(t) = \sum_{s=1}^{M(t)} \sum_{n=1}^{N_s(t)} \rho_{sn} \gamma_{sn}(t) P_{sn}(t). \quad (6.16)$$

Dabei kennzeichnet der Index  $s$  den Satelliten und  $n$  den Nutzer. Für nicht-geostationäre Satelliten-Konstellationen ergibt sich eine zeitvariante Anzahl  $M(t)$  sichtbarer Satelliten. Die Zeitabhängigkeit der Teilnehmeranzahl pro Satellit  $N_s(t)$  entsteht aufgrund der zufälligen Zeitpunkte und Dauern der Verbindungen. Für Sprachdienste modelliert diese Variable ggf. auch die Sprachpausenausnutzung, so dass  $N_s(t)$  ungefähr 60 % der tatsächlich aktiven Sprachverbindungen entspricht [Mon95]. Der Parameter  $\gamma_{sn} \in [\gamma_{min}, \gamma_{max}]$  ist der Leistungsregelungsfaktor für den Link  $sn$  und  $P_{sn}$  die zugehörige, am gestörten Teilnehmer auftretende Empfangsleistung bei inaktiver Leistungsregelung (vgl. auch Kapitel 6.3). Der Orthogonalitätsfaktor  $\rho_{sn}$  beschreibt denjenigen Anteil von  $P_{sn}$ , welcher als Störleistung wirksam wird. Dabei gilt [Jah00]:

$$\rho_{sn} = \begin{cases} 0 & \text{bei orthogonalen Kanälen} \\ \ll 1 & \text{bei CDMA oder bei Nachbarkanälen} \\ 1 & \text{bei Gleichkanälen} \end{cases} \quad (6.17)$$

Die Nachbarkanalunterdrückung wird maßgeblich von den Filtereigenschaften des Empfängers bestimmt. Für CDMA-Systeme hängt der Orthogonalitätsfaktor  $\rho_{sn}$  im wesentlichen von den Kreuzkorrelationseigenschaften der verwendeten Codes, dem Prozessgewinn  $G_p$  und dem Grad der Synchronisation im Netz ab [DGL96]. Eine Synchronisation lässt sich i. Allg. jedoch nur innerhalb eines Satelliten und für die Verbindung Satellit–Mobilteilnehmer realisieren.<sup>1</sup>

Da es nicht möglich ist, für jeden Zeitschritt den kompletten Zustand des gesamten Satellitensystems und aller Teilnehmerverbindungen zu simulieren, muss die Berechnung von  $N_{MAI}(t)$  durch Näherungsformeln und geeignete Wahrscheinlichkeitsverteilungen für die interferierenden Verbindungen erfolgen. Dazu muss zwischen einer Vorwärtsverbindung (engl. *downlink*, d) Satellit–Mobilteilnehmer und einer Rückwärtsverbindung (engl. *uplink*, u) Mobilteilnehmer–Satellit unterschieden werden. Die Speiseverbindungen zwischen Kontrollstation und Satellit werden hier nicht weiter untersucht, da dort stark gerichtete Antennen verwendet werden und die Beeinflussung durch Interferenz i. Allg. geringer ist.

Für die Rückwärtsverbindung sind die Interferenzbeiträge der einzelnen Mobilteilnehmer von sehr vielen Parametern abhängig, u. a. der zeitvarianten Anzahl und örtlichen Verteilung der Teilnehmer, den Ausbreitungsbedingungen der einzelnen Verbindungen, den Zuständen der Leistungsregelungen (d. h. der Sendeleistungen der einzelnen Endgeräte), den Richtcharakteristiken und den Koppelfaktoren der verschiedenen Spotbeam-Antennen. Alle diese Einflüsse werden in der Regel zu einem Faktor zusammengefasst, der dann als die fiktive „Anzahl äquivalenter Kanäle“  $N_{Ges,u}^{eq}(t)$  bezeichnet wird und nach (6.18) definiert ist:

$$N_{MAI,u}(t) = P_{LOS} N_{Ges,u}^{eq}(t), \quad (6.18)$$

wobei  $P_{LOS}$  die isotrope Empfangsleistung bei ungestörter Freiraumausbreitung bezeichnet. Nähere Untersuchungen zur Berechnung und zu statistischen Eigenschaften von  $N_{Ges,u}^{eq}(t)$  benötigen eine Vielzahl von Daten des betreffenden Satellitensystems sowie Annahmen, welche den zu erwartenden Verkehr betreffen [Mon95, GG98]. Sind diese bekannt, so kann  $N_{Ges,u}^{eq}(t)$  als stochastischer Prozess modelliert werden. Für überschlägige Rechnungen kann der Erwartungswert  $\langle N_{Ges,u}^{eq}(t) \rangle$  der Anzahl äquivalenter Kanäle

<sup>1</sup>Wie z. B. im CDMA-System Globalstar [DMM98].

in (6.18) eingesetzt werden [GG98]. Es ergibt sich dann eine konstante Mehrfachzugriffsinterferenz:

$$\langle N_{MAI,u}(t) \rangle = P_{LOS} \langle N_{Ges,u}^{eq}(t) \rangle = \text{const.} \quad (6.19)$$

Für die Vorwärtsverbindung kann ausgenutzt werden, dass aus der Wellenausbreitungsrechnung die Übertragungsdämpfungen von allen sichtbaren Satelliten zum Mobilteilnehmer bekannt sind. Daher kann die Mehrfachzugriffsinterferenz durch eine Summation über alle Satelliten berechnet werden:

$$N_{MAI,d}(t) = \sum_{s=s_0}^{M(t)} P_s(t) N_{s,d}^{eq}(t). \quad (6.20)$$

Im Gegensatz zu (6.18) kann nun eine Anzahl äquivalenter Kanäle *pro Satellit* verwendet werden. Ferner sind die Einflüsse der Empfangsantennenrichtcharakteristik nun in der Empfangsleistung  $P_s(t)$  enthalten, so dass diese hier in der Berechnung der Anzahl äquivalenter Kanäle nicht mehr berücksichtigt werden müssen. Selbst falls nur die Erwartungswerte  $\langle N_{s,d}^{eq}(t) \rangle$  der Anzahl äquivalenter Kanäle pro Satellit bekannt sind, ergibt sich für die Vorwärtsverbindung aus dem Simulationswerkzeug eine zeitvariante Mehrfachzugriffsinterferenz:

$$N_{MAI,d}(t) = \sum_{s=s_0}^{M(t)} P_s(t) \langle N_{s,d}^{eq}(t) \rangle. \quad (6.21)$$

Dieses Vorgehen berücksichtigt sowohl die Zeitvarianz des Ausbreitungskanals ( $P_s(t)$ ) als auch die zeitlich variierende Anzahl  $M(t)$  der sichtbaren Satelliten. Somit wird in der Simulation inhärent die Korrelation zwischen zu erwartender Mehrfachzugriffsinterferenz und möglichem Gewinn durch Satelliten-Diversity berücksichtigt [VMP96, CDH<sup>+</sup>00].

## 6.2 Signalverzögerung

Bedingt durch die großen Entfernungen zwischen Kontrollstation, Satellit und Mobilteilnehmer spielt in Satellitensystemen die Signalverzögerung eine entscheidende Rolle. Insbesondere die Effektivität von Signalisierungskommandos (z. B. zur Leistungsregelung oder Gesprächsübergabe an einen anderen Satelliten) wird durch die Verzögerung zwischen Einleitung des Prozesses und dessen Ausführung beeinträchtigt. Die Signalverzögerung  $\Delta t_s$  kann

anhand der Signallaufzeit  $t_{\ddot{u}}$  auf der Übertragungsstrecke Kontrollstation–Satellit–Mobilteilnehmer und der Prozessierungszeit  $t_p$  in den Kontroll- und Datenverarbeitungsbaugruppen berechnet werden:

$$\Delta t_s = n_s t_{\ddot{u}}(h_S, \varepsilon_{BS}, \varepsilon_M) + t_p. \quad (6.22)$$

Der Faktor  $n_s$  in (6.22) berücksichtigt, dass je nach Signalisierungsprotokoll mehrfach Kontrollinformationen zwischen Kontrollstation und Mobilteilnehmer ausgetauscht werden müssen, bevor das Kommando abgeschlossen ist. Im Weiteren wird von einer Bodenstation als Kontrollinstanz ausgegangen. Für davon abweichende Systemtopologien (z. B. Intersatelliten-Verbindungen [BLJ<sup>+</sup>96, Kapitel 6]) gilt jedoch Entsprechendes. Die Signallaufzeit  $t_{\ddot{u}}$  hängt von der Fußpunkthöhe  $h_S$  des Satelliten sowie von den Elevationen ab, unter denen der Satellit von der Bodenstation ( $\varepsilon_{BS}$ ) und dem Mobilteilnehmer ( $\varepsilon_M$ ) aus gesehen wird. Es gilt:

$$t_{\ddot{u}} = \frac{d_{BS,S} + d_{M,S}}{c_0}. \quad (6.23)$$

Die Entfernungen zum Satelliten  $d_{X,S}$  können über den bekannten Erdradius  $R_E$  mit dem Kosinussatz ermittelt werden:

$$d_{X,S} = \sqrt{h_S^2 + 2R_E(R_E + h_S)(1 - \cos(\vartheta_M))}. \quad (6.24)$$

In (6.24) bezeichnet  $\vartheta_M$  den Winkel zwischen Beobachtungsort und Satellitenposition im Erdmittelpunkt, welcher sich durch

$$\vartheta_M = \arccos\left(\frac{\cos(\varepsilon_{X,S})}{1 + \frac{h_S}{R_E}}\right) - \varepsilon_{X,S} \quad (6.25)$$

berechnen lässt. Die verwendeten geometrischen Größen sind in Bild 6.2 dargestellt.

Für LEO-Satellitenkonstellationen ergeben sich typischerweise Signallaufzeiten  $t_{\ddot{u}}$  auf der Übertragungsstrecke von 6 ms bis 12 ms, für MEO-Orbits bereits 70 ms bis 90 ms (bei  $\varepsilon_{BS} = 45^\circ$ ). Die Prozessierungszeit  $t_p$  ist stark system- und befehlsabhängig. Für den terrestrischen Mobilfunk (GSM) ist sie z. B. für eine Gesprächsübergabe in der Größenordnung von 150 ms [BLJ<sup>+</sup>96, Kapitel 7].



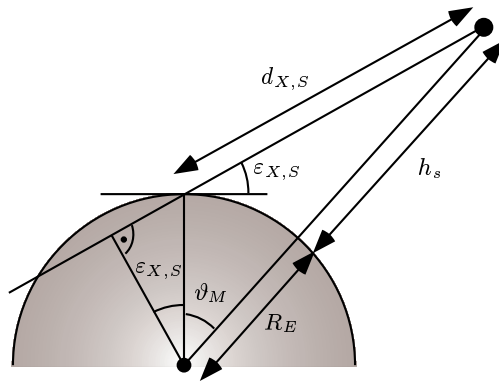


Bild 6.2: Geometrie zur Berechnung der Entfernung zum Satelliten

### 6.3 Leistungsregelung

Ziel der Leistungsregelung (engl. *power control*, PC) ist es, die erwünschte Qualität des empfangenen Signals zu garantieren und gleichzeitig die abgestrahlte Leistung zu minimieren. Insbesondere für Satellitenmobilfunksysteme, bei denen Leistung eine sehr kostbare Ressource darstellt, ist eine effektive Leistungsregelung von größtem Interesse.

Für nicht-geostationäre Satellitensysteme ist eine Sendeleistungsregelung unumgänglich. Die sich ständig ändernde Entfernung des Satelliten zum Mobilteilnehmer und der durch die Satellitenbewegung variierende Antennengewinn führen selbst bei ungestörter Freiraumausbreitung zu beträchtlichen Variationen im Empfangspegel. Darüber hinaus können durch Leistungsregelung atmosphärische und terrestrische Störungen des Übertragungsweges bis zu einem gewissen Grad ausgeglichen werden. Für CDMA-Systeme ist ferner eine Regelung der Sendeleistungen aller Teilnehmer unbedingt nötig um Eigeninterferenzen zu minimieren [Rap96, Kapitel 8].

Grundsätzlich kann zwischen einer Leistungsregelung mit offenem Regelkreis (engl. *open-loop power control*) und geschlossenem Regelkreis (engl. *closed-loop power control*) unterschieden werden. Das erste Verfahren schätzt anhand des empfangenen Signals die Kanaleigenschaften und passt den Pegel des zurückgesendeten Signals entsprechend an. Zufriedenstellende Ergebnisse setzen eine gute Korrelation zwischen Vorwärts- und Rückwärtsverbindung

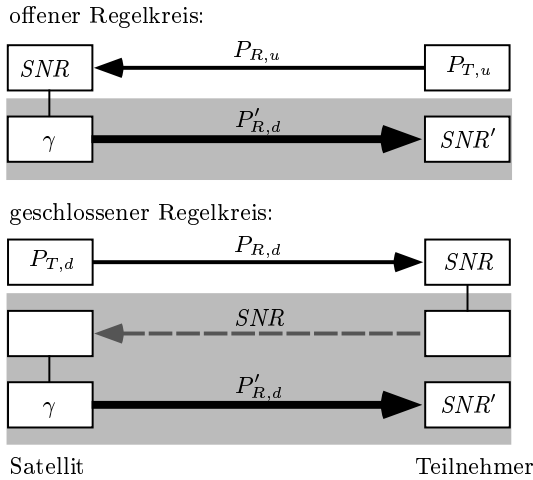


Bild 6.3: Prinzipskizze zur Leistungsregelung mit offenem und geschlossenem Regelkreis

voraus, d. h. die Pegelinbrüche müssen zu gleichen Zeiten erfolgen. Als Vorteil ist die schnelle Reaktionszeit zu nennen: In (6.22) kann  $n_s = 1$  gesetzt werden [Gib97, Kapitel 85].

FDD-Systeme (engl. *frequency division duplex*) benutzen verschiedene Frequenzen für Vorwärts- und Rückwärtsverbindung, so dass zwischen diesen beiden Signalen i. d. R. eine geringe Korrelation herrscht. Hier bietet sich eine Leistungsregelung mit geschlossenem Regelkreis an. Dabei wird eine Schätzung des empfangenen Signals an den Sender zurückgesendet. Dort wird diese Schätzung ausgewertet und (ggf. unter Berücksichtigung weiterer Netzaspekte) der Leistungskorrekturwert  $\gamma$  ermittelt. Danach wird das Sendesignal entsprechend geändert [Gib97, Kapitel 85]. Dieses Verfahren besitzt eine längere Reaktionszeit:  $n_s = 2$  in (6.22). Bild 6.3 veranschaulicht die beiden unterschiedlichen Prinzipien. Im offenen Regelkreis vergeht zwischen Schätzung des  $SNR$ -Verhältnis und Eintreffen der geregelten Leistung  $P'_{R,d}$  am Empfänger nur die Laufzeit einer Verbindungsstrecke (grau hinterlegt). Bei geschlossenem Kreis wird zunächst nur die Schätzung von  $SNR$  übermittelt und der Regelungsfaktor  $\gamma$  danach im Sender ermittelt, so dass zweimal die Ausbreitungsstrecke überbrückt werden muss, bis die geregelte Leistung eintrifft.

In Satellitenmobilfunksystemen werden oft Leistungsregelungen verwendet, die Ebenen mit offenem und geschlossenem Regelkreis kombinieren. Somit wird zum einen eine schnelle Reaktionszeit ermöglicht, der geschlossene Kreis beseitigt zum anderen die Fehler des offenen Regelkreis und bestimmt das Langzeitmittel (bzw. den Zielwert der Regelung). Dieser geschlossene Regelkreis wird meist in einer Bodenstation zentral realisiert. Nur dort ist der gesamte Netzzustand bekannt und kann somit eine netzweite Optimierung stattfinden. Ferner ist eine Änderung des Leistungsregelungs-Algorithmus jederzeit möglich [BLJ<sup>+</sup>96, Kapitel 1].

Wird der ermittelte Leistungsregelungsfaktor mit  $\gamma(t)$  bezeichnet, ergibt sich für die geregelte Empfangsleistung:

$$P'_R(t) = \gamma(t - \Delta t_s) P_R(t), \quad (6.26)$$

wobei die Zeitverzögerung  $\Delta t_s$  nach (6.22) berechnet wird. Die Leistungsregelung versucht sowohl den langsamen Schwund (z. B. Abschattung) als auch die deterministisch vorhersagbaren Schwankungen der Freiraumausbreitungsdämpfung durch variierende Entfernungen zwischen Mobilteilnehmer und Satellit auszugleichen. Inwieweit schneller Mehrwegeschwund kompensiert werden kann, hängt stark von der Teilnehmergewindigkeit und der Zeitverzögerung der Leistungsregelung ab (vgl. Kapitel 7.2).

Der Wertebereich der Leistungsregelung  $\gamma_i \in [\gamma_{min}, \gamma_{max}]$  ist diskret. Gebräuchlich sind 1-bit, 2-bit und 3-bit Systeme mit maximal zwei, vier bzw. acht Regelwerten [GG98, DBK<sup>+</sup>98, ESA98a, ESA98b]. Neben den Leistungsregelungsfaktoren  $\gamma_i$  muss für eine Implementierung noch die Zielgröße der Regelung spezifiziert werden. Hierfür wird i. Allg. die Vorgabe einer gewünschten Signal-zu-Rauschleistung  $SNR_Z$  gewählt (siehe Kapitel 6.1). Die Differenz des tatsächlichen Wertes vom Sollwert wird über eine gewisse Zeit  $\Delta t_m$  gemittelt. Der zugehörige Leistungsregelungsfaktor wird dem Sender in festen Abständen  $\Delta t_{PC}$  ermittelt. Nach entsprechender Signalverzögerung  $\Delta t_s$  trifft dann die entsprechende Reaktion am Empfänger ein.

Durch die Einbeziehung der Verzögerungszeit ist es möglich, die Effizienz von verschiedenen Leistungsregelungs-Algorithmien in Abhängigkeit des Satellitenorbits, der Momentanelevation des Satelliten und der Geschwindigkeit des Mobilteilnehmers zu untersuchen.

## 6.4 Gesprächsübergabe zwischen Satelliten

In diesem Abschnitt werden verschiedene Methoden zur Übergabe (engl. *handover*, HO) einer Teilnehmerverbindungen von einem Satellit zum nächsten gezeigt. Aufgrund der nicht-geostationären Satelliten und der damit verbundenen, begrenzten Sichtbarkeit eines einzelnen Satelliten (vgl. Tabelle 2.1) werden solche Gesprächsübergaben nötig. Für LEO-Systeme können in mittleren Breiten nur Gesprächszeiten von ca. 2 min mit 99%-iger Sicherheit garantiert werden [BW94]. Die Zeitpunkte dieser elevationsbedingten Gesprächsübergaben können deterministisch vorausberechnet werden. Weitere Gründe für eine Gesprächsübergabe zwischen Satelliten können Maßnahmen zur Verkehrssteuerung bei Aus- oder Überlastung einzelner Satelliten sein.

Allerdings wird die Umschaltung der Verbindung von einem Satelliten zu einem anderen auch als mögliche Strategie verwendet, um Abschattungen durch terrestrische Hindernisse zu umgehen. Das Auftreten dieser Pegel-einbrüche ist nicht vorhersagbar, ferner muss die Systemreaktion möglichst schnell erfolgen. Die Gesprächsübergabe *zwischen* Satelliten erfordert einen stark erhöhten Signalisierungsaufwand (z. B. im Vergleich mit einer Gesprächsübergabe zwischen benachbarten Zellen eines Satelliten) und belastet somit die Systemressourcen beträchtlich. Die Vor- und Nachteile eines solchen Systemkonzepts können durch geeignete Nachprozessierung der Ergebnisse des hier entwickelten strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells analysiert werden. Im Folgenden werden vorwiegend Verfahren untersucht, die sich auf Pegelmessungen am Mobilteilnehmer stützen.

Da i. d. R. eine Integration von Satellitenmobilfunksystemen mit terrestrischen Mobilfunksystemen angestrebt wird, werden ähnliche Handover-Protokolle vorgeschlagen. Das bei GSM verwendete sog. *backward handover* basiert auf einer ständigen Überwachung der Verbindungsqualität aller in Frage kommenden Sender (hier: aller sichtbaren Satelliten) durch das mobile Endgerät. Aufgrund der gesendeten Messprotokolle entscheidet die zentrale Netzinstanz (hier: die Bodenstation) über den Zeitpunkt, zu welchem eine Gesprächsübergabe ausgelöst wird. Die Signalisierung während des gesamten Vorgangs erfolgt über einen Kontrollkanal des bisherigen Satelliten [EV97, Kapitel 8].

Wird ein solches Vorgehen auf den Satellitenmobilfunk angewandt, ergeben sich aufgrund der großen Entfernungen insgesamt längere Zeiten zwischen der Einleitung und der Beendigung der Gesprächsübergabe. Das Risiko, dass sich in dieser Zeit die Verbindungsqualität zum bisherigen Satelliten drastisch

verschlechtert und u. U. die Gesprächsübergabe gar nicht vollendet werden kann, ist sehr hoch. Deshalb wird für den Satellitenmobilfunk alternativ das sog. *forward handover* vorgeschlagen. Hauptunterschied zum *backward handover* ist, dass sofort nach Einleitung des Vorgangs die gesamte Signalisierung schon vom neuen Satelliten übernommen wird [BLJ<sup>+</sup>96, Kapitel 7].

Auf der physikalischen Verbindungsseite kann diesen beiden unterschiedlichen Arten der Gesprächsübergabe durch die geeignete Wahl von  $n_s$  in (6.22) Rechnung getragen werden. Bezüglich des Aufbaus des Kontrollkanals über den neuen Satelliten gilt  $n_s = 4$  für *backward handover* und  $n_s = 2$  für *forward handover*. Ferner verkürzt *forward handover* die Unterbrechung der Nutzverbindung (engl. *handover break*) von  $n_s = 3$  auf  $n_s = 1$  [BLJ<sup>+</sup>96, Kapitel 7]. Bis zur vollständigen Beendigung einer Gesprächsübergabe wird typischerweise sechsmal die Übertragungsstrecke Bodenstation–Satellit–Mobilteilnehmer durchlaufen ( $n_s = 6$ ), zusätzlich jeweils zweimal die (i. d. R. terrestrisch ausgebauten) Strecken zwischen den beteiligten Bodenstationen sowie zwischen Bodenstation und den zentralen Netzdatenbanken [BLJ<sup>+</sup>96, Kapitel 7].

Die nach Kapitel 6.3 ermittelten leistungsgeregelten Pegelzeitserien der sichtbaren Satelliten sind Grundlage zur Untersuchung verschiedener Kriterien zur Einleitung von solchen Gesprächsübergaben. Es wird angenommen, dass der Mobilteilnehmer das Signal-zu-Rauschleistungs-Verhältnis von allen sichtbaren Satelliten stetig misst und in bestimmten Zeitintervallen  $\Delta t_u$  der Bodenstation übermittelt.<sup>2</sup> Wird das Signal-zu-Rauschleistungs-Verhältnis des Satelliten, welcher die Verbindung momentan führt, von einem anderen Satelliten um mehr als  $\Delta SNR_{HO}$  übertroffen, so kann eine Gesprächsübergabe zum besseren Satelliten eingeleitet werden.

Beispielhaft zeigt Bild 6.4 (unter 1.) eine Gesprächsübergabe von Satellit  $S_1$  (graue Kurve) nach Satellit  $S_2$  (schwarze Kurve). Die Effektivität eines solchen Systems wird maßgeblich durch die geeignete Wahl der Umschaltdifferenz  $\Delta SNR_{HO}$  beeinflusst. Große Werte führen zu weniger Gesprächsübergaben und vermeiden insbesondere eine Gesprächsübergabe aufgrund von nur kurzzeitigen Inversionen der Pegelverhältnisse (sog. Ping-Pong-Handover, vgl. 2. in Bild 6.4). Allerdings wird die Verbindung auch länger über einen suboptimalen Satelliten geführt, bis die Entscheidung für eine Gesprächsübergabe getroffen wird. In Bild 6.4 sind diese Zeiträume durch Balken in der Zeile „HO-Verzögerung“ angedeutet. Sie setzen sich allgemein zusammen aus der Zeitdauer, die bis zur Einleitung einer Gesprächsübergabe verstreicht

<sup>2</sup>Dieses Zeitintervall beträgt z. B. für GSM 480 ms.

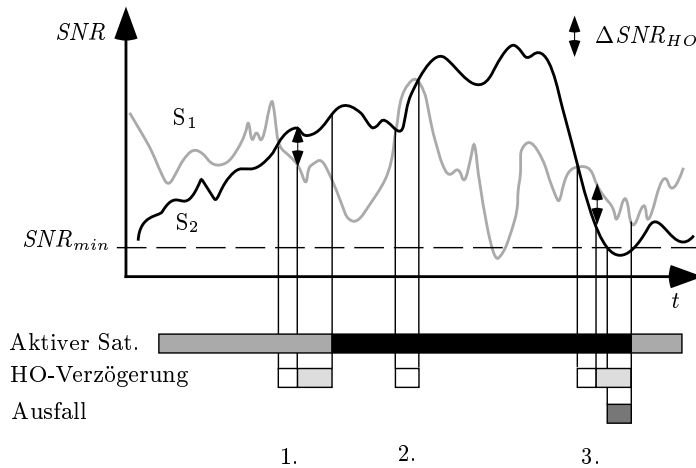


Bild 6.4: Prinzipskizze zur Modellierung von Gesprächsübergaben zwischen Satelliten basierend auf Pegelmessungen

(weiße Balken) und der Dauer für die Durchführung des eigentlichen Übergabevorgangs (hellgraue Balken). Mit steigendem  $\Delta SNR_{HO}$  wächst somit auch die Gefahr eines Verbindungsabbruchs. Der unter 3. gezeigte Verbindungsabbruch hätte z. B. durch eine sofortige Einleitung der Gesprächsübergabe (d. h. für  $\Delta SNR_{HO} = 0$  dB) gerade noch vermieden werden können. Mit dem Parameter  $\Delta SNR_{HO}$  können somit die Belastung von Systemressourcen (durch die Anzahl der Gesprächsübergaben) und die Verbindungsqualität und -sicherheit gegeneinander aufgewogen werden. Die in Kapitel 4 beschriebenen Kanalstatistiken (insbesondere die Überschreitungsrates des Pegels und die Verteilungsfunktionen der Dauer von Pegelbrüchen) liefern Anhaltspunkte zur Bestimmung von geeigneten Werten für  $\Delta SNR_{HO}$ .

Neben dem hier skizzierten Prinzip sind viele weitere Algorithmen denkbar, u. a. die Verwendung von Umschaltdifferenzen  $\Delta SNR_{HO}(SNR(t))$  die vom augenblicklichen Signal-zu-Rauschleistungs-Verhältnis abhängen. Damit kann für ohnehin schlechten Empfang eine schnellere Einleitung einer Gesprächsübergabe durch kleinere Umschaltdifferenzen realisiert werden. Außerdem ist eine Handover-Strategie denkbar, die jeweils zum Satelliten mit der höchsten Elevation umschaltet. Der hier verwendete, einfache Algorithmus dient lediglich dazu, das Prinzip einer pegelbasierten Gesprächsübergabe

zu erläutern. Aufgrund des modularen Aufbaus lassen sich jederzeit andere Strategien zur Einleitung einer Gesprächsübergabe implementieren und untersuchen.

## 6.5 Diversity und Signalüberlagerung

Das Diversity-Prinzip beruht darauf, dass im Empfänger mehrere verschiedene Empfangssignale mit gleichem Informationsgehalt geeignet überlagert werden (engl. *combining*). Bevor auf verschiedene Diversity-Arten (d. h. auf die Herkunft der Einzelsignale) näher eingegangen wird, sollen die verschiedenen Arten der Signalüberlagerung im Empfänger kurz beschrieben werden, da diese für alle Diversity-Typen prinzipiell die gleichen sind. Danach werden Satelliten-Diversity (d. h. der Mehrfachempfang von verschiedenen Satelliten) und Polarisations-Diversity (der Empfang von verschiedenen Polarisierungen) untersucht. Diese Diversity-Arten sind für Kommunikationssysteme, die auf Satellitenkonstellationen in niedrigen Orbithöhen basieren, besonders interessant und werden u. a. für Satelliten-UMTS diskutiert [ESA98a, ESA98b].<sup>3</sup>

### 6.5.1 Signalüberlagerung im Empfänger

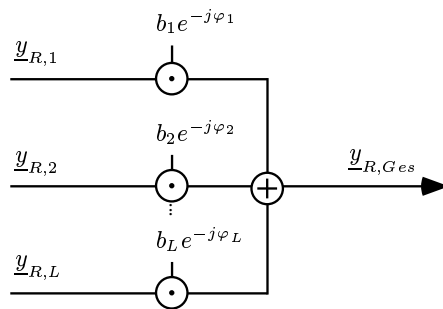


Bild 6.5: Signalüberlagerung im Diversity-Empfänger

Die Signalüberlagerung im Empfänger kann allgemein wie in Bild 6.5 dargestellt werden. Die  $L$  Einzelsignale werden mit Gewichtungsfaktoren  $b_i e^{-j\varphi_i}$

<sup>3</sup>Satelliten-Diversity ist z. B. auch im CDMA-System Globalstar vorgesehen.

multipliziert und summiert. Um das resultierende Signal-zu-Rauschleistungs-Verhältnis  $SNR$  zu berechnen, muss man kohärente und inkohärente Detektion des Signals unterscheiden. Im ersten Fall besitzt der Empfänger die Möglichkeit, die Phase  $\varphi_i$  der einzelnen Nutzsignale zu bestimmen. Daher können diese phasenrichtig addiert werden. Für die Gesamtnutzleistung  $S_c(t)$  bei  $L$ -fachem Diversity ergibt sich:

$$S_c(t) = \left| \sum_{i=1}^L b_i \sqrt{S_i} \right|^2. \quad (6.27)$$

Falls die Phase des Nutzsignals nicht bekannt ist, spricht man von inkohärenter Addition. Dann gilt unter der Annahme gleichverteilter und unkorrelierter Phasen:

$$S_{inc}(t) = \sum_{i=1}^L b_i^2 S_i. \quad (6.28)$$

Die Rauschanteile werden ebenfalls mit den Faktoren  $b_i$  verstärkt. Jedoch erfolgt die Überlagerung im Empfänger hier stets inkohärent:

$$N(t) = \sum_{i=1}^L b_i^2 N_i. \quad (6.29)$$

Je nach Wahl der Gewichtungsfaktoren  $b_i$  werden verschiedene Combiner-Typen unterschieden. Am einfachsten zu realisieren ist Schalt-Diversity (engl. *Selection Combining*, SC), für das lediglich der Zweig  $j$  mit dem größten Signal-zu-Rauschleistungs-Verhältnis den Gewichtungsfaktor  $b_j = 1$  trägt, alle anderen Zweige hingegen mit  $b_i = 0$  unberücksichtigt bleiben. Das sog. *Equal Gain Combining* (EGC) verwendet in allen Zweigen identische Gewichtungsfaktoren  $b_i = 1$ . Das maximale Signal-zu-Rauschleistungs-Verhältnis am Ausgang ergibt sich bei Verwendung des sog. *Maximum Ratio Combining* (MRC) [Pro95, Kapitel 14]. Für die Gewichtungsfaktoren gilt hier:

$$b_i = \frac{\sqrt{S_i} \sqrt{1/W}}{N_i}. \quad (6.30)$$

Da jedoch mit *Maximum Ratio Combining* auch mit Abstand der größte Aufwand für die Empfängertechnik einhergeht, ist der zusätzliche Gewinn, z. B. gegenüber *Selection Combining*, von Interesse. Wie bereits die Messungen und Rechnungen in Kapitel 5.4 zeigen, liegen diese zusätzlichen Gewinne



z. B. für Polarisations-Diversity im Bereich von ca. 1 dB bis 1,7 dB. Weitere Vergleiche von verschiedenen Combiner-Typen finden sich in den Kapiteln 7.4 und 7.5.

### 6.5.2 Satelliten-Diversity

Einen merklichen Gewinn durch Überlagerung von Diversity-Signalen wird erreicht, falls die Einzelsignale im Mittel annähernd gleichen Pegel bei gleichzeitig geringer Korrelation aufweisen [WW99, Kapitel 8]. Für Satellitensysteme mit mehreren sichtbaren Satelliten ergibt sich die Möglichkeit, *eine* Teilnehmerverbindung über  $L$  verschiedene Satelliten gleichzeitig zu übertragen. Für annähernd gleiche Pegel der Empfangssignale sorgt die Leistungsregelung (Kapitel 6.3). Dadurch, dass die Signale von unterschiedlichen Signalquellen stammen, verschiedene Teile der Atmosphäre durchlaufen und aus unterschiedlichen Richtungen auf die Streuzentren und Hindernisse nahe des Empfängers treffen, ergibt sich praktisch immer eine sehr geringe Korrelation. Insbesondere ist für Satelliten, die auf unterschiedlichen Azimutpositionen stehen, die Verbundwahrscheinlichkeit, dass die Sicht zu allen  $L$  Satelliten gleichzeitig durch Hindernisse unterbrochen ist, wesentlich geringer als diejenige für einen einzelnen Satelliten. Somit ist Satelliten-Diversity eine wichtige Möglichkeit, die Dienstqualität zu erhöhen.

Im Gegensatz zur reinen Gesprächsübergabe zwischen Satelliten (Satelliten-Handover) wird bei Satelliten-Diversity in jedem der beteiligten Satelliten ein Verkehrskanal belegt, was sich negativ auf die Systemkapazität auswirkt. Als weitere Alternative existiert eine Kombination aus beiden Grundformen, das sog. schnelle Handover (engl. *soft handover*). Hier wird nur ein Verkehrskanal auf dem sog. Primärsatelliten belegt. Im zweiten Satelliten<sup>4</sup> wird lediglich Kontrollinformation zur Synchronisation und Leistungsregelung übertragen. Im Falle der Anforderung einer Gesprächsübergabe kann dann der Datenverkehr sehr schnell übernommen werden [ESA98b]. Schnelles Handover kann durch entsprechende Verkürzung der Signalisierungszeit (Parameter  $n_s$  in (6.22)), wie in Kapitel 6.4 erläutert, simuliert werden.

Sowohl für Satelliten-Diversity als auch für schnelles Handover müssen im mobilen Endgerät zwei unabhängige Empfänger vorhanden sein. Aufgrund der Tatsache, dass für die o. g. Techniken ein erhöhter Schaltungsaufwand, sowie Sendeleistung für zwei Verbindungen benötigt werden, ist als Einsatzgebiet

---

<sup>4</sup>Und ggf. in weiteren.

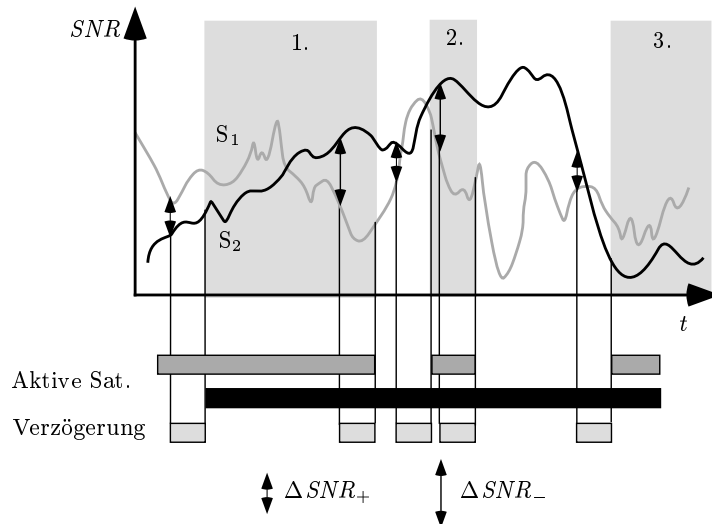


Bild 6.6: Prinzipskizze zur Modellierung von Satelliten-Diversity-Strategien, die auf Pegelmessungen basieren, Satelliten-Diversity findet während den grau hinterlegten Zeitintervallen statt

vor allem an fahrzeuggebundene Endgeräte gedacht. Dort ist aufgrund der höheren Geschwindigkeit ein schnelles Handover unabdingbar. Für Handgeräte werden oft billigere und leistungseffizientere, allerdings auch langsamere Handover-Strategien vorgeschlagen (vgl. Kapitel 6.4) [ESA98b].

Aufgrund der Tatsache, dass Satelliten, deren  $SNR$  wesentlich unter demjenigen des stärksten Satelliten liegen, nicht mehr merklich zu einem Diversity-Gewinn beitragen, können die Verkehrskanäle dieser Satelliten von der Verbindung gelöst werden, um dann anderen Teilnehmern zur Verfügung zu stehen. Es ergibt sich somit eine auf Messungen von  $SNR$  basierte, dynamische Abfolge von  $l(t)$  sog. aktiven Satelliten, d. h. Satelliten über welche eine Verkehrsverbindung gehalten wird. Dazu werden zwei Pegeldifferenzen als Schaltkriterien eingeführt [DBK<sup>+</sup>98]:

- $\Delta SNR_+ = SNR_{max} - SNR_i$  kennzeichnet die Pegeldifferenz, die zwischen dem  $SNR$  des besten aktiven Satelliten und dem  $SNR$  des inaktiven Satelliten  $i$  unterschritten werden muss, damit ein Kontrollkom-

mando ausgelöst wird, welches ihn als aktiven Satelliten in die Verbindung aufzunehmen versucht,

- $\Delta SNR_- = SNR_{max} - SNR_a$  kennzeichnet die Pegeldifferenz, die zwischen dem  $SNR$  des besten aktiven Satelliten und dem  $SNR$  des aktiven Satelliten  $a$  überschritten werden muss, bevor ein Kontrollkommando ausgelöst wird, welches ihn aus der Verbindung herauslöst.

Die Übermittlung der Kanalmessungen erfolgt auch hier in Zeitintervallen von  $\Delta t_u$ . Es dürfen stets nur maximal  $L$  Satelliten aktiv sein. Stehen mehrere Anfragen zur Aufnahme bzw. Herauslösung aus der Verbindung an, so werden diese in einer Reihenfolge abgearbeitet, die garantiert, dass jeweils die besten Satelliten in die Verbindung aufgenommen bzw. die schlechtesten herausgelöst werden. Ein ähnlicher Algorithmus zur Steuerung von Satelliten-Diversity wird z. B. von dem CDMA-System Globalstar verwendet [NS97].

Die Modellierung von Satelliten-Diversity soll anhand eines Beispiels dargestellt werden. Bild 6.6 skizziert die gleichen Pegelkurven wie in Bild 6.4, jedoch für ein System mit zweifachem ( $L = 2$ ) Satelliten-Diversity. Der Satellit  $S_2$  unterschreitet die Pegeldifferenz  $\Delta SNR_+$  und nach Beendigung des entsprechenden Kommandos beginnt der erste Zeitraum in dem Satelliten-Diversity stattfindet (grau hinterlegte Bereiche in Bild 6.6). Das  $SNR$  von  $S_2$  steigt an, während sich dasjenige von  $S_1$  verschlechtert. Schließlich wird ein Befehl zur Herauslösung von  $S_1$  initiiert. Eine ähnliche Sequenz zeigt sich im zweiten Fall. Dort wird jedoch auch deutlich, dass die Verzögerung bis die neue Verbindung aufgebaut ist, dazu führt, dass Zeiten mit potenziell hohem Diversity-Gewinn „verpasst“ werden: Unmittelbar vor dem Beginn der zweiten Diversity-Operation sind die  $SNR$  der beiden Satelliten ähnlich groß, während nach dem vollständigen Aufbau der zweiten Verbindung die Pegeldifferenzen bereits schon wieder erheblich sind, und somit wenig Diversity-Gewinn zu erwarten ist.

Wiederum bieten die eingeführten Pegeldifferenzen  $\Delta SNR_+$  und  $\Delta SNR_-$  sowie die maximal zugelassene Zahl von aktiven Satelliten  $L$  die Möglichkeit, den tolerierbaren Belastungsgrad der Systemressourcen und den erzielbaren Diversity-Gewinn gegeneinander aufzuwiegen.

### 6.5.3 Polarisations-Diversity

Aufgrund des begrenzten Platzes am mobilen Endgerät ist Raum-Diversity dort meist nur schwer möglich. Als Alternative kann Polarisations-Diversity verwendet werden, bei welchem der Effekt nicht durch eine räumliche Trennung der Antennen entsteht, sondern durch den Empfang unterschiedlicher Polarisierungen.

Wie bereits in Kapitel 3.2 theoretisch gezeigt, führen viele der Interaktionen der sich ausbreitenden Welle mit der Umgebung zu einer Beeinflussung der Polarisation. Die in Kapitel 5.4 beschriebenen Messungen zeigen, dass Polarisations-Diversity-Gewinn insbesondere in Bereichen zu erwarten ist, in denen die Direktverbindung abgeschattet ist, d. h. also genau in den kritischen Ausbreitungssituationen, in denen zusätzliche Signalleistung benötigt wird.

Kapitel 5.4 hat außerdem gezeigt, dass das dreidimensionale strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell verlässliche Prognosen des Polarisations-Diversity-Gewinns erlaubt. Dadurch, dass die Wellenausbreitungsrechnung für jeden Strahl die vollpolarimetrische Übertragungsmatrix ermittelt, können ohne erneute Ausbreitungsrechnung die Empfangsleistungen für beliebige Antennenrichtcharakteristiken und -polarisationen  $\vec{C}_R(\vartheta_{Ri}, \psi_{Ri})$  ermittelt werden. Die Übertragungsfaktoren  $\underline{a}'_i(t)$  werden gemäß (4.2) berechnet, die Signal- und Rauschleistungen in den einzelnen Empfangszweigen ergeben sich dann wie in Kapitel 6.1.3 beschrieben.

Im Gegensatz zu Satelliten-Diversity wird pro Verbindung nur ein Verkehrskanal benötigt. Der Diversity-Gewinn wird also nicht durch einen Verlust an Netzkapazität erkaufte und erzeugt keinen Verwaltungs- und Signalisierungsaufwand im Netz. Ferner kann eine Überlagerung der Signale permanent durchgeführt werden, so dass kein Diversity-Gewinn durch die verzögerte Reaktion (wie z. B. bei Verbindungsaufbau, -abbau oder Gesprächsübergaben) verschenkt wird.

## 6.6 Vergleichskriterien

Zur Beurteilung der Vorteile und Nachteile von verschiedenen Arten der Gesprächsübergabe bzw. von Satelliten- und Polarisations-Diversity bietet sich die kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung des Pegels an. Durch Vergleich

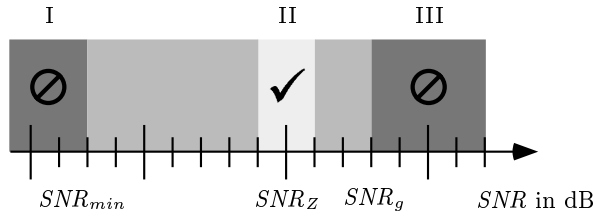


Bild 6.7: Beurteilungskriterien einer Leistungsregelung

der verschiedenen Kurven kann ermittelt werden, wieviel Gewinn (in dB) ein bestimmtes Konzept für eine vorgegebene Versorgungswahrscheinlichkeit erzielt. Alternativ kann für einen gegebenen Mindestpegel die Zunahme der Versorgungswahrscheinlichkeit bestimmt werden.

Weitere Kriterien zur Beurteilung liefern die relative Ausfallzeit  $\tilde{t}_A$ , d. h. der auf die Gesamtsimulationszeit  $\Delta t_{Ges}$  bezogene Zeitanteil, während dessen der Pegel unterhalb des minimalen Signal-zu-Rauschleistungs-Verhältnis  $SNR_{min}$  liegt (vgl. Bild 6.4):

$$\tilde{t}_A = \frac{\sum_{j=1}^{N(SNR_{min})} (\Delta t_j | SNR(\Delta t_j) < SNR_{min})}{\Delta t_{Ges}}. \quad (6.31)$$

Darin bezeichnet  $N(SNR_{min})$  die Anzahl der Pegelbrüche unter den Minimalwert. Die Ausfallrate  $R_A$  ist die auf  $\Delta t_{Ges}$  bezogene Anzahl der erzwungenen Verbindungsabbrüche:

$$R_A = \frac{\sum_{p=1}^{N_p} (SNR(t_{p-1}) \geq SNR_{min}) \& (SNR(t_p) < SNR_{min})}{\Delta t_{Ges}}, \quad (6.32)$$

wobei  $N_p$  die Anzahl der Simulationspunkte bezeichnet.

Aufgabe der Leistungsregelung ist es, das  $SNR$ -Verhältnis am Empfänger in einem möglichst engen Toleranzband um den Zielwert  $SNR_Z$  der Regelung zu halten. Dementsprechend kann der prozentuale Anteil der Simulationspunkte, für welchen

$$|SNR - SNR_Z| \leq \Delta SNR_Z \quad (6.33)$$

gilt, als Gütekriterium verwendet werden. Bild 6.7 zeigt dieses Toleranzband (Bereich II) exemplarisch für  $\Delta SNR_{PC} = 1$  dB. Die beiden dunkelgrauen

Flächen kennzeichnen zum einen den bereits erwähnten  $SNR$ -Bereich, welcher zu einem Verbindungsabbruch führt (Bereich I mit  $SNR < SNR_{min}$ ), zum anderen den Bereich, bei welchem der Grenzwert  $SNR_g$  überschritten wird (Bereich III). Aus Gründen der Leistungseffizienz und der Interferenzminimierung ist eine solche unnötige Ausstrahlung von Energie ebenfalls unerwünscht. Insgesamt ergeben sich also die Forderungen die Wahrscheinlichkeiten für Simulationspunkte in Bereich II zu maximieren und gleichzeitig diejenigen für die Bereiche I und III zu minimieren.

Als relative Handover-Verzögerungszeit  $\tilde{\tau}_{HO}$  wird die auf  $\Delta t_{Ges}$  bezogene Zeitdauer bezeichnet, während deren die Teilnehmerverbindung über einen suboptimalen Satelliten geführt wird (Bild 6.4):

$$\tilde{\tau}_{HO} = \frac{\sum_{j=1}^{N(SNR_{max})} (\Delta t_j | SNR(\Delta t_j) < SNR_{max})}{\Delta t_{Ges}}, \quad (6.34)$$

wobei mit  $N(SNR_{max})$  die Anzahl der Zeitintervalle bezeichnet ist, während derer das  $SNR$  des aktiven Satelliten kleiner als der Maximalwert  $SNR_{max}$  aller sichtbaren Satelliten ist. Wie in Kapitel 6.4 erläutert, wird in diesem Kriterium sowohl die Verzögerung bis zur Entscheidung für eine Übergabe, als auch die Zeitdauer für die Durchführung der Übergabe berücksichtigt.

Zum Abschätzen der Belastung des Netzes und der Systemressourcen wird die Rate der Kontrollkommandos  $R_K$ , d. h. die auf die Simulationszeit bezogene Anzahl der Befehle für Verbindungsaufbau, -abbau bzw. Gesprächsübergabe, eingeführt.<sup>5</sup> Als Anhaltspunkt, inwieweit Satelliten-Diversity die Systemkapazität reduziert, wird die mittlere Anzahl der belegten Verkehrskanäle  $\langle l(t) \rangle$  pro Teilnehmer verwendet:

$$\langle l(t) \rangle = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} l(t). \quad (6.35)$$

Bei der Signalaquisition und Synchronisation im Empfänger müssen Dopplerverschiebung, Laufzeit und Phase bestimmt werden [IKY<sup>+</sup>97]. Die mittlere Dopplerverschiebung wird von der Bewegung des Satelliten relativ zum Mobilteilnehmer dominiert und kann somit deterministisch kompensiert werden [Koh97]. Im Falle von Satelliten-Handover (vgl. Kapitel 6.4) treten jedoch Dopplersprünge auf und bei Satelliten-Diversity (vgl. Kapitel 6.5.2) müssen

<sup>5</sup>Für ein Handover-System entspricht dies der sog. Handover-Rate  $R_{HO}$ .

mehrere Signale mit unterschiedlichen Dopplerfrequenzen gleichzeitig empfangen werden. Aufgrund des breitbandigen Wellenausbreitungsmodells können Statistiken über die auftretenden Pegel-, Laufzeit- und Dopplersprünge, sowie über die auftretenden absoluten Differenzen dieser Parameter zwischen den einzelnen Diversity-Kanälen ermittelt werden. Diese Informationen sind vor allem für die Empfängertechnik von großem Interesse [GTK<sup>+</sup>96]. In Kapitel 7 werden verschiedene Systemvarianten anhand dieser Vergleichskriterien ausgewertet und beurteilt.

## 6.7 Zusammenfassung

Die Wirksamkeit der hier beschriebenen Strategien zur Erhöhung der Dienstqualität hängt von mehreren Einflussfaktoren ab, die teilweise miteinander korreliert sind. Für die Effizienz von Gesprächsübergaben und Satelliten-Diversity spielt es eine wesentliche Rolle, zu wievielen Satelliten eine direkte Sichtverbindung (bzw. Abschattung) vom Mobilteilnehmer aus besteht. Die Verbundwahrscheinlichkeiten der Satellitenabschattung hängen von deren Winkelseparation in Azimut und Elevation ab. Diese ist aufgrund der nicht-geostationären Satellitenbahnen zeitvariant. Die Abschattungswahrscheinlichkeit wird jedoch auch von der Lage der Hindernisse in der Umgebung des Nutzers bestimmt, die sich für einen mobilen Teilnehmer ständig ändert. Die Bewegungen des Senders und des Empfängers wirken sich jedoch auch auf die Charakteristiken des Ausbreitungskanals aus, der als zentraler Faktor die Wirkungsweise der oben genannten Strategien beeinflusst. Dabei sind sowohl Effekte des schnellen und langsamen Schwundes, Beeinflussung der Polarisation, als auch Doppler- und Laufzeitsprünge relevant. Verschärft wird diese Problematik durch die zusätzlich auftretende, merkliche Signalverzögerung auf dem Ausbreitungsweg. Bild 6.8 fasst die wichtigsten Einflussfaktoren und deren Wechselwirkungen zusammen.

Eine umfassende Berücksichtigung aller dieser Effekte und deren wechselseitige Beeinflussung war mit bisher bestehenden Modellen nicht möglich. Erst der in dieser Arbeit aufgezeigte Lösungsweg, welcher die Umgebung des Mobilteilnehmers detailliert modelliert und basierend auf Zeitserien der Satellitenpositionen eine breitbandige, vollpolarimetrische Wellenausbreitungsrechnung durchführt, erlaubt es, realistische Untersuchungen der Vorteile und Probleme solcher Systemkonzepte durchzuführen. Nachdem in diesem Kapitel die Modellierungsansätze gezeigt und Gütekriterien für Vergleiche der

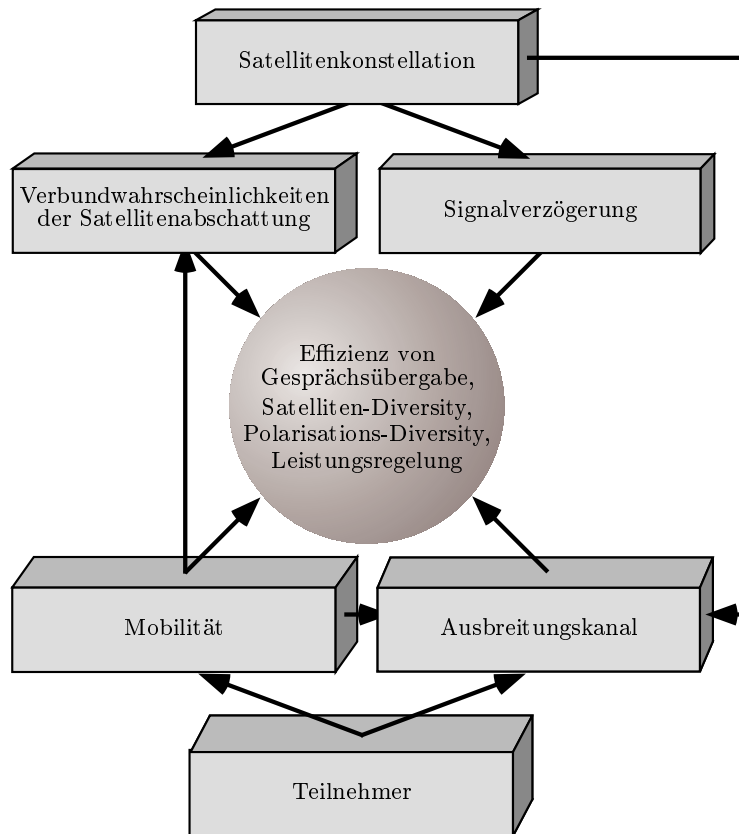


Bild 6.8: Hauptfaktoren, welche die Effizienz von Strategien zur Erhöhung der Übertragungsqualität beeinflussen

verschiedenen Strategien definiert wurden, werden im nächsten Kapitel solche Untersuchungen als exemplarische Anwendungsbeispiele für das entwickelte Simulationswerkzeug diskutiert.



# Kapitel 7

## Systemstudien

In diesem Kapitel werden exemplarische Anwendungsbeispiele für das Wellenausbreitungsmodell und die im letzten Kapitel vorgestellten Nachprozessierungsschritte gezeigt. Zunächst werden einzelne Untersuchungen zur Leistungsregelung, Gesprächsübergabe, Satelliten- und Polarisations-Diversity gezeigt. Danach werden die erzielbaren Gewinne dieser verschiedenen Strategien zur Erhöhung der Dienstqualität miteinander verglichen. Dabei werden insbesondere Systemkonzepte, die für Satellitensysteme der dritten Generation vorgeschlagen werden, berücksichtigt.

### 7.1 Der Aufbau der Simulationsreihe

Bevor die einzelnen Simulationen näher beschrieben und diskutiert werden, sollen an dieser Stelle die allgemeinen Eingabedaten und Parameter, die allen Simulationen gemeinsam sind, zusammengestellt werden.

Als terrestrisches Ausbreitungsszenario werden die in Bild 2.2 gezeigten Topographie- und Landnutzungsdaten sowie der dort gezeigte Fahrtweg benutzt. Die mittleren Geschwindigkeiten des Mobilteilnehmers sind  $v_M = 1$  m/s, 15 m/s und 30 m/s, so dass sowohl die Fortbewegung eines Fußgängers, als auch zwei typische Fahrzeuggeschwindigkeiten berücksichtigt werden. Es werden zwei grundsätzliche Simulationsreihen unterschieden:

- *Simulationen mit konstanter Elevation*: Hier werden die Funkkanalcharakteristiken und die Effektivität von Leistungsregelung in Abhän-

gigkeit von der Elevation untersucht. Eine Simulationsreihe umfasst Elevationen von  $5^\circ$  bis  $85^\circ$ ,

- *Simulationen einer kompletten Satellitenkonstellation:* Hier werden Zeitserien von Satellitenpositionen für eine typische LEO-Satellitenkonstellation als Eingabedaten für die Ausbreitungsrechnung verwendet. Durch Nachprozessierung dieser Ergebnisse werden dann verschiedene Arten von Diversity und Gesprächsübergaben untersucht.

Bei Simulationen mit konstanter Elevation werden Elevationen von  $5^\circ$  bis  $85^\circ$  in  $5^\circ$ -Schritten betrachtet. Um die Ergebnisse von der relativen Orientierung der Straße zum Satelliten unabhängig zu halten, werden pro Elevations-schritt zwölf über  $360^\circ$  gleichverteilte Azimutwinkel verwendet. Für jede dieser Satellitenpositionen werden 1 000 Simulationspunkte (d. h. verschiedene Mobilteilnehmerpositionen) berechnet, so dass sich insgesamt 204 000 Kanalimpulsantworten pro Simulationsreihe ergeben. Eine zeitliche Auflösung von 10 ms erlaubt es, in der überwiegenden Zahl der Fälle die Kohärenzzeit des Kanals aufzulösen (vgl. Kapitel 4.2.3). Ferner kann mit diesem Abtastintervall die Wirkungsweise der Leistungsregelung untersucht werden. In Systemvorschlägen für Satelliten-UMTS, an welche die Simulationsparameter angelehnt sind, wird z. B. ein Intervall zwischen zwei Leistungsregelungskommandos von  $10\text{ ms}^1$  bzw. 20 ms vorgeschlagen [ESA98a, ESA98b].

Bei der Simulation einer kompletten Satellitenkonstellation steht nicht die Untersuchung des schnellen Schwundes im Vordergrund, vielmehr soll der Einfluss einer sich ständig ändernden Umgebung, von variierender Satellitensichtbarkeit und -elevation erfasst werden. Da die maximalen Raten von Gesprächsübergaben und Satelliten-Diversity längere Prozessierungs- und Signalisierungszeiten beanspruchen, kann hier eine geringere Zeitauflösung von 90 ms verwendet werden. Der Mobilteilnehmer legt während der Simulation ca. 18 km Fahrtstrecke mit einer Geschwindigkeit von 30 m/s zurück. Dabei wird eine Satellitenkonstellation verwendet, die aus 64 Satelliten in acht Orbitalebene (Inklination  $54^\circ$ ) mit einer Fußpunkthöhe von 1 626 km besteht. Diese sog. DELIGO-Konstellation zeichnet sich durch eine hohe Wahrscheinlichkeit für Mehrfach-sichtbarkeit von Satelliten aus [MST<sup>+</sup>95]. Bild 7.1 zeigt die zeitvarianten Elevationen der sichtbaren Satelliten während der Simulationszeit von 10 min. Fast im gesamten Zeitraum sind mindestens zwei Satelliten mit mehr als  $30^\circ$  Elevation sichtbar. Da diese Konstellation somit eine gute Grundlage für die Verwendung von Satelliten-Diversity bietet,

<sup>1</sup>Dies entspricht gerade einer Rahmendauer.

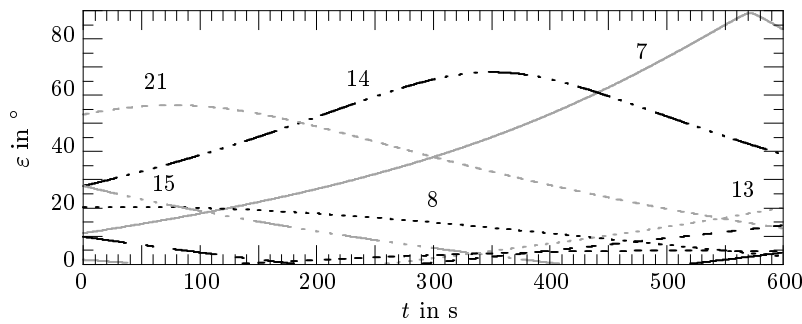


Bild 7.1: Elevationswinkel der sichtbaren Satelliten der DELIGO-Konstellation und Nummern der wichtigsten Satelliten

wird sie auch im Rahmen der europäischen Forschungskoooperation COST 255 [CDH<sup>+</sup>00] als experimentelle LEO-Konstellation für Satelliten-UMTS verwendet. Pro Simulation werden 46 934 Kanalimpulsantworten berechnet.

Basierend auf den Systemspezifikationen in [ESA98a, CDH<sup>+</sup>00] werden für die Simulationen ein 4-PSK-System und eine Übertragungsfunktion vom Typ *raised cosine* mit  $\beta = 0,22$  angenommen. Für die dort vorgeschlagene Codierung ergibt sich ein gefordertes  $(E_b/N_0)_{min}$  von 2 dB für eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $10^{-3}$ . Da eine statische Leistungsreserve von 6 dB vorgeschlagen ist, ergibt sich  $(E_b/N_0)_Z = 8$  dB, das als Zielwert (Index Z) der Leistungsregelung verwendet wird [CDH<sup>+</sup>00]. Es wird ferner angenommen, dass sich dieser Wert für ungestörte Sichtverbindung einstellt, d. h. Effekte durch variierende Freiraumübertragungsdämpfung (aufgrund der wechselnden Entfernungen) und die Störleistung durch Mehrfachzugriffsinterferenz seien in idealer Weise durch die Sendeleistung und Antennenrichtcharakteristik am Satelliten kompensiert. Die Zeitserien des effektiven  $E_b/N_0$  werden dann wie in Kapitel 6.1 ermittelt.

## 7.2 Elevationsabhängigkeit der Ausbreitungscharakteristiken und Effizienz der Leistungsregelung

In diesem Kapitel wird eine Simulationsreihe gezeigt, welche die Abhängigkeit der Pegelstatistiken und der Effizienz der Leistungsregelung von der Elevations-

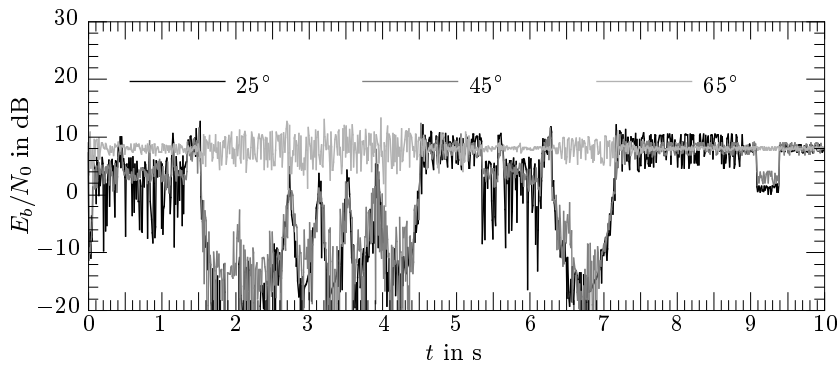


Bild 7.2: Simulierte Pegelzeitserien für  $25^\circ$ ,  $45^\circ$  und  $65^\circ$  Elevation, ohne Leistungsregelung

tion untersucht. Die Teilnehmergewindigkeit beträgt  $v_M = 15$  m/s. Für jede Elevationskurve werden zwölf Azimutpositionen (zu je 1 000 Simulationen) verwendet, so dass sich insgesamt eine Mittelung über verschiedene relative Orientierungen von Straße und Satellit ergibt. Bild 7.2 zeigt einen Ausschnitt von 10 s aus den simulierten Zeitserien für  $25^\circ$ ,  $45^\circ$  und  $65^\circ$  Elevation, die sich ohne jegliche Leistungsregelung ergeben. Es zeigt sich, dass mit steigender Elevation nicht nur die Häufigkeit von Abschattungen abnimmt, sondern auch die Amplitude der Pegelschwankungen des schnellen Schwundes zurückgeht (z. B. für  $t \in [7\text{ s}, 9\text{ s}]$ ).

Bild 7.3 zeigt die zugehörigen kumulativen Wahrscheinlichkeiten von  $E_b/N_0$  sowie die Legende für dieses und die folgenden Bilder. Die Kurvenschar zeigt die Ergebnisse für  $5^\circ$  bis  $85^\circ$  Elevation. Es zeigt sich eine deutliche Verbesserung der Ausbreitungskurven mit steigender Elevation. Die Ergebnisse für  $\varepsilon = 5^\circ$  zeigen mit Abstand die schlechtesten Ausbreitungsbedingungen. Der Mindestwert von  $(E_b/N_0)_{min} = 2$  dB wird zu ca. 68% der Zeit unterschritten. Doch selbst bis  $\varepsilon = 35^\circ$  ist die Unterschreitungswahrscheinlichkeit stets größer als 40%, erst ab  $65^\circ$  bleibt sie kleiner als 10%.

Im Folgenden wird der Einfluss und die Effizienz verschiedener Leistungsregelungen (engl. *power control*, PC) auf diese Simulationsreihe verglichen. Die verwendeten Gütekriterien sind dabei die drei in Kapitel 6.6 erläuterten:

- Minimierung der relativen Ausfallzeit  $\tilde{t}_A$ , d. h. der Unterschreitungs-

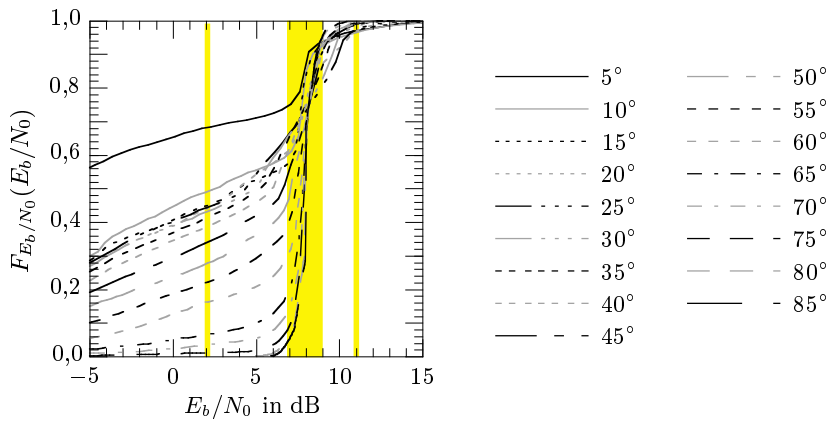


Bild 7.3: Kumulative Wahrscheinlichkeiten von  $E_b/N_0$  in Abhängigkeit von der Satellitenelevation,  $v_M = 15$  m/s, ohne Leistungsregelung

wahrscheinlichkeit von  $(E_b/N_0)_{min} = 2$  dB (Kriterium I, linker Balken in den Bildern der Pegelstatistiken),

- Maximierung der Wahrscheinlichkeit von  $|E_b/N_0 - (E_b/N_0)_Z| \leq 1$  dB (Kriterium II, mittlerer Balken in den Bildern der Pegelstatistiken),
- Minimierung der Überschreitungswahrscheinlichkeit des oberen Grenzwertes  $(E_b/N_0)_g = (E_b/N_0)_Z + 3$  dB = 11 dB (Kriterium III, rechter Balken in den Bildern der Pegelstatistiken).

Es werden offene und geschlossene Regelkreise untersucht. Ferner unterscheiden sich die Regelungen hinsichtlich der Anzahl der Leistungsregelungsstufen (2-bit- und 3-bit-Systeme), ihres Dynamikbereichs und dem Zeitintervall zwischen zwei Leistungsregelungsbefehlen. Tabelle 7.1 vergleicht die Parameter der einzelnen Systeme. Die 2-bit-Systeme orientieren sich an den Vorschlägen in [ESA98a, CDH<sup>+</sup>00], während die Parameter der 3-bit-Systeme [GG98] entnommen wurden. Die 2-bit-Regelungen nehmen eine Korrektur von  $\pm 0,5$  dB vor, sobald der Ist-Wert mehr als 1 dB vom Soll-Wert abweicht. Die Inkremente der 3-bit-Regelung betragen  $\pm 0,75$  dB,  $\pm 1,1$  dB und  $\pm 1,9$  dB bei Schwellwerten (d. h. Differenzen vom Zielwert) von  $\mp 1,2$  dB,  $\mp 4,0$  dB und

Tabelle 7.1: Verwendete Leistungsregelungen

Parameter	offener Regelkr.			geschl. Regelkr.	
	PC 1-1	PC 1-2	PC 2-1	PC 1-3	PC 2-3
$n_{st}$	1			2	
$\Delta t_{PC}$	10 ms			50 ms	
Regelstufen	3	3	7	3	7
Dynamikbereich	20 dB	30 dB	20 dB	20 dB	20 dB

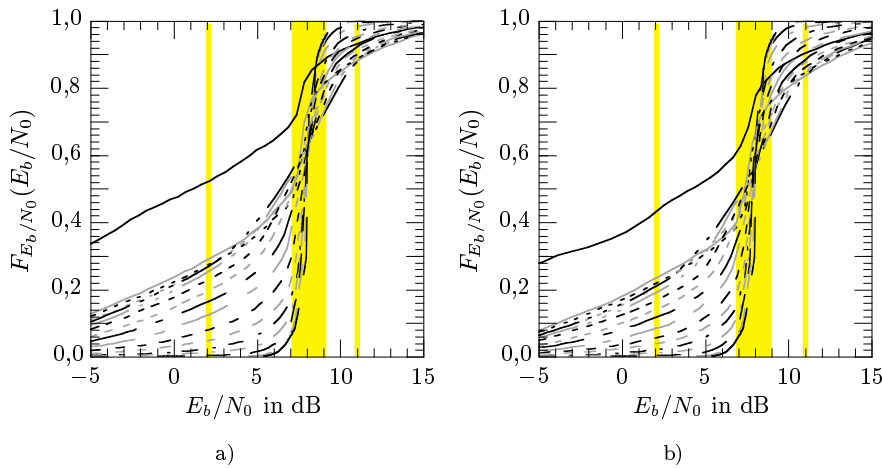


Bild 7.4: Einfluss des Dynamikbereichs der Leistungsregelung,  $v_M = 15$  m/s, 2-bit Leistungsregelung mit offenem Regelkreis,  $\Delta t_{PC} = 10$  ms, a): 20 dB Dynamikbereich (PC 1-1), b): 30 dB Dynamikbereich (PC 1-2), Legende in Bild 7.3

$\pm 5,4$  dB. Zusätzlich müssen alle Leistungsregelungen den neutralen Wert beinhalten (keine Änderung der Leistung).

Zunächst werden zwei Leistungsregelungen mit offenem Regelkreis verglichen<sup>2</sup>, die sich lediglich durch ihren Dynamikbereich unterscheiden. Im Ver-

<sup>2</sup>Es werden identische Sendefrequenzen bzw. ideale Korrelation der Vorwärts- und Rückwärtsverbindung angenommen (vgl. Kapitel 6.3).

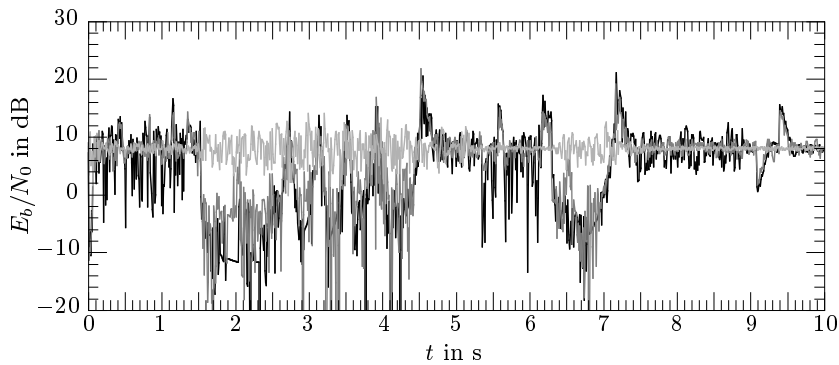


Bild 7.5: Simulierte Pegelzeitserien für  $25^\circ$ ,  $45^\circ$  und  $65^\circ$  Elevation mit Leistungsregelung PC 1-2, Legende siehe Bild 7.2

gleich mit den Statistiken ohne Leistungsregelung (Bild 7.3) zeigt die Leistungsregelung mit 20 dB Dynamik (Bild 7.4 a) deutlich reduzierte Unterschreitungswahrscheinlichkeiten für  $(E_b/N_0)_{min} = 2$  dB. Durch einen größeren Regelbereich von 30 dB lässt sich eine weitere Verbesserung erzielen. So sinkt z. B. für  $\varepsilon = 25^\circ$  die Unterschreitungswahrscheinlichkeit von 43,9% auf 26,8% bzw. auf 20,9% mit dem erweiterten Dynamikbereich. Die entsprechenden Werte für  $\varepsilon = 45^\circ$  sind 33,4%, 16,4% und 11,8%. Gleichzeitig zeigt sich jedoch auch eine Zunahme von überhöhten Pegelwerten durch die verzögerte Reaktion der Leistungsregelung. Für eine maximal tolerierbare Obergrenze von  $(E_b/N_0)_g = 11$  dB ergibt sich eine Erhöhung der Überschreitungswahrscheinlichkeit von 2,8% auf 12,8% bzw. 16,3% bei  $\varepsilon = 25^\circ$ , sowie von 1,0% auf 8,6% bzw. 11,7% bei  $\varepsilon = 45^\circ$ . Die Erniedrigung der Unterschreitungswahrscheinlichkeit von  $(E_b/N_0)_{min}$  (Kriterium I) wird also durch einen teilweise unnötig erhöhten Leistungsverbrauch, sowie durch zusätzliche Interferenzleistung erkauft (Kriterium III). Bild 7.5 zeigt die Zeitserien des Pegels für die Leistungsregelung PC 1-2. Im Vergleich zu Bild 7.2 zeigt sich eine deutliche Verbesserung durch die Leistungsregelung nur für längere Pegeleinbrüche (z. B. für  $t \in [1,5\text{s}, 4,5\text{s}]$ ), während keine signifikante Verminderung des schnellen Schwundes möglich ist. Deutlich ist auch die Verzögerung beim Ausregeln des Beginns und des Endes von Pegeleinbrüchen zu sehen.

Die Tabellen 7.2, 7.3 und 7.4 vergleichen alle untersuchten Varianten bezüglich der drei Gütekriterien. Von den drei untersuchten Leistungsregelungen

Tabelle 7.2: Vergleich verschiedener Leistungsregelungen, Kriterium I: relative Ausfallzeiten  $\bar{t}_A$  in %

$\varepsilon$	ohne PC	offener Regelkr.			geschl. Regelkr.	
		PC 1-1	PC 1-2	PC 2-1	PC 1-3	PC 2-3
5°	67,9	52,0	43,1	51,5	54,2	53,5
25°	43,9	26,8	20,9	26,6	29,9	28,7
45°	33,4	16,4	11,8	15,5	19,4	17,6
65°	6,4	2,5	2,1	2,8	3,3	3,0

Tabelle 7.3: Vergleich verschiedener Leistungsregelungen, Kriterium II: Wahrscheinlichkeiten für  $|E_b/N_0 - (E_b/N_0)_z| \leq 1$  dB in %

$\varepsilon$	ohne PC	offener Regelkr.			geschl. Regelkr.	
		PC 1-1	PC 1-2	PC 2-1	PC 1-3	PC 2-3
5°	18,6	16,0	21,8	18,0	13,6	15,6
25°	14,4	17,0	17,3	15,6	14,4	17,5
45°	33,0	33,0	37,9	27,5	30,8	33,2
65°	71,8	63,1	67,9	48,7	67,8	67,7

Tabelle 7.4: Vergleich verschiedener Leistungsregelungen, Kriterium III: Wahrscheinlichkeiten für  $E_b/N_0 > 11$  dB in %

$\varepsilon$	ohne PC	offener Regelkr.			geschl. Regelkr.	
		PC 1-1	PC 1-2	PC 2-1	PC 1-3	PC 2-3
5°	3,1	7,2	9,6	5,7	10,8	6,6
25°	2,8	12,8	16,3	13,0	19,0	12,5
45°	1,0	8,6	11,7	8,5	13,6	8,6
65°	1,2	3,5	3,8	3,4	3,8	3,3

mit offenem Regelkreis zeigt mit Bezug auf die Kriterien I und II die 2-bit-Regelung mit 30 dB Dynamikbereich (PC 1-2) im gesamten Elevationsbereich das beste Verhalten. Dieser erhöhte Regelbereich führt allerdings



auch zu einem schlechteren Abschneiden bezüglich der Überschreitung des oberen Grenzwertes. Dort besitzen die 3-bit-Regelung und die 2-bit-Regelung mit 20 dB Dynamikbereich Vorteile. Für einen geschlossenen Regelkreis erweist sich durchweg die 3-bit-Regelung (PC 2-3) der 2-bit-Regelung überlegen. Während die Verbesserung bei der Unterschreitung von  $(E_b/N_0)_{min}$  nur gering ist, so sind die Vorteile bei den anderen beiden Kriterien doch recht deutlich.

Durch das vergrößerte Intervall zwischen zwei Regelungsbefehlen und die verlängerte Reaktionszeit zeigen Schemata mit geschlossenem Regelkreis deutlich schlechtere Ergebnisse als diejenigen mit offenem Regelkreis. Stellt man jeweils die besten Schemata PC 2-3 und PC 1-2 gegenüber, so ergibt sich für den geschlossenen Kreis z. B. bei  $25^\circ$  Elevation eine Unterschreitungswahrscheinlichkeit von  $(E_b/N_0)_{min}$  von 28,7% statt 20,9%, bzw. von 17,6% statt 11,8% bei  $\varepsilon = 45^\circ$ .

Weitere auf diesem Ansatz basierende Untersuchungen zur Leistungsregelung in verschiedenen LEO- und MEO-Satellitensystemen finden sich in [DZW99a, DDW99, CDH<sup>+</sup>00, DHO<sup>+</sup>00]. In [CDH<sup>+</sup>00, DDW00] wird auch der Einfluss der Mobilteilnehmergegeschwindigkeit auf die Effizienz der Leistungsregelung diskutiert.

Es zeigt sich, dass Leistungsregelung für Satellitenmobilfunksysteme eine deutliche Reduzierung der Ausfallwahrscheinlichkeit leisten kann, und somit (speziell für Systeme mit geringer statischer Leistungsreserve) zwingend notwendig ist. Eine offene Leistungsregelung, welche die Reaktionszeit minimiert, erweist sich als vorteilhaft, falls von guter Korrelation zwischen Vorwärts- und Rückwärtsverbindung ausgegangen werden kann. Da i. d. R. keine Ausregelung des schnellen Schwundes möglich ist, sollte Priorität auf die Verwendung eines möglichst hohen Dynamikbereichs gelegt werden, damit zumindest eine maximale Anzahl von Pegelbrüchen durch Abschattung überwunden werden können. Mit steigender Mobilteilnehmergegeschwindigkeit nimmt jedoch insgesamt die Effizienz der Leistungsregelung stark ab.

Durch den hier beschriebenen Ansatz ist es möglich, verschiedene Leistungsregelungstypen realistisch zu simulieren und zu vergleichen. Dabei werden sowohl die Einflüsse der Teilnehmermobilität als auch die Elevationsabhängigkeit der Kanaleigenschaften und der Signalisierungsverzögerung berücksichtigt. Im Gegensatz zu den meisten bisherigen Veröffentlichungen geht somit eine realistische, nicht ideal arbeitende Leistungsregelung in die Untersuchung weiterer Strategien zur Erhöhung der Dienstqualität mit ein.

### 7.3 Gesprächsübergabe zwischen Satelliten

In diesem Kapitel wird untersucht, inwieweit eine schnelle Gesprächsübergabe zwischen Satelliten (Satelliten-Handover) geeignet ist, die Verbindungsqualität zu erhöhen. Dabei wird die in Kapitel 7.1 erläuterte Simulation der DELIGO-Satellitenkonstellation verwendet. Die Geschwindigkeit des Mobilteilnehmers von  $v_M = 30$  m/s wurde gewählt, um den zeitkritischen Aspekt der Gesprächsübergabe herauszustellen. Alle Ergebnisse verwenden die im vorherigen Abschnitt beschriebene Leistungsregelung PC 1-1. Maximal seien zwei Gesprächsübergaben pro Sekunde möglich ( $\Delta t_u = 500$  ms), für die Zeitverzögerung wird in (6.22)  $n_{st} = 6$  und eine Prozessierungszeit von  $t_p = 150$  ms angenommen (vgl. Kapitel 6.4).

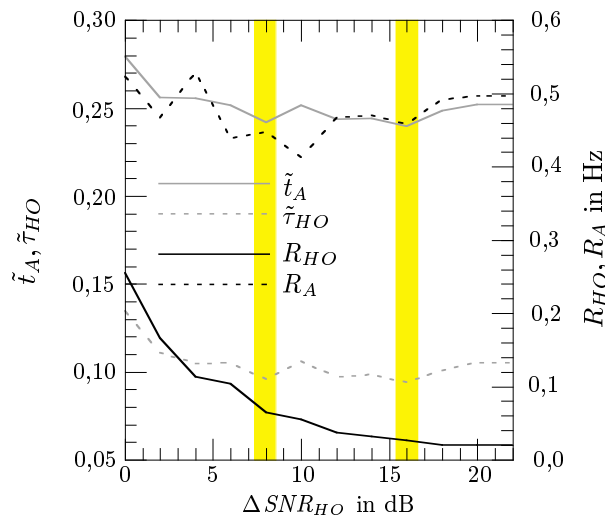


Bild 7.6: Zu minimierende Vergleichskriterien für Gesprächsübergabe in Abhängigkeit von der Umschalt-differenz  $\Delta SNR_{HO}$

Zunächst wird der Einfluss der Schalt-differenz  $\Delta SNR_{HO}$  auf die Effektivität der Gesprächsübergabe untersucht. Bild 7.6 zeigt folgende Gütekriterien (vgl. Kapitel 6.6) in Abhängigkeit von  $\Delta SNR_{HO}$ : die relative Ausfallszeit  $\tilde{t}_A$ , d. h. der auf die Simulationszeit bezogene Zeitanteil für den  $E_b/N_0 < 2$  dB ist, die relative Handover-Verzögerungszeit  $\tilde{t}_{HO}$ , zu welcher ein suboptimaler

Tabelle 7.5: Vergleich der besten Umschalt-differenzen mit einer rein elevationsge-  
steuerten Einleitung von Gesprächsübergaben ( $\varepsilon_{max,1}$ )

	$R_{HO}$	$\tilde{t}_A$	$\tilde{\tau}_{HO}$	$R_A$
$\Delta SNR_{HO} = 8$ dB	65 mHz	24,7%	9,6%	448 mHz
$\Delta SNR_{HO} = 16$ dB	27 mHz	24,4%	9,4%	458 mHz
$\varepsilon_{max,1}$	3 mHz	27,8%	11,8%	512 mHz

Satellit verwendet wird (graue Kurven, linke Ordinate), sowie die Handover-Rate  $R_{HO}$  und die Ausfallrate  $R_A$ , d. h. die Unterschreitungsrate des minimal geforderten  $E_b/N_0$ -Wertes von 2 dB (schwarze Kurven, rechte Ordinate).

Ziel ist es, alle vier Funktionen zu minimieren, wobei sicherlich die Ausfallzeit und die Handover-Rate als wichtigste Kriterien angesehen werden können. Die Handover-Rate sinkt monoton mit zunehmendem  $\Delta SNR_{HO}$ . Für  $\Delta SNR_{HO} = 0$  dB ergibt sich ein Maximum von 250 mHz. Die relative Ausfallzeit und die relative Handover-Verzögerungszeit zeigen Minima für  $\Delta SNR_{HO} = 8$  dB und  $\Delta SNR_{HO} = 16$  dB. Diese beiden Einstellungen werden daher im Folgenden weiter untersucht.

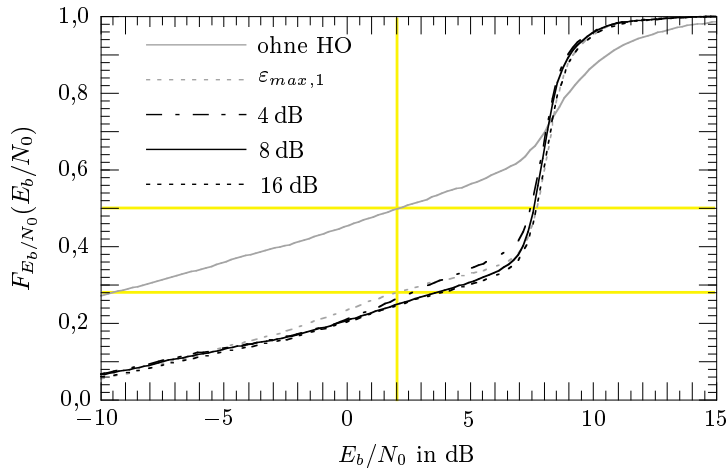
Als Vergleichswert wird eine Handover-Strategie verwendet, die lediglich versucht, jeweils zu dem Satelliten mit der maximalen Elevation zu übergeben. Diese Gesprächsübergaben können deterministisch vorausberechnet werden. Kanalmessungen sind nicht notwendig, so dass sich ein sehr einfaches Verfahren ergibt. In unserem Beispiel resultieren hierfür nur zwei Gesprächsübergaben zwischen den Satelliten  $21 \rightarrow 14 \rightarrow 7$  (vgl. Bild 7.1), d. h. eine Handover-Rate von 3,3 mHz bei einer relativen Ausfallzeit von 27,8%.

Die Gegenüberstellung in Tabelle 7.5 zeigt, dass im Vergleich zu dieser rein elevationsgesteuerten Einleitung einer Gesprächsübergabe (gekennzeichnet durch  $\varepsilon_{max,1}$ ) durch die auf Kanalmessungen basierenden Strategien lediglich eine Verbesserung der Versorgung von ca. 3% erreicht werden kann (Parameter  $\tilde{t}_A$ ). Dies wird allerdings durch wesentlich höhere Handover-Raten erkauft. Von den beiden SNR-basierten Varianten ist sicherlich diejenige mit 16 dB Schaltdifferenz vorzuziehen, da sie (bei annähernd gleichbleibenden sonstigen Gütekriterien) eine wesentlich niedrigere Handover-Rate besitzt.

Tabelle 7.6 untersucht für die zu favorisierende Strategie ( $\Delta SNR_{HO} = 16$  dB) den Einfluss des Intervalls  $\Delta t_u$ , in dem die Kanalmessungen stattfinden und

Tabelle 7.6: Einfluss des Intervalls der Kanalmessungen  $\Delta t_u$  für  $\Delta SNR_{HO} = 16$  dB

	$R_{HO}$	$\tilde{t}_A$	$\tilde{\tau}_{HO}$	$R_A$
$\Delta t_u = 250$ ms	47 mHz	24,8%	9,9%	460 mHz
$\Delta t_u = 500$ ms	27 mHz	24,0%	9,4%	458 mHz
$\Delta t_u = 1000$ ms	20 mHz	25,4%	11,0%	470 mHz

Bild 7.7: Kumulative Wahrscheinlichkeiten von  $E_b/N_0$  ohne Satelliten-Handover, für elevationsgesteuertes Handover sowie für verschiedene Schalt differenzen  $\Delta SNR_{HO}$ 

mögliche Gesprächsübergaben initiiert werden können. Es zeigt sich, dass ein kürzeres Intervall zwar eine höhere Handover-Rate, aber keine Verbesserung der Versorgung ergibt. Für eine Verdoppelung dieses Intervalls ergibt sich zwar eine leicht reduzierte Handover-Rate, gleichzeitig verschlechtern sich jedoch hier ebenfalls alle anderen Gütekriterien, so dass ein Intervall von 500 ms gut gewählt erscheint.

Bild 7.7 zeigt die kumulativen Wahrscheinlichkeitskurven von  $E_b/N_0$  für verschiedene Strategien der Gesprächsübergaben. Falls die Kommunikation während der gesamten Zeit über den zu Beginn der Simulation am be-

sten empfangbaren Satellit geführt wird (ohne HO), ergibt sich eine relative Ausfallzeit von  $\tilde{t}_A = 49,8\%$ . Bereits durch eine Handover-Strategie, die lediglich die Satellitenelevation maximiert (Bezeichnung:  $\varepsilon_{max,1}$ ), ergeben sich deutliche Verbesserungen ( $\tilde{t}_A = 27,8\%$ ) (vertikaler Balken in Bild 7.7). Wie bereits Tabelle 7.5 zeigte, ergeben sich durch die Verwendung von Kanalmessungen lediglich leichte zusätzliche Vorteile im Bereich von 3%. Die Kurven für  $SNR_{HO} = 8$  dB und 16 dB sind nahezu identisch. Bezogen auf die Ausfallgrenze der Simulation ohne Gesprächsübergabe entspricht dies für alle anderen Handover-Strategien einem Gewinn von ungefähr 5,5 dB (oberer horizontaler Balken in Bild 7.7). Gegenüber der Maximierung des Elevationswinkels weisen die pegelbasierten Algorithmen einen Gewinn von 1,6 dB ( $\Delta SNR_{HO} = 8$  dB) und 1,8 dB ( $\Delta SNR_{HO} = 16$  dB) auf (unterer horizontaler Balken). Zum Vergleich wird noch eine zu klein gewählte Umschalt-differenz von 4 dB gezeigt. Trotz einer sehr hohen Handover-Rate von  $R_{HO} = 113$  mHz ergibt sich keine Verbesserung der Versorgung, sondern sogar eine Verschlechterung ( $\tilde{t}_A = 26,1\%$ ). Der Gewinn gegenüber der  $\varepsilon_{max,1}$ -Kurve beträgt nur noch 0,6 dB (Bild 7.7).

Eine Untersuchung der auftretenden Dopplersprünge bei Gesprächsübergaben zeigt Bild 7.8 a. Für die zu klein dimensionierte Schaltdifferenz von  $SNR_{HO} = 4$  dB treten am häufigsten Gesprächsübergaben mit großen Dopplersprüngen auf. Die Verteilung der Dopplersprünge für  $SNR_{HO} = 8$  dB und  $SNR_{HO} = 16$  dB zeigen ähnliche Verläufe: Es treten absolute Dopplersprünge von bis zu 50 kHz auf, mehr als 80% bleiben jedoch kleiner als 28 kHz. Hinsichtlich der auftretenden Laufzeitdifferenzen (Bild 7.8 b) unterscheiden sich jedoch die Handover-Strategien mit  $SNR_{HO} = 8$  dB und  $SNR_{HO} = 16$  dB deutlich. Für die größere Schaltdifferenz bleiben diese Sprünge stets unter 5,3 ms, während für die anderen Schemata Laufzeitdifferenzen von bis zu 9 ms auftreten.

Die relativ hohe Umschalt-differenz von 16 dB besitzt somit nicht nur die höchste Versorgungswahrscheinlichkeit, sondern auch eine geringere Belastung der Systemressourcen durch eine niedrigere Handover-Rate. Darüber hinaus werden vor allem die schwierigen Gesprächsübergaben mit großen Doppler- und Laufzeitsprüngen vermieden.

Die hier vorgestellte Untersuchung zeigt exemplarisch, dass für hohe Geschwindigkeiten höhere Umschalt-differenzen vorzuziehen sind, um unvorteilhafte Gesprächsübergaben zu vermeiden. Ferner ist, aufgrund der schnellen Änderungen der Ausbreitungsbedingungen und der relativ großen Verzöge-

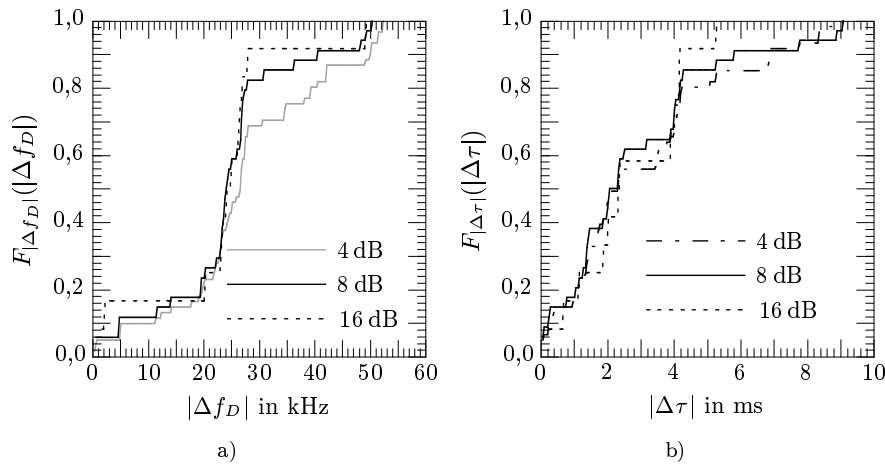


Bild 7.8: a): Kumulative Wahrscheinlichkeiten des Betrags der auftretenden Dopplersprünge  $|\Delta f_D|$ , b): Kumulative Wahrscheinlichkeiten des Betrags der auftretenden Laufzeitsprünge  $|\Delta\tau|$

rungszeit bis zur Vollendung einer Gesprächsübergabe, der Gewinn von pegelbasierten Algorithmen gegenüber einer Handover-Strategie, die stets zum Satelliten mit der höchsten Elevation übergibt, begrenzt. Da letztere mit erheblich weniger Aufwand verbunden ist, kann sie für höhere Teilnehmergeschwindigkeiten durchaus als Alternative gesehen werden. Für niedrigere Geschwindigkeiten des Nutzers kann jedoch ein größerer Gewinn durch *SNR*-basierte Strategien erwartet werden, da die Diskrepanz zwischen Reaktionszeit des Systems und Schnelligkeit der Änderungen im Funkkanal abnimmt. Außerdem sind Algorithmen denkbar, die mehrere Kriterien zur Einleitung einer Gesprächsübergabe kombinieren oder adaptiv bzw. prädiktiv arbeiten.

## 7.4 Satelliten-Diversity

In diesem Kapitel werden anhand des gleichen Szenarios verschiedene Satelliten-Diversity-Strategien diskutiert. Für die Signalverzögerung werden die gleichen Parameter wie in Kapitel 7.3 verwendet. Wiederum werden Algorithmen, welche auf Pegelmessungen basieren, mit solchen, die ständig die

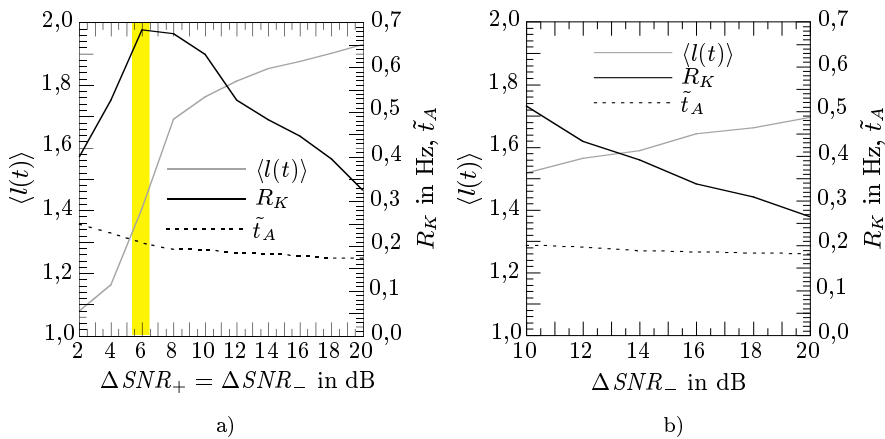


Bild 7.9: Abhängigkeit der Effizienz von Satelliten-Diversity von den Parametern  $\Delta SNR_+$  und  $\Delta SNR_-$ , a): für  $\Delta SNR_+ = \Delta SNR_-$ , b): Variation von  $\Delta SNR_-$  bei konstantem  $\Delta SNR_+ = 6$  dB

Satelliten mit den höchsten Elevationen auswählen, verglichen. Nach einer Untersuchung des Einflusses der Schaltdifferenzen  $\Delta SNR_+$  und  $\Delta SNR_-$  auf die Effizienz und den Diversity-Gewinn für 2-faches Satelliten-Diversity werden verschiedene Combiner-Typen und 3-faches Satelliten-Diversity betrachtet.

Bild 7.9 a zeigt den Verlauf der in Kapitel 6.6 definierten Gütekriterien für 2-faches Satelliten-Diversity ( $L = 2$ ) in Abhängigkeit von den Pegeldifferenzen, bei welchen eine zweite Verkehrsverbindung angefordert ( $\Delta SNR_+$ ) bzw. gelöst wird ( $\Delta SNR_-$ ). Dabei werden beide Werte gleichgesetzt und von 2 dB bis 20 dB variiert. Ziel ist es, sowohl die mittlere Anzahl  $\langle l(t) \rangle$  der belegten Kanäle, die Rate der Kontrollkommandos  $R_K$ , als auch die relative Ausfallzeit  $\tilde{t}_A$  zu minimieren (siehe Kapitel 6.6). Zur Berechnung von  $\tilde{t}_A$  wurde *Maximum Ratio Combining* (MRC) angenommen, wie auch in allen weiteren Bildern, soweit nicht anders angegeben.

Es zeigt sich, dass für  $\Delta SNR_+ = \Delta SNR_- > 6$  dB keine signifikante Verbesserung der Ausfallzeit mehr eintritt. Zudem steigt für Schaltdifferenzen größer 6 dB die mittlere Anzahl der belegten Kanäle stark an. Es erfolgt also eine unnötige Reduzierung der Systemkapazität, die solche Schemata nicht sinnvoll erscheinen lässt. Allerdings zeigt sich für 6 dB auch ein Maximum

der Rate der Kontrollkommandos  $R_K = 0,68$  Hz, welches ebenfalls eine hohe Netzbelastung durch Signalisierung bedeutet.

Dieses Problem kann durch die Verwendung unterschiedlicher Pegeldifferenzen für Verbindungsaufbau und -abbau wesentlich verbessert werden. In Bild 7.9 b sind die entsprechenden Ergebnisse für die Variation von  $\Delta SNR_-$  bei festem  $\Delta SNR_+ = 6$  dB gezeigt. Durch eine Erhöhung von  $\Delta SNR_-$  sinkt  $R_K$  deutlich, während  $\langle l(t) \rangle$  nur mäßig steigt. Für  $\Delta SNR_- = 16$  dB wurde die Rate der Kontrollkommandos halbiert (gegenüber  $\Delta SNR_+ = \Delta SNR_- = 6$  dB), während die mittlere Kanalbelegung nur um 16% steigt (von 1,41 auf 1,64). Die relative Ausfallzeit sinkt von 20,8% auf 18,6%. Durch relativ hohe Werte von  $\Delta SNR_-$  können somit wirkungsvoll unnötige Schaltprozesse vermieden werden.

Als Vergleichspunkt wird ein Satelliten-Diversity-System verwendet, welches permanent über die beiden Satelliten mit der höchsten Elevation sendet ( $l(t) = L = 2$ , Bezeichnung  $\varepsilon_{max,2}$ ). Die hiermit erzielbare Ausfallwahrscheinlichkeit von 17,2% ist mit derjenigen des 2/6/16-Schemas (Bezeichnungsweise:  $L / \Delta SNR_+ / \Delta SNR_-$ ) vergleichbar (18,6%). Wie in Bild 7.1 ersichtlich, sind für die elevationsgesteuerte Strategie nur zwei Umschaltvorgänge innerhalb der Simulationsdauer nötig ( $R_K = 3,3$  mHz), während sich für das 2/6/16-Schema  $R_K = 338,3$  mHz ergibt. Nachteilig bei der elevationsgesteuerten Strategie ist jedoch, dass permanent zwei Verkehrskanäle pro Teilnehmerverbindung benötigt werden. In diesem Beispiel entspricht dies einem relativen Verlust von Systemkapazität von 22% gegenüber der 2/6/16-Strategie, bzw. von 42% gegenüber einer 2/6/6-Strategie (Tabelle 7.7).

Die kumulativen Wahrscheinlichkeiten von  $E_b/N_0$  der vorteilhaftesten Strategien sind in Bild 7.10 gezeigt. Als Bezugspunkt wird die elevationsbasierte Handover-Strategie  $\varepsilon_{max,1}$  aus Kapitel 7.3 verwendet. Den höchsten Gewinn zeigt das elevationsbasierte Satelliten-Diversity-Schema  $\varepsilon_{max,2}$ . Die Ausfallwahrscheinlichkeit kann von 27,8% auf 17,2% gesenkt werden. Dies entspricht einem Gewinn von 5,6 dB an der Ausfallgrenze der Bezugskurve ( $(E_b/N_0)_{min} = 2$  dB). Von den auf Pegelmessungen beruhenden Strategien schneiden die 2/12/12- und das 2/6/16-Schemata annähernd gleich ab ( $\tilde{t}_A = 18,5\%$  bzw. 18,6% und Gewinne von 4,5 dB bzw. 4,7 dB). Das letztere benötigt jedoch erheblich weniger Systemressourcen ( $\langle l(t) \rangle = 1,64$  statt 1,81 und  $R_K = 338$  mHz statt 527 mHz). Das 2/6/6-Schema benötigt den zweiten Kanal lediglich in 41% der Zeit, weist jedoch eine Ausfallzeit von 20,8% sowie einen Gewinn von nur 3,1 dB auf. Eine tabellarische Übersicht



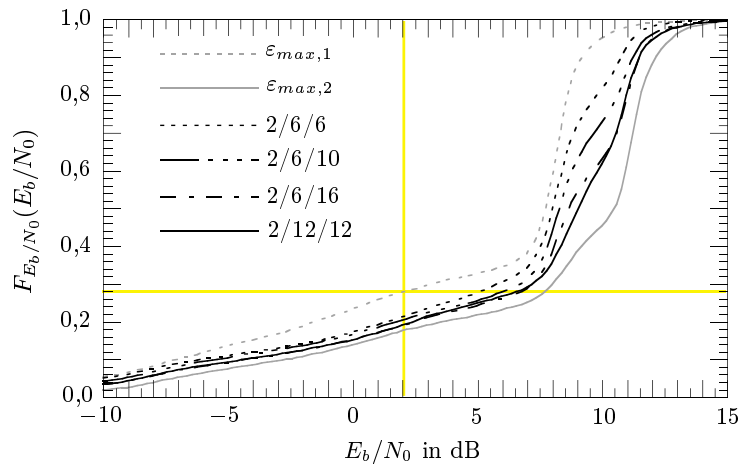


Bild 7.10: Kumulative Wahrscheinlichkeiten von  $E_b/N_0$  für elevationsgesteuerte und auf Pegelmessungen basierende Satelliten-Diversity-Strategien

Tabelle 7.7: Vergleich verschiedener 2-fach Satelliten-Diversity-Strategien ( $L = 2$ ), Gewinn bezogen auf  $\varepsilon_{max,1}$

	$\varepsilon_{max,1}$	$\varepsilon_{max,2}$	2/6/6	2/6/10	2/6/16	2/12/12
$\tilde{t}_{A,MRC}$ in %	27,8	17,2	20,8	20,0	18,6	18,5
Gewinn in dB	—	5,6	3,1	4,0	4,7	4,5
$\langle l(t) \rangle$	1,00	2,00	1,41	1,52	1,64	1,81
$R_K$ in mHz	3	3	683	511	338	527

der Gütekriterien für die verschiedenen Strategien zeigt Tabelle 7.7.

Zur Signalüberlagerung müssen die durch die unterschiedlichen Ausbreitungsstrecken entstehenden Laufzeitdifferenzen kompensiert werden. Die Verteilung der zwischen den beiden Kanälen auftretenden Laufzeitdifferenzen ist in Bild 7.11 a gezeigt. Dadurch, dass die elevationsgesteuerte Strategie stets hochstehende Satelliten – und somit Satelliten mit ähnlicher Entfernung – auswählt, bleiben die Differenzen hier unter 2,6 ms. Für pegelbasierte Strategien können jedoch Laufzeitunterschiede bis über 9 ms auftreten. Von den

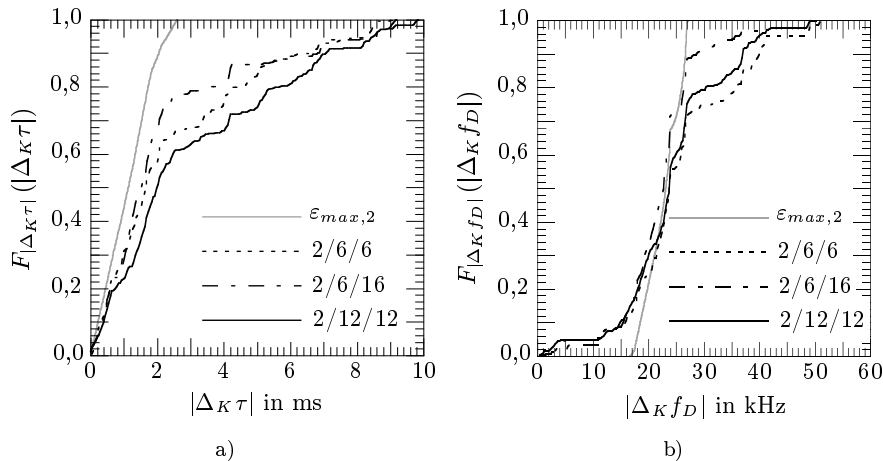


Bild 7.11: Kumulative Wahrscheinlichkeiten a): des Betrags der Laufzeitdifferenz  $|\Delta_K \tau|$  zwischen beiden Kanälen, b): des Betrags der Dopplerfrequenzdifferenz  $|\Delta_K f_D|$  zwischen beiden Kanälen

hier untersuchten Algorithmen zeigt wiederum das 2/6/16-Schema leichte Vorteile. Ähnlich verhält es sich mit der zwischen den Kanälen auftretenden Frequenzdifferenz durch den Dopplereffekt (Bild 7.11 b). Für elevationsbasierte Diversity-Steuerung bleiben diese Differenzen stets kleiner als 27 kHz, während annähernd die doppelte Maximaldifferenz bei den 2/6/6- und 2/12/12-Schemata auftritt (52 kHz bzw. 50 kHz). Auch hier zeigt das 2/6/16-Schema ein besseres Verhalten (maximale Differenz: 41 kHz).

Bild 7.12 zeigt den beachtlichen Einfluss der verschiedenen Combiner-Typen. Für die 2/6/6- und 2/6/16-Schemata sind jeweils die Verteilungen von  $E_b/N_0$  für *Selection Combining* (SC), *Equal Gain Combining* (EGC) und *Maximum Ratio Combining* (MRC) dargestellt. Während zwischen EGC und MRC nur geringe Unterschiede sichtbar sind, zeigen beide Combiner-Typen doch eine erhebliche Verbesserung gegenüber SC. Für das 2/6/6-Schema ergeben sich folgende Ausfallwahrscheinlichkeiten:  $\tilde{t}_{A,SC} = 33,4\%$ ,  $\tilde{t}_{A,EGC} = 22,0\%$  und  $\tilde{t}_{A,MRC} = 20,8\%$ , d. h. eine Verbesserung um über 10% bezogen auf SC. Die zusätzlichen Gewinne (ebenfalls bezogen auf SC) sind 4,1 dB für EGC und 4,6 dB für MRC. Ein ähnliches Bild ergibt sich für das 2/6/16-Schema: Dort kann  $\tilde{t}_A$  von 32,1% auf 20,0% bzw. 18,6% gesenkt werden. Die relativen

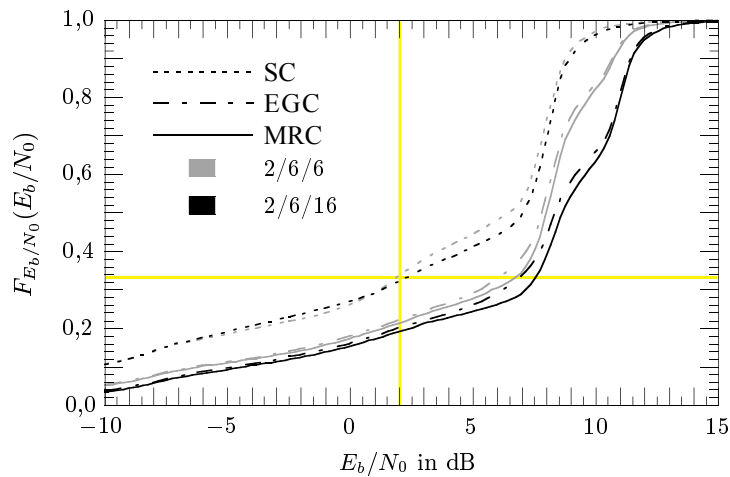


Bild 7.12: Vergleich verschiedener Combining-Arten für 2-faches Satelliten-Diversity, pegelbasierte Strategien 2/6/6 und 2/6/16

Tabelle 7.8: Vergleich verschiedener 3-fach Satelliten-Diversity-Strategien ( $L = 3$ ) mit MRC, Gewinn bezogen auf  $\varepsilon_{max,2}$

	$\varepsilon_{max,2}$	$\varepsilon_{max,3}$	3/6/6	3/6/16	3/20/20
$\tilde{t}_{A,MRC}$ in %	17,2	15,4	20,5	17,1	14,8
Gewinn in dB	—	1,2	-1,7	0,0	1,5
$\langle l(t) \rangle$	2,00	3,00	1,54	1,99	2,75
$R_K$ in mHz	3	6	790	422	602

Gewinne sind 4,7 dB bzw. 5,3 dB.

Zuletzt soll noch untersucht werden, inwieweit 3-faches Satelliten-Diversity zusätzlichen Nutzen bringt. Tabelle 7.8 stellt die verschiedenen 3-fach Satelliten-Diversity-Varianten gegenüber. Während für die elevationsbasierte Strategie der Einsatz von 2-fachem Diversity noch eine Erhöhung der Versorgungswahrscheinlichkeit von 10,6% bzw. einen Gewinn von 5,6 dB gegenüber einem Handover-System ergab (siehe Tabelle 7.7), so ist der zusätzliche Gewinn bei der Verwendung von drei Satelliten nur noch 1,8% bzw. 1,2 dB.

Somit erscheint es nicht lohnenswert, einen kompletten zusätzlichen Verkehrskanal für 3-faches Diversity zu verwenden. Interessanterweise ergibt sich für eine pegelbasierte Strategie mit sehr hoher Schaltdifferenz (3/20/20) ein geringfügig besseres Verhalten als bei der Verwendung der drei Satelliten mit den höchsten Elevationen ( $\varepsilon_{max,3}$ ), obwohl die Kanalauslastung etwas geringer ist ( $\langle l(t) \rangle = 2,75$ ). Allerdings kann selbst diese Strategie gegenüber der  $\varepsilon_{max,2}$ -Kurve nur eine um 2,4% erhöhte Versorgungswahrscheinlichkeit bzw. einen Gewinn von nur 1,5 dB (bei einer Verminderung der Systemkapazität von 37,5%) aufweisen.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass Satelliten-Diversity eine lohnende Strategie zur Erhöhung der Dienstqualität ist. Das elevationsbasierte Schema für 2-faches Satelliten-Diversity ergibt z. B. gegenüber Satelliten-Handover eine Erniedrigung der Ausfallzeit um ca. 10%. Allerdings wird bei diesem Algorithmus durch die permanente Belegung zweier Verkehrskanäle pro Teilnehmerverbindung die Systemkapazität halbiert. Falls großer Wert auf die Systemkapazität gelegt werden muss, können pegelbasierte Strategien Abhilfe schaffen, die den zweiten Kanal nur zeitweise belegen. Mit dem 2/6/16-Schema lässt sich z. B. eine ähnliche Verfügbarkeit erreichen, obwohl der zweite Kanal hier nur zu 64% der Zeit belegt wird. Ferner zeigt sich, dass bei Verwendung von drei Satelliten für Satelliten-Diversity der nur marginale zusätzliche Gewinn durch erheblichen Signalisierungsaufwand und durch große Einbußen an Systemkapazität erkaufte wird. Selbst für die hinsichtlich Mehrfachrichtbarkeit von Satelliten optimierte DELIGO-Konstellation ist somit 3-faches Satelliten-Diversity nicht ratsam.

## 7.5 Polarisations-Diversity

Sowohl Satelliten- als auch Polarisationsdiversity benötigen erhöhten Aufwand im Empfänger. Der große Vorteil von Polarisations-Diversity ist jedoch, dass weder mehrere Verkehrskanäle belegt werden, noch zusätzlicher Signalisierungsaufwand entsteht, und somit kein negativer Einfluss auf die Systemkapazität ausgeübt wird. Ferner müssen nur Signale vom gleichen Satelliten, d. h. mit gleicher mittlerer Laufzeit und Dopplerfrequenz überlagert werden.

In den Bildern 7.13 und 7.14 wird untersucht, welche Gewinne sich mit typischen, zirkular polarisierten Spiralantennen (Bezeichnung: A1), wie sie bei Handgeräten verwendet werden, erzielen lassen. Dabei wird angenommen,

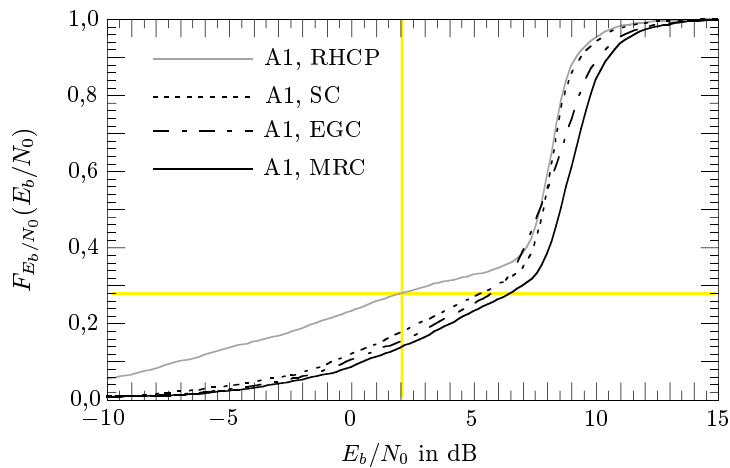


Bild 7.13: Kumulative Wahrscheinlichkeiten von  $E_b/N_0$  für Polarisations-Diversity mit verschiedenen Combiner-Typen bei Verwendung von zirkular polarisierten Spiral-Antennen (A1) und elevationsbasierten Gesprächsübergaben ( $\varepsilon_{max,1}$ ), RHCP: rechtszirkulare Pol., SC: Selection Combining, EGC: Equal Gain Combining, MRC: Maximum Ratio Combining

das ein Empfangszweig die rechtszirkulare Kopolarisation empfängt, der andere den linkszirkularen Anteil. Das Antennendiagramm zeigt nur schwache Richtwirkung für Signale mit positiver Elevation (Dämpfung stets kleiner 3,8 dB) und unterdrückt hauptsächlich die von unten einfallenden Teilwellen. Das Antennendiagramm ist in Anhang C wiedergegeben. Bild 7.13 zeigt die Pegelverteilungen für Polarisations-Diversity bei gleichzeitiger Verwendung der elevationsoptimierten Handover-Strategie, Bild 7.14 für einen  $SNR$ -basierten Handover-Algorithmus bei einer Schaltdifferenz von  $\Delta SNR_{HO}$  von 16 dB.

Für die elevationsoptimierte Strategie zeigt sich eine deutliche Verbesserung der Empfangssituation (Bild 7.13). Die relative Ausfallzeit  $\tilde{t}_A$  kann von 27,8% bereits für SC auf 17,6% reduziert werden. Für MRC beträgt die Verbesserung sogar 14,2% (auf 13,6%). Bild 7.13 zeigt, dass der größte Gewinn durch Polarisations-Diversity bei niedrigen Empfangspegeln auftritt, also genau dort, wo er benötigt wird. Bezogen auf die Kurve ohne Polarisations-Diversity ergeben sich somit Diversity-Gewinne von bis zu 4,4 dB

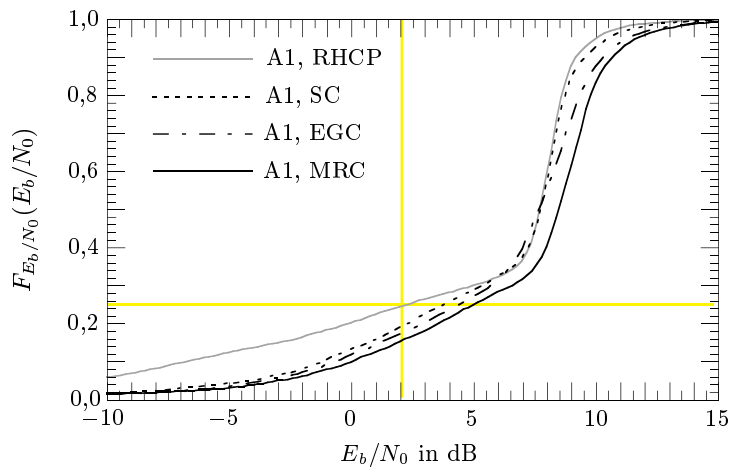


Bild 7.14: Kumulative Wahrscheinlichkeiten von  $E_b/N_0$  für Polarisations-Diversity mit verschiedenen Combiner-Typen bei Verwendung von zirkular polarisierten Spiral-Antennen (A1) und pegelbasierten Gesprächsübergaben (Schaltdifferenz  $\Delta SNR_{HO} = 16$  dB)

(bei  $(E_b/N_0)_{min} = 2$  dB). Für höhere Empfangspegel (die ohnehin bereits Versorgung gewährleisten) sinkt der Gewinn auf ca. 1 dB bis 1,5 dB.

Für die  $SNR$ -basierte Strategie ergeben sich ähnliche Aussagen, jedoch sind die Gewinne insgesamt niedriger (Bild 7.14). Für MRC wird die relative Ausfallzeit um 9,2% von 24,4% auf 15,2% reduziert (entsprechend einem Gewinn von 2,8 dB). Für SC beträgt die Verbesserung 5,4% (1,6 dB), für EGC sind die zugehörigen Werte 7,1% und 2,2 dB.

Da für fahrzeuggebundene Anwendungen auch die Verwendung von planaren Patch-Antennen denkbar ist, wird zu Vergleichszwecken die gleiche Untersuchung für die dual-linear polarisierte Patch-Antenne (A2) aus Kapitel 5.4 durchgeführt. Die Hauptstrahlrichtung ist dabei in den Zenit gerichtet (Gewinn 13 dBi). Als Referenzkurve dient hier ebenfalls der Empfang der rechts-zirkularen Polarisation durch die Spiralantenne A1 (d. h. ohne Polarisations-Diversity).

Die Antennenrichtcharakteristik des Patches ( $40^\circ$  3 dB-Halbwertsbreite) begünstigt vornehmlich die Signalanteile, die mit hoher Elevation den Empfän-

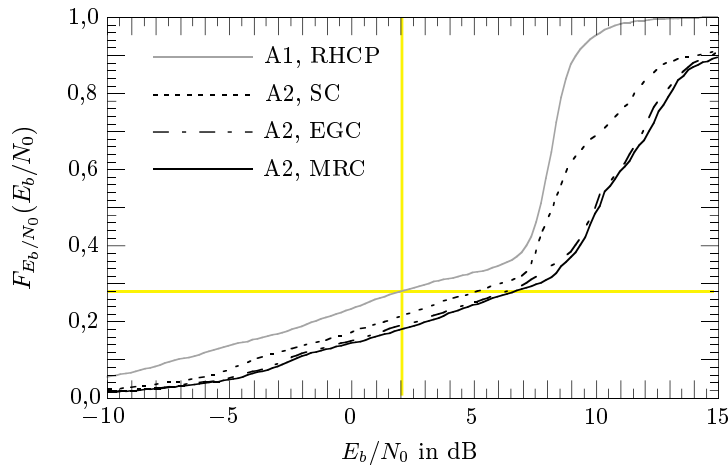


Bild 7.15: Kumulative Wahrscheinlichkeiten von  $E_b/N_0$  für Polarisations-Diversity mit verschiedenen Combiner-Typen bei Verwendung der dual-linear polarisierten Patchantenne aus Kapitel 5.4 (A2) und elevationsbasierten Gesprächsübergaben ( $\varepsilon_{max,1}$ )

ger erreichen. Dadurch ist der Polarisations-Diversity-Gewinn hier im Gegensatz zu den Bildern 7.13 und 7.14 für hohe  $E_b/N_0$ -Werte (die ohnehin bereits Versorgung gewährleisten) besonders groß. Für die elevationsoptimierte Strategie (Bild 7.15) ergeben sich relative Ausfallwahrscheinlichkeiten, die ca. 4% höher sind als in Bild 7.15 ( $\tilde{t}_A = 21,2\%$  für SC,  $17,7\%$  für MRC). Als Gewinne ergeben sich 3,1 dB bzw. 4,7 dB. Wird die SNR-basierte Handover-Strategie verfolgt, so wird die Verbindung häufiger über Satelliten mit niedrigerer Elevation betrieben, was sich in deutlich schlechteren Ergebnissen niederschlägt (Tabelle 7.9). Selbst unter Verwendung von MRC ist keine merkliche Verbesserung gegenüber der Verwendung der Antenne A1 ohne Polarisations-Diversity möglich.

Tabelle 7.9 stellt die Ergebnisse der verschiedenen Antennen und Combiner-Typen gegenüber. Es zeigt sich, dass bereits SC einen beträchtlichen Teil des maximal möglichen Gewinns ausschöpfen kann. Der erreichbare Zusatzgewinn durch MRC (gegenüber SC) bewegt sich im Bereich von 1,1 dB bis 1,6 dB bzw. einer zusätzlichen Versorgungswahrscheinlichkeit von 3% bis 4%.

Es zeigt sich, dass Polarisations-Diversity ein erhebliches Potenzial zur Ver-

Tabelle 7.9: Vergleich der Ausfallzeiten und des Polarisations-Diversity-Gewinns verschiedener Antennen und Combiner-Typen bezogen auf die rechts-zirkuläre Spiral-Antenne A1

	Spiral-Antenne A1			Patch-Antenne A2		
	SC	EGC	MRC	SC	EGC	MRC
	HO-Strategie $\varepsilon_{max,1}$					
$\tilde{t}_A$ in %	17,6	15,3	13,6	21,2	18,8	17,7
Gewinn in dB	3,3	3,7	4,4	3,1	4,3	4,7
	HO-Strategie 1/16					
$\tilde{t}_A$ in %	19,0	17,3	15,2	27,0	24,9	24,1
Gewinn in dB	1,6	2,2	2,8	-1,4	-0,2	0,2

besserung der Dienstqualität ohne negative Auswirkungen auf die Systemressourcen birgt. Dabei tragen vor allem Mehrwegesignale, deren Polarisation durch die Interaktion mit der Umgebung beeinflusst wird, zum Diversity-Gewinn bei. Diese Signalanteile treffen meist mit niedrigem Elevationswinkel am Empfänger ein. Daher ist die Verwendung von nur schwach gerichteten Antennen vorzuziehen. An der Ausfallgrenze sind dann Verbesserungen der Versorgungswahrscheinlichkeiten von bis zu 14% bzw. Diversity-Gewinne von über 4 dB möglich.

## 7.6 Vergleich von verschiedenen Systemvarianten

Zusammenfassend sollen in diesem Abschnitt die verschiedenen bereits untersuchten Systemkonzepte gegenübergestellt und verglichen werden. Die kumulativen Wahrscheinlichkeiten von  $E_b/N_0$  für Systeme, welche auf Gesprächsübergabe (graue Kurven) bzw. auf Satelliten-Diversity (schwarze Kurven) beruhen, sind in Bild 7.16 gezeigt. Von den Handover-Strategien zeigt das auf Pegelmessungen basierende 1/16-Schema (Bezeichnung:  $L = 1/\Delta SNR_{HO} = 16$  dB) einen leichten Vorteil gegenüber demjenigen, welches ständig zum Satelliten mit der höchsten Elevation umschaltet. Wie bereits in Kapitel 7.3 erwähnt, erfordert das pegelbasierte Schema allerdings ständige Kanalmessungen sowie mehr als fünfmal so viele Gesprächsübergaben ( $R_{HO} = 27$  mHz statt 3 mHz) und ist somit wesentlich aufwendiger.



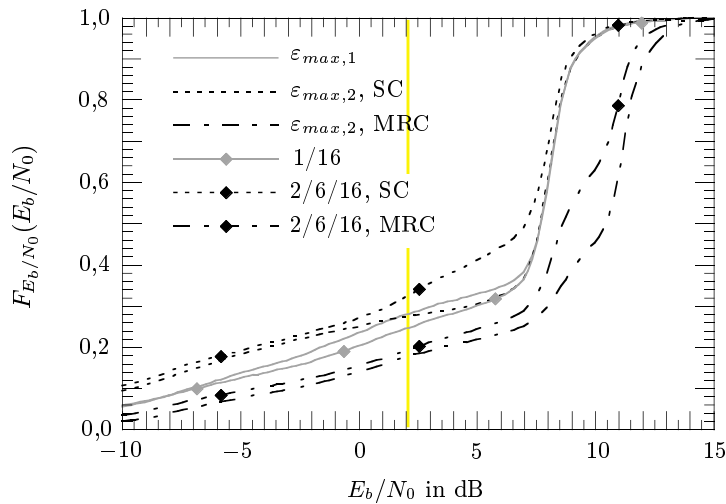


Bild 7.16: Vergleich von Gesprächsübergabe (graue Kurven) und Satelliten-Diversity (schwarze Kurven)

Durch Satelliten-Diversity lassen sich nur dann Verbesserungen erzielen, falls aufwendigere Überlagerungsverfahren als SC verwendet werden. Die ständige Funkverbindung über die zwei Satelliten mit der höchsten Elevation ( $\epsilon_{max,2}$ ) zeigt mit MRC das beste Ergebnis:  $\tilde{t}_A = 17,2\%$  sowie einen Gewinn von 5,6 dB. Diese Strategie zeigt eine wesentlich geringere Rate der Kontrollkommandos als diejenigen, die auf Pegelmessungen basieren, belegt allerdings permanent zwei Verkehrskanäle.

Es zeigt sich also in diesem Beispiel ein beachtlicher Gewinn von Satelliten-Diversity gegenüber Systemen, die auf Gesprächsübergaben beruhen. Aufgrund der hohen Teilnehmergewindigkeit und der großen Verzögerungszeit der Signalisierung ist hier sogar die Verwendung der zwei Satelliten mit höchster Elevation einer pegelbasierten Strategie überlegen. Falls also nicht die Netzkapazität höchste Priorität besitzt, ist diese elevationsbasierte Strategie für hohe Teilnehmergewindigkeiten die geeignetste.

Für die elevationsbasierten Algorithmen soll nun noch die Verwendung von Polarisations-Diversity mit Satelliten-Diversity verglichen werden. Bild 7.17 zeigt, dass Satelliten-Diversity (schwarze Kurven) bei höheren Pegelwerten

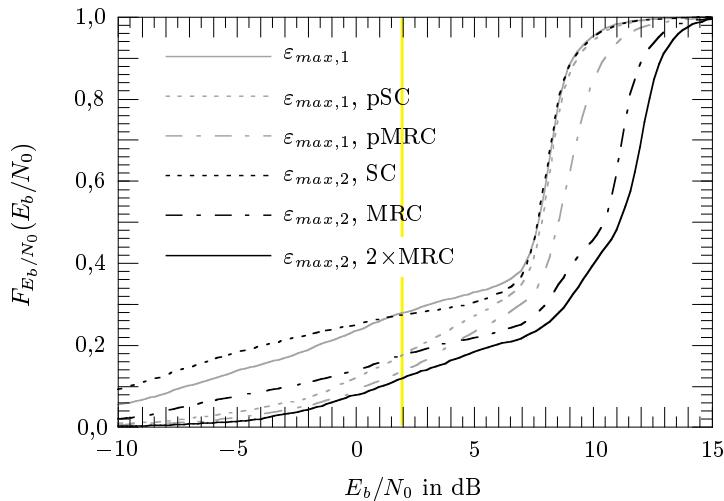


Bild 7.17: Vergleich von Polarisations-Diversity (graue Kurven) und Satelliten-Diversity (schwarze Kurven) für elevationsbasierte Algorithmen

deutlich mehr Gewinn verspricht. An der Versorgungsgrenze (d. h. für niedrigere Pegelwerte) hingegen zeigt sich der signifikante Vorteil von Polarisations-Diversity: Für MRC ergibt sich eine Ausfallwahrscheinlichkeit von nur 13,6%, d. h. ein um 3,6% besseres Ergebnis als für Satelliten-Diversity. Darüber hinaus wird nur ein Verkehrskanal belegt (anstelle von zwei für Satelliten-Diversity), so dass auch die Netzkapazität doppelt so groß bleibt. Es zeigt sich also, dass Polarisations-Diversity am Empfänger ein erhebliches Potenzial birgt, da der Gewinn hauptsächlich dort auftritt, wo er benötigt wird: bei Abschattung bzw. niedrigen Empfangspegeln. Ferner werden deutlich weniger Systemressourcen benötigt und es treten keine Verluste an Diversity-Gewinn durch Signalisierungsverzögerung auf. Die Tatsache, dass für Polarisations-Diversity-Empfang nur Signale mit gleicher Laufzeit und Dopplerfrequenz überlagert werden müssen, stellt einen weiteren wichtigen Vorteil gegenüber Satelliten-Diversity dar.

Zum Vergleich ist in Bild 7.17 noch die Kurve eingezeichnet, die sich für die gleichzeitige Implementierung von 2-fach Satelliten-Diversity *und* Polarisations-Diversity ergäbe ( $\epsilon_{max,2, 2 \times MRC}$ ). Der zusätzliche Gewinn an der Ausfallgrenze ist jedoch marginal ( $\dot{t}_A = 12,0\%$ ).

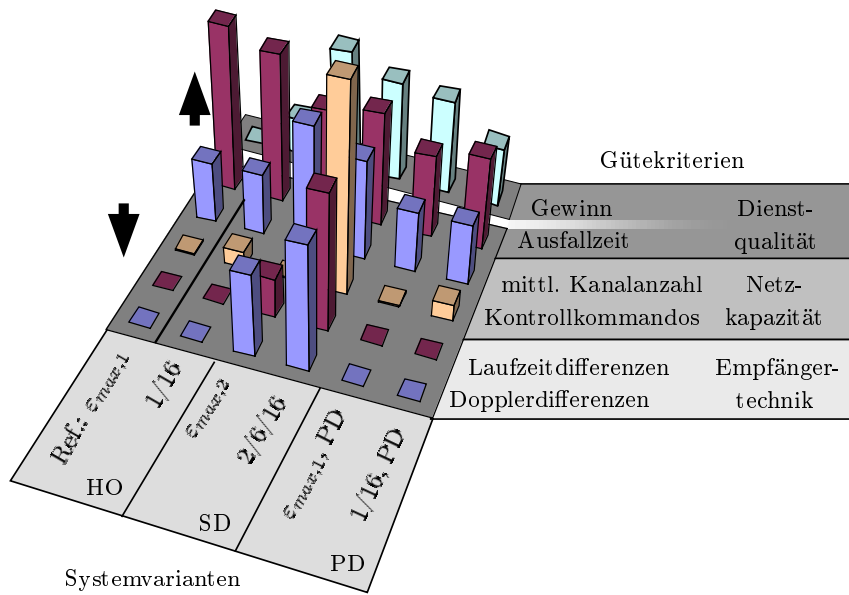


Bild 7.18: Vergleich verschiedener Systemvarianten anhand einer Matrix von Gütekriterien, Ref.: Referenzsystem, PD: Polarisationsdiversity

Bild 7.18 zeigt abschließend eine Gegenüberstellung der Erfolg versprechendsten Strategien in Form einer ganzen Matrix von Kriterien, die mit Hilfe dieser Arbeit berechnet werden können. Die Zeilen stellen die Gütekriterien dar, die in die Bereiche Dienstqualität, Netzkapazität und Empfängertechnik unterteilt sind. Als Referenz dient das einfachste System, das elevationsgesteuerte Handover  $\epsilon_{max,1}$ . Dabei gilt es lediglich das Kriterium „Gewinn“ in der letzten Zeile zu maximieren, alle anderen sollen minimiert werden. Die Satelliten-Diversity-Systeme zeigen die höchsten Gewinne und erlauben eine deutliche Reduzierung der Ausfallzeit um bis über 10% gegenüber dem Referenzsystem. Ein Vergleich des elevationsgesteuerten Satelliten-Diversity  $\epsilon_{max,2}$  mit der pegelbasierten Variante 2/6/16 zeigt, dass letztere zwar eine höhere Netzkapazität durch nur zeitweise Belegung des zweiten Verkehrskanals ermöglicht, gleichzeitig aber erheblich mehr Kontrollkommandos zur

Diversity-Steuerung benötigt. Ferner sind die im Empfänger zwischen den Diversity-Kanälen auftretenden maximalen Laufzeit- und Dopplerdifferenzen größer, was erhöhte Ansprüche an den Empfänger stellt.

Bild 7.18 zeigt nochmals die wesentlichen Vorteile von Polarisations-Diversity. Diese Systeme besitzen ebenfalls merklichen Gewinn, der genau dort auftritt, wo er benötigt wird: bei niedrigen Empfangspegeln (vgl. Bild 7.17). Für die Kombination eines rein elevationsgesteuerten Handovers mit Polarisations-Diversity ergeben sich sogar die niedrigsten Ausfallzeiten aller hier betrachteten Varianten. Die Netzkapazität bleibt voll erhalten und es werden nur sehr wenige Kontrollkommandos benötigt. Darüber hinaus müssen im Empfänger nur Signale mit gleicher mittlerer Laufzeit und Dopplerfrequenz überlagert werden, so dass insgesamt von erheblichen Vorzügen für Polarisations-Diversity in der betrachteten Ausbreitungssituation gesprochen werden kann.

## 7.7 Zusammenfassung

Anhand von exemplarischen Studien eines experimentellen Satelliten-UMTS-Systems wurde in diesem Kapitel gezeigt, dass mit dem in dieser Arbeit entwickelten Simulationsansatz eine detaillierte Untersuchung von Funkkanaleigenschaften und deren Auswirkung auf die Effizienz verschiedener Systemkonzepte möglich ist. Unter vollständiger Berücksichtigung von Doppler- und Laufzeiteffekten sowie der Polarisation wurden die Wirkungsweise verschiedener Leistungsregelungen, die Versorgungswahrscheinlichkeiten und Diversity-Gewinne für Satelliten-Handover, Satelliten-Diversity und für Polarisations-Diversity untersucht. Je nach Gewichtung der Faktoren Dienstqualität, Versorgungswahrscheinlichkeit, Netzkapazität und Systemressourcen können mit Hilfe dieses Werkzeugs vorteilhafte Ansätze ausgewählt werden.

Für die untersuchten Szenarien zeigte sich ein klarer Vorteil von Satelliten-Diversity gegenüber Satelliten-Handover, u. a. aufgrund der Tatsache, dass eine auf Mehrfachbarkeit von Satelliten optimierte Satellitenkonstellation verwendet wurde. Ferner wurde eine Mobilteilnehmergewindigkeit von  $v_M = 30$  m/s verwendet, um die zeitkritischen Aspekte der Satellitenmobilkommunikation zu betonen. Für niedrigere Geschwindigkeiten kann durchaus ein höherer Gewinn durch Satelliten-Handover und (in geringerem Maße auch für) Satelliten-Diversity erwartet werden, da die Änderungen der Über-

tragungseigenschaften langsamer geschehen und somit die Signalisierungsverzögerung einen geringeren Einfluss hat.

Die gezeigten Ergebnisse hängen von einer Vielzahl von Faktoren ab (u. a. der Satellitenkonstellation, der Nutzermobilität, der terrestrischen Ausbreitungs Umgebung, der Antennenrichtcharakteristik usw.). Dennoch lässt sich allgemein ein dominierender Einfluss der zeitvarianten Satellitenelevation und der Mobilität des Nutzers feststellen. Ferner wirkt sich die merkliche Signalverzögerung negativ auf die Wirkungsweise der Leistungsregelung und die erzielbaren Gewinne durch Satelliten-Handover und Satelliten-Diversity aus. Zur Erhöhung der Verfügbarkeit von Satellitenmobilfunksystemen ist eine Leistungsregelung unbedingt notwendig. Zusätzlich zu einer kurzen Reaktionszeit ist hier vor allem ein möglichst großer Dynamikbereich wichtig.

Neben Satelliten-Diversity stellt vor allem Polarisations-Diversity ein wichtiges Systemkonzept dar. Für niedrige Pegelwerte (d. h. an der Ausfallgrenze des Systems) sind die erzielten Versorgungswahrscheinlichkeiten für Satelliten-Diversity und Polarisations-Diversity vergleichbar. Letzteres kann jedoch ohne negative Auswirkungen auf die Systemkapazität und ohne Verwaltungsaufwand im Netz realisiert werden. Da ferner der zu erwartende Gewinn von der Mobilteilnehmergewindigkeit unabhängig ist, erscheint die Verwendung von Polarisations-Diversity sehr lohnenswert.



## Kapitel 8

# Zusammenfassung

Zukünftige Satellitenfunksysteme müssen sich den gestiegenen Anforderungen hinsichtlich des vom Teilnehmer gewünschten Dienstespektrums und der Dienstqualität stellen. Eckdaten dieser Entwicklung sind der Wunsch nach Mobilität, hoher Datenrate und hoher Versorgungswahrscheinlichkeit. Um diesen Anforderungen gerecht werden zu können, werden vorwiegend Satellitenkonstellationen in niedrigen oder mittleren Umlaufbahnen verwendet. Die dadurch entstehende Relativbewegung der Satelliten führt in Kombination mit einem Mobilteilnehmer, der sich durch eine wechselnde Umgebung bewegt, zu einem sehr dynamischen Verhalten des Funkkanals. Die dabei auftretenden Probleme, wie z. B. schneller und langsamer Schwund, Signalverzögerung und Laufzeitdifferenzen, Dopplereffekte und Depolarisation, können mit den bisher verfügbaren, vorwiegend empirischen und stochastischen Modellen nicht ausreichend erfasst werden.

Im Rahmen dieser Dissertation wurden deshalb neuartige Ansätze für die Untersuchung des Funkkanals und von Strategien zur Erhöhung der Dienstqualität für Satellitenfunkdienste mit mobilen Teilnehmern entwickelt. Im Gegensatz zu den bestehenden Modellen basiert diese Lösung auf einem strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell. Dieses verwendet speziell für die hier vorliegende Problematik optimierte geometrische Algorithmen zur Strahlsuche, die eine konsequent dreidimensionale Ausbreitungsmodellierung ermöglichen. Durch die Berechnung von Reflexion, Streuung, Vegetationsdämpfung, Kanten- und Eckenbeugung an allen umgebenden Objekten ergeben sich realistische, zeitlich hochauflösende Pegelzeitserien. Eine Verifikation mit Messdaten zeigt sehr gute Übereinstimmung zwischen berechneten und gemessenen Funkkanalstatistiken. Durch geeignete Nachprozessierung der

Kanalimpulsantworten ist es erstmalig möglich, verschiedene Strategien zur Erhöhung der Dienstqualität direkt zu vergleichen. Die somit entstandenen Simulationswerkzeuge geben dem Systemplaner ein wertvolles Hilfsmittel zur Hand, hauptsächlich aufgrund der einmaligen Kombination folgender Merkmale:

- die Verbindung einer detaillierten Beschreibung der Ausbreitungs Umgebung mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell, welches verlässlich Polarisations- und Dopplereffekte vorhersagen kann,
- die simultane Beschreibung der Funkkanäle aller sichtbaren Satelliten und somit inhärente Berücksichtigung von zeitvarianten und korrelierten Effekten (z. B. Verbundabschattungswahrscheinlichkeit von mehreren Satelliten in Abhängigkeit von deren Winkelseparation am Himmel),
- die vollständige Beschreibung der Bewegungen aller Satelliten und des Teilnehmers und deren Einfluss auf die Übertragungseigenschaften,
- die intelligente Nachprozessierung unter Berücksichtigung von Signalisierungsverzögerung und nicht idealer Leistungsregelung, die es erlaubt verschiedene Systemkonzepte zu vergleichen und zu optimieren (anhand von Kriterien wie Versorgungswahrscheinlichkeit, Diversity-Gewinn, Belastung der Systemressourcen, sowie von Statistiken der im Empfänger auftretenden Pegel-, Laufzeit- und Dopplersprünge).

Aus den durchgeführten Funkkanaluntersuchungen und exemplarischen Systemstudien für Satelliten-UMTS ergeben sich folgende zentrale Aussagen:

- eine für Systemplanungszwecke geeignete Funkkanalsimulation ist strahlenoptisch nur durch eine dreidimensionale Modellierung und bei Berücksichtigung der Eckenbeugung möglich,
- Pegel-, Doppler- und Laufzeitsprünge stellen für den Satellitenmobilfunk bedeutend größere Herausforderungen dar als die Impulsverbreiterung durch Mehrwegeausbreitung,
- neben Satelliten-Diversity erweist sich vor allem Polarisations-Diversity als ein sehr lohnenswertes Konzept.



Teile der hier beschriebenen Software wurden im Auftrag der Europäischen Raumfahrtagentur (ESA) entwickelt. Die gesamte Simulationsumgebung wurde außerdem bereits erfolgreich bei verschiedenen Systemstudien verwendet, die in den Endbericht der europäischen Forschungs Kooperation COST 255 *Radiowave Propagation Modelling for SatCom Services at Ku-band and Above* Eingang gefunden haben.

Für zukünftige Arbeiten bietet es sich an, weitere Systemstudien für verschiedene Satelliten-Konstellationen und Teilnehmergegeschwindigkeiten, sowie in verschiedenen Ausbreitungs umgebungen durchzuführen, um eine möglichst breite Informationsbasis für Systemvorschläge zu erhalten. Sehr interessant ist auch die mit dieser Arbeit neu entstandene Möglichkeit, eine gesamte Übertragungsstrecke (d. h. Vorwärts- und Rückwärtsverbindung) für FDD-Systeme unter Berücksichtigung der nur teilweise korrelierten Funkkanaleigenschaften zu berechnen. Diese Korrelationseigenschaften werden u. a. für eine detaillierte Untersuchung von Leistungsregelungsalgorithmen benötigt. Weitere Anwendungsgebiete erschliessen sich in der Untersuchung von adaptiven und prädiktiven Algorithmen zur Leistungsregelung bzw. zur Steuerung von Satelliten-Handover und -Diversity.

Das nunmehr zur Verfügung stehende breitbandige Wellenausbreitungsmodell eignet sich ferner hervorragend für eine Integration in eine nachrichtentechnische Systemsimulation, welche dann die Untersuchung von z. B. verschiedenen Empfängerimplementierungen erlaubt. Auch für den Entwurf zukünftiger Satellitennavigationssysteme kann das hier geschaffene Werkzeug wichtige Hilfestellungen liefern, u. a. hinsichtlich nicht korrigierbarer Positionsfehler durch Mehrwegeausbreitung.



## Anhang A

# Parameter der Landnutzungsklassen

Viele Landnutzungsklassen können als ein Gemisch aus Feststoffen und Wasser beschrieben werden. Insbesondere der Wassergehalt übt einen dominierenden Einfluss auf die Permittivität und deren Frequenzverhalten aus. Daher bietet sich ein Relaxationsansatz [UMF81, Anhang E] zur Beschreibung der relativen Permittivität  $\underline{\varepsilon}_r$  an:

$$\underline{\varepsilon}_r(f) = \varepsilon_{r\infty} + \frac{\varepsilon_{r0} - \varepsilon_{r\infty}}{1 + j\frac{f}{f_r}} - j\frac{\kappa}{2\pi f \varepsilon_0}, \quad (\text{A.1})$$

wobei  $\varepsilon_{r0}$  und  $\varepsilon_{r\infty}$  den Nieder- und Hochfrequenzwert der Permittivität,  $f_r$  die Relaxationsfrequenz und  $\kappa$  die Leitfähigkeit bezeichnen.

Der Relaxationsansatz wird vor allem bei Landnutzungsklassen verwendet, die einen merklichen Anteil an Wasser beinhalten. Für diese Klassen wird durchgängig die Relaxationsfrequenz von Wasser bei 20° C verwendet:  $f_r = 17$  GHz [UMF81, Anhang E]. Die verwendeten Parameter für  $\varepsilon_{r0}$ ,  $\varepsilon_{r\infty}$  und  $\kappa$  wurden der Literatur entnommen und in Tabelle A.1 aufgelistet. Falls dort nur  $\varepsilon_{r\infty}$  eingetragen ist, wird für die entsprechende Klasse keine Relaxation berechnet, d. h. der zweite Summand in (A.1) wird zu Null gesetzt.

Zur Beurteilung des mittleren Streuverhaltens einer rauhen Oberfläche werden die Standardabweichung der Höhenrauigkeit  $\sigma_r$  und die Korrelationslänge  $L_r$  benötigt. Eine detaillierte Herleitung und Beschreibung dieser Parameter findet sich u. a. in [UMF81, Kapitel 11] und [GW98, Kapitel 2].

Für die meisten Oberflächen kann in guter Näherung eine Gaußverteilung für die Höhenfunktion angenommen werden, die entsprechenden Standardabweichungen für natürliche Oberflächen liegen im Bereich von  $\sigma_r = 1$  cm bis  $\sigma_r = 10$  cm. Für ebene Gebäude- oder Straßenoberflächen sind die Werte für  $\sigma_r$  im Millimeterbereich. Es wird eine exponentielle Korrelationsfunktion verwendet. Typische Korrelationslängen  $L_r$  sind im unteren Dezimeterbereich angesiedelt. Für natürliche Oberflächen sind beide Parameter ferner zeitlichen Schwankungen unterworfen, so dass in den Simulationen durchgängig  $L_r = 10$  cm verwendet wird. Die in Tabelle A.1 verwendeten Werte wurden der Literatur entnommen [OSU92, vdBRD<sup>+</sup>95, BAS<sup>+</sup>95, SWH<sup>+</sup>87, MTS<sup>+</sup>97, BB98].

Für Landnutzungsklassen mit hoher Vegetation muss eine mittlere Schichthöhe  $h_v$  definiert werden. Um die Durchtrittsverluste in Vegetationsschichten zu berechnen, wird ein empirisches Penetrationsmodell verwendet:

$$\frac{D_v}{\text{dB}} = \zeta \cdot \left( \frac{f}{1 \text{ MHz}} \right)^\nu \cdot \left( \frac{d}{1 \text{ m}} \right)^\xi, \quad (\text{A.2})$$

wobei die empirischen Konstanten  $\zeta$ ,  $\nu$  und  $\xi$  je nach Landnutzungs-klasse variieren können. Zur Berechnung der gezeigten Ergebnisse wurden generell die in [Wei81] genannten Werte  $\zeta = 0,187$ ,  $\nu = 0,284$  und  $\xi = 0,588$  verwendet.

Die Parametersätze der wichtigsten Landnutzungsklassen entstammen einer hierarchisch gegliederten Landnutzungsdatenbank [DW99], welche auf Literaturwerten basiert (vgl. [vH96, Kapitel 5], [Lon83, Kapitel 4], [UMF81, Anhang E], [Fun94, Kapitel 11, Anhang 9a], [Mät94, BAS<sup>+</sup>95, ITU92]). In Tabelle A.1 werden die sieben Hauptklassen und die zugehörigen Unterklassen erster Ordnung aufgeführt.

Aufgrund der begrenzten Auflösung der Landnutzungsdaten werden Straßenverläufe meist nicht digitalisiert. In bewaldetem Gebiet würde deshalb fälschlicherweise angenommen, der Empfänger befinde sich in Mitten eines durchgängigen Waldstücks. Deshalb wird der Straßenverlauf anhand der Trajektorie des Mobilteilnehmers rekonstruiert. Dabei wird anhand der umliegenden Stützpunkte des Fahrtverlaufs zuerst die momentane Bewegungsrichtung ermittelt. Danach wird durch die vom Benutzer einstellbaren Parameter  $d_l$ ,  $d_r$ ,  $d_v$  und  $d_h$  ein rechteckiger Bereich spezifiziert, von dem in der Simulation angenommen wird, dass sich dort kein Bewuchs, sondern Asphalt befindet. Die Indizes  $l, r, v, h$  bezeichnen darin die Abstände nach links, rechts, vorne und hinten, bezogen auf die momentane Bewegungsrichtung. Somit

lassen sich verschiedene Straßentypen und -breiten leicht approximieren. In den Simulationen von Überlandfahrten wurde  $d_l = 25$  m,  $d_r = 15$  m, sowie  $d_v = d_h = 100$  m verwendet.

Tabelle A.1: Materialparameter der wichtigsten Landnutzungsklassen

Landnutzungs-kategorie	$\varepsilon_{r0}$	$\varepsilon_{r\infty}$	$\kappa/\text{mS}$	$\sigma_r/\text{m}$	$h_v/\text{m}$
unklassifiziert	–	15,0	10	0,03	0,00
bebautes Land	–	4,0	30	0,02	12,75
Landw. Nutzfläche	12,1	4,8	120	0,06	0,00
Wald	18,3	3,3	400	0,15	18,3
Wasserfläche	75,1	5,0	1150	0,02	0,00
Ödland	–	7,3	9	0,03	0,00
Schnee, Eis	–	2,7	6	0,05	0,15
Vorstadt	–	7,0	10	0,03	12,25
Stadt	–	7,0	10	0,03	20,00
Innenstadt	–	7,0	10	0,03	25,00
Handel	–	7,0	10	0,03	15,00
Industriegebiet	–	7,0	10	0,03	20,00
Straße, Infrastruktur	–	3,9	80	0,01	0,00
Wiesen	13,3	5,0	120	0,03	0,00
Felder	12,7	4,3	120	0,03	0,00
Plantage	–	7,0	50	0,15	10,00
Steppe	–	5,0	10	0,03	0,05
Gebüsch	16,2	3,3	320	0,15	0,50
Laubwald	16,2	3,3	320	0,15	17,50
unbelaubter Laubwald	8,1	3,3	320	0,15	17,50
Nadelwald	16,2	3,3	320	0,15	17,50
Mischwald	16,2	3,3	320	0,15	17,50
Regenwald	41,1	3,3	690	0,15	27,50
Süßwasser	81,0	5,0	10	0,01	0,00
Salzwasser	81,0	5,0	4000	0,07	0,00
Feuchtgebiet	40,0	5,0	50	0,01	0,00
Fels	–	5,5	10	0,03	0,00
steiniger Boden	–	8,0	10	0,03	0,00
kahler Boden	–	10,0	10	0,02	0,00
Wüste	–	2,0	1	0,03	0,00
trockener Schnee	–	1,5	1	0,01	0,05
nasser Schnee	–	3,0	15	0,02	0,05
Eis, Gletscher	–	3,5	5	0,03	0,05

## Anhang B

# Stochastische Erzeugung von Hindernissen

Der Algorithmus zur stochastischen Erzeugung von einzelnen Hindernissen entlang einer vorgegebenen Trajektorie des Mobilteilnehmers wurde aus den grundlegenden Arbeiten in [IMS98] weiterentwickelt und auf die dreidimensionale Modellierung der Ausbreitungssituation angepasst.

Die erzeugten Objekte werden in verschiedene Objektklassen unterteilt, von welchen beliebig viele definiert werden können. Objektklassen des Typs „Vegetation“ führen in der Ausbreitungsrechnung zu Durchdringungsverlusten, „Bebauung“ hingegen zu Beugung und Reflexion.

Für jede Objektklasse kann die Höhe  $h$  und die Ausdehnung  $l$  des Objekts sowie der Abstand  $d$  zum Mobilteilnehmer durch statistische Verteilungen spezifiziert werden, welche allgemein durch folgende Parameter gegeben sind:

- Typ der Verteilungsfunktion,
- Parameter der Verteilungsfunktion (z. B. Erwartungswert  $\langle x \rangle$ , Standardabweichung  $\sigma_x$ ),
- untere und obere Schranke des Wertebereichs  $x_{min}$  bzw.  $x_{max}$ .

Durch die Beschränkung des Wertebereichs können Mindestabstände (z. B. von Bäumen zum Straßenrand) und Maximalhöhen simuliert werden. Tabelle B.1 a zeigt die bisher definierten Objektklassen, sowie deren statistische

Parameter. Dabei werden folgende Klassen unterschieden: besondere Bäume (mit recht einheitlicher Größe, z. B. Bäume in Stadtgebieten), Sträucher, Laubbäume und Nadelbäume mit stärker variabler Höhe, sowie Lichtungen unterschiedlicher Ausdehnung. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird die Objektklasse „Gebäude 1“ nur einmal dargestellt, obwohl je nach Landnutzungs-kategorie verschiedene mittlere Gebäudehöhen von 11 m bis 17 m verwendet werden. Als „Gebäude 2“ werden weiter entfernt stehende Gebäude charakterisiert. Die Klasse „Offen“ bezeichnet das Fehlen jeglicher Objekte. Für die Ausdehnung der Objekte wird meist eine exponentielle Verteilung angenommen. In diesem Fall bezeichnet  $\langle l \rangle$  in Tabelle B.1 a den freien Parameter  $\lambda$  dieser Verteilung.

Die Wahrscheinlichkeit, mit der einzelne Objektklassen auftreten, hängt von der Landnutzungs-kategorie des Mobilteilnehmers ab. Die aktuellen Einstellungen sind in Tabelle B.1 b dargestellt. Soweit möglich, wurden die Parametersätze aus der Literatur entnommen [Dos95, Anhang 1]; in den übrigen Fällen wurden realistische Annahmen gemacht.



Objektklasse	Fkt. $h$	$\langle h \rangle$	$\sigma_h$	$h_{max}/h_{min}$	Fkt. $l$	$\langle l \rangle$	$\sigma_l$	$l_{max}/l_{min}$	Fkt. $d$	$\langle d \rangle$	$\sigma_d$	$d_{max}/d_{min}$
bes. Baum	Gauß	20,0	0,5	10,0/30,0	Expo	0,2	–	1,0/10,0	Gauß	4,0	1,0	2,0/15,0
Strauch	Gauß	4,0	2,0	12,0/15,0	Expo	0,33	–	2,0/6,0	Gauß	10,0	1,0	5,0/15,0
Laubbaum	Gauß	20,0	10,0	0,0/30,0	Expo	0,33	–	2,0/6,0	Gauß	10,0	1,0	5,0/15,0
Nadelbaum	Gauß	15,0	3,0	10,0/30,0	Expo	0,33	–	2,0/6,0	Gauß	10,0	1,0	5,0/15,0
Lichtung 1	Gauß	20,0	0,5	5,0/30,0	Expo	0,4	–	2,0/6,0	Gauß	40,0	5,0	20,0/100,0
Lichtung 2	Gauß	10,0	0,5	3,0/30,0	Expo	0,05	–	10,0/30,0	Gauß	70,0	20,0	10,0/200,0
offen	Gauß	0,0	0,0	0,0/0,0	Expo	0,055	–	1,0/100,0	const.	0,0	–	–
Gebäude 1	Gauß	14,0	3,5	4,0/25,0	Expo	0,055	–	8,0/80,0	Gauß	4,0	2,5	2,0/25,0
Gebäude 2	Gauß	14,0	3,5	4,0/25,0	Gauß	11,0	2,5	5,0/19,0	Gauß	25,0	7,0	10,0/150,0

a) Statistische Parameter der verschiedenen Objektclassen, alle Angaben in m

Landnutzungsklasse	bes. Baum	Strauch	Laubb.	Nadelb.	Lichtg. 1	Lichtg. 2	Offen	Geb. 1	Geb. 2
unklassifiziert	0,00	0,00	0,20	0,06	0,04	0,00	0,50	0,20	0,00
bebautes Land	0,10	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,60	0,30
Landw. Nutzfläche	0,00	0,00	0,15	0,10	0,05	0,10	0,50	0,10	0,00
Wald	0,00	0,00	0,35	0,35	0,10	0,10	0,00	0,10	0,00
Ödland	0,10	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,70	0,20	0,00
Vorstadt	0,20	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,10	0,50	0,20
Stadt	0,10	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,10	0,60	0,20
Industriegebiet	0,10	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,20	0,50	0,20
Straße, Infrastr.	0,10	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,30	0,30	0,30
Wiesen	0,00	0,10	0,00	0,00	0,30	0,00	0,50	0,10	0,00
Laubwald	0,00	0,00	0,80	0,00	0,06	0,04	0,00	0,10	0,00
Nadelwald	0,00	0,00	0,00	0,80	0,06	0,04	0,00	0,10	0,00
Mischwald	0,00	0,00	0,40	0,40	0,06	0,04	0,00	0,10	0,00

b) Wahrscheinlichkeit der verschiedenen Objektclassen in den einzelnen Landnutzungsklassen

Tabelle B.1: Parameter zur stochastischen Erzeugung von Objekten am Straßenrand



# Anhang C

## Antennendiagramme

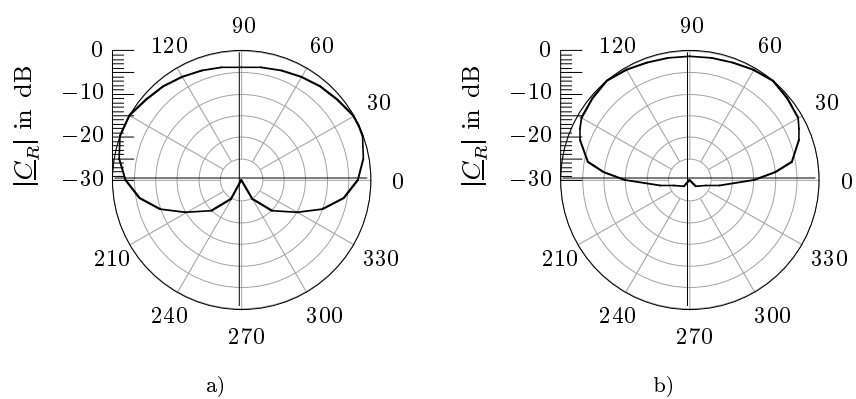


Bild C.1: Antennenrichtcharakteristiken der konischen Spiralantennen aus: a) Kapitel 5.2, b) Kapitel 5.3.1

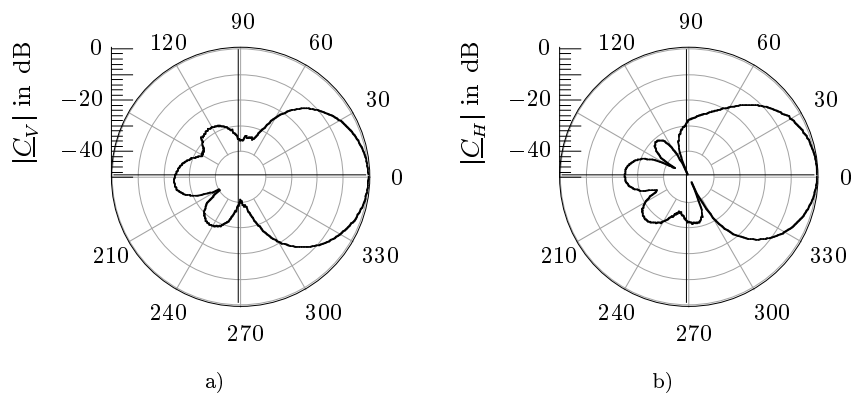


Bild C.2: Antennenrichtcharakteristiken der dual-polarisierten Patch-Antenne aus Kapitel 5.4: a) vertikale Polarisation, b) horizontale Polarisation

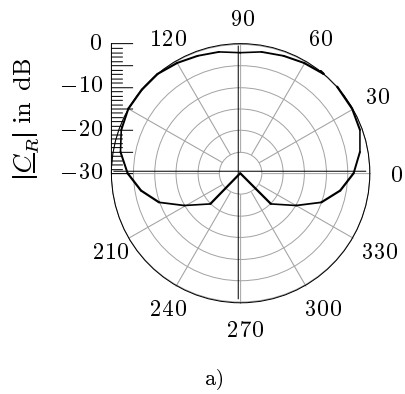


Bild C.3: a): Antennenrichtcharakteristik der zirkular polarisierten Handgerät-Antenne (Spiralantenne) aus Kapitel 7.5

# Literaturverzeichnis

- [APF97] F. Aguado, F. Pérez-Fontán and A. Formella, “Fast Ray Tracing For Microcellular and Indoor Environments”, *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 33, no. 2, pp. 1484–1487, March 1997.
- [AV97] R. Akturan and W.J. Vogel, “Path Diversity for LEO Satellite-PCS in the Urban Environment”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, no. 17, pp. 1117–1122, July 1997.
- [Bal89] C.A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, Inc., New York, USA, 1989.
- [BAS+95] M. Borgeaud, E. Attema, G. Salgado-Gispert, A. Bellini and J. Noll, “Analysis of Bare Soil Surface Roughness Parameters with ERS-1 SAR data”, *Proc. Symp. Retrieval of Bio- and Geophysical Parameters from SAR Data for Land Applications*, Toulouse, France, pp. 307–316, October 1995.
- [BB98] M. Borgeaud and A. Bellini, “A Database for Electromagnetic Scattering Studies of Bare Soil Surfaces”, *Proc. Int. Geosci. Remote Sensing Symp. IGARSS*, Seattle, Washington, USA, pp. 1197–1199, July 1998.
- [BBD+96] L. Borghino, S. Buonomo, L. D’Amato and C. Molinari, “Measurements and Analysis on Ka-Band Land Mobile Satellite Channel”, *Proc. European Workshop on Mobile/Personal Satcoms EMPS*, Rome, Italy, pp. 456–473, October 1996.
- [BDW96] T.C. Becker, M.W. Döttling and W. Wiesbeck, “Ray Optical Prediction of Outdoor and Indoor Coverage in Urban Macro- and Micro-Cells”, *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. VTC*, Atlanta, Georgia, USA, pp. 41–45, May 1996.

- [BLJ+96] A. Böttcher, E. Lutz, A. Jahn und M. Werner, *Mobile Kommunikation über GEO- und LEO-Satelliten*, Kursunterlagen zu CCG-Kurs IT 11.41, Oberpfaffenhofen, Deutschland, 1996.
- [BMN97] U. Bartuschka, K. Mehlhorn and S. Näher, “A Robust and Efficient Implementation of a Sweep Line Algorithm for the Straight Line Segment Intersection Problem”, *Proc. Workshop on Algorithm Engineering WAE*, Venice, Italy, pp. 124–136, September 1997.
- [BS92] R.M. Barts and W.L. Stutzman, “Modeling and Simulation of Mobile Satellite Propagation”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, no. 4, pp. 375–382, April 1992.
- [BW94] A. Böttcher and M. Werner, “Strategies for Handover Control in Low Earth Orbit Satellite Systems”, *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. VTC*, Stockholm, Sweden, pp. 1616–1620, June 1994.
- [CDH+00] F. Cercas, M.W. Döttling, J. Habetha, C. Oestges, F. Pérez-Fontán, S.R. Saunders, M.A. Vázquez-Castro and W. Wiesbeck, *COST255 Radiowave Propagation Modelling for SatCom Services at Ku-band and Above—Final Report, Chapter 7.3: Satellite IMT-2000*, to be published, 2000.
- [COS96] COST235, *Radiowave Propagation Effects on Next-Generation Fixed-Services Terrestrial Telecommunications Systems—Final Report*, ECSC-EC-EAEC, Brussels, Luxembourg, 1996.
- [CV94] G. Corazza and F. Vatalaro, “A Statistical Model for the Land Mobile Satellite Channel and Its Application to Non-Geostationary Orbit Systems”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, pp. 738–742, August 1994.
- [DBK+98] E. Dahlman, P. Beming, J. Knutsson, F. Ovesjö, M. Persson and C. Roobol, “WCDMA—The Radio Interface for Future Mobile Multimedia Communications”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 47, no. 4, pp. 1105–1118, November 1998.
- [DDW99] M.W. Döttling, D. Didascalou and W. Wiesbeck, “Wideband Channel Modeling and Diversity Techniques for Satellite-UMTS”, *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. VTC*, Amsterdam, The Netherlands, pp. 2770–2774, September 1999.

- [DDW00] M.W. Döttling, D. Didascalou and W. Wiesbeck, "Ray Optical Wave Propagation Modeling for Land Mobile Satellite System Design", *Proc. Millenium Conf. Antennas Propagat. AP2000*, Davos, Switzerland, pp. 254, April 2000.
- [DGL96] R. De Gaudenzi, F. Giannetti and M. Luise, "Advances in Satellite CDMA Transmission for Mobile and Personal Communications", *Proc. of the IEEE*, vol. 84, no. 1, pp. 18–39, January 1996.
- [DGW00] M.W. Döttling, N. Geng and W. Wiesbeck, *COST255 Radiowave Propagation Modelling for SatCom Services at Ku-band and Above, Chapter 4.3 Data and Databases*, to be published, 2000.
- [DHO<sup>+</sup>00] M.W. Döttling, J. Habetha, C. Oestges, F. Pérez-Fontán, M.A. Vázquez-Castro and W. Wiesbeck, *COST255 Radiowave Propagation Modelling for SatCom Services at Ku-band and Above—Final Report, Chapter 7.2: LEO66 Test Case*, to be published, 2000.
- [DJK<sup>+</sup>98] M.W. Döttling, A. Jahn, J. Kunisch and S. Buonomo, "A Versatile Channel Simulator for Land Mobile Satellite Applications", *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. VTC*, Ottawa, Ontario, Canada, pp. 213–217, May 1998.
- [DMB95] F. Dosière, G. Maral and J.-P. Boutes, "Shadowing Process Models For Mobile and Personal Satellite Systems", *Proc. IEEE Globecom*, Singapore, pp. 536–540, November 1995.
- [DMM98] F.J. Dietrich, P. Metzen and P. Monte, "The Globalstar Cellular Satellite System", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, no. 6, pp. 935–942, June 1998.
- [Dos95] F. Dosière, *Disponibilité des services d'un réseau de telecommunications par satellites en orbites basses*, Dissertation, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Toulouse, France, 1995.
- [DW99] M.W. Döttling and W. Wiesbeck, "A Hierarchical Electromagnetic Land Use Parameter Data Base for Wave Propagation Modeling", *IEEE Geosci. Remote Sensing Newsletter*, pp. 6–10, March 1999.

- [DZW97] M.W. Döttling, T. Zwick and W. Wiesbeck, “Ray Tracing and Imaging Techniques in Urban Pico and Micro Cell Wave Propagation Modelling”, *Proc. IEE Int. Conf. on Antennas Propagat. ICAP*, Edinburgh, United Kingdom, pp. 2.311–2.315, April 1997.
- [DZW99a] M.W. Döttling, T. Zwick and W. Wiesbeck, “Investigation of Satellite Diversity and Handover Strategies in Land Mobile Satellite Systems based on a Ray Tracing Propagation Model”, *Proc. Int. Mobile Satellite Conf. IMSC*, Ottawa, Ontario, Canada, pp. 128–133, June 1999.
- [DZW99b] M.W. Döttling, T. Zwick and W. Wiesbeck, “Ray Tracing Techniques and their Applications in Land Mobile Satellite Propagation”, *Proc. Europ. Wireless*, München, Germany, pp. 107–111, October 1999.
- [ESA98a] European Space Agency ESA, *Wideband CDMA Option for the Satellite Component of IMT-2000 “SW-CDMA”*, *ESA Proposal of a Candidate RTT*, International Telecommunication Union ITU, 1998.
- [ESA98b] European Space Agency ESA, *Wideband Hybrid CDMA/TDMA Option for the Satellite Component of IMT-2000 “SW-CTDMA”*, *ESA Proposal of a Candidate RTT*, International Telecommunication Union ITU, 1998.
- [EV97] J. Eberspächer und H.-J. Vögel, *GSM—Global System for Mobile Communication*, B.G. Teubner, Stuttgart, Deutschland, 1997.
- [Eva97] J.V. Evans, “Satellite Systems for Personal Communications”, *IEEE Antennas Propagat. Magazine*, vol. 39, no. 3, pp. 7–20, June 1997.
- [FAH00] A. Formella, F. Aguado-Agelet and J.M. Hernando-Rábanos, *COST255 Radiowave Propagation Modelling for SatCom Services at Ku-band and Above—Final Report, Chapter 4.7: Acceleration Techniques for Ray-Path Searching in Urban and Suburban Environments to Implement Efficient Radio Propagation Simulators*, to be published, 2000.



- [FC95] A.K. Fung and K.S. Chen, "A Validation of the IEM Surface Scattering Model", *Proc. Int. Geosci. Remote Sensing Symp. IGARSS*, Florence, Italy, pp. 933–935, July 1995.
- [Fun94] A.K. Fung, *Microwave Scattering and Emission Models and Their Applications*, Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 1994.
- [GG98] R. De Gaudenzi and F. Giannetti, "DS-CDMA Satellite Diversity Reception for Personal Satellite Communication: Satellite-to-Mobile Link Performance Analysis", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 47, no. 2, pp. 658–672, May 1998.
- [Gib97] J.D. Gibson, *The Communications Handbook*, CRC Press, Inc., Boca Raton, Florida, USA, 1997.
- [GPW96] S.G. Glisic, R. Pikholtz and W. Wu, "Issues in CDMA Applications for Mobile LEO Satellite Communications", *Proc. IEEE Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications ISSSTA*, Mainz, Germany, pp. 913–919, September 1996.
- [Gro70] J. Großkopf, *Wellenausbreitung I*, Hochschultaschenbücher-Verlag, Bibliographisches Institut, Mannheim, Wien, Zürich, 1970.
- [GTK<sup>+</sup>96] S.G. Glisic, J.J. Talvitie, T. Kumpumäki, M. Latva-aho, J.H. Inatti and T.J. Poutanen, "Design Study for a CDMA-Based LEO Satellite Network: Downlink System Level Parameters", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 14, no. 9, pp. 1796–1808, December 1996.
- [GV87] J. Goldhirsh and W.J. Vogel, "Mobile Satellite System Fade Statistics for Shadowing and Multipath from Roadside Trees at UHF and L-Band", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, no. 4, pp. 489–498, April 1987.
- [GV92] J. Goldhirsh and W.J. Vogel, *Propagation Effects for Land Mobile Satellite Systems: Overview, Experimental and Modeling Results*, NASA Ref. Publ. 1274, 1st edition, 1992.
- [GV96] J. Goldhirsh and W.J. Vogel, "Mobile Propagation Measurements and Modelling Results using ACTS", *Proc. AIAA Int. Communication Satellite Conf.*, pp. 379–387, 1996.

- [GW98] N. Geng und W. Wiesbeck, *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1998.
- [IKY<sup>+</sup>97] M. Ishizu, M. Katayama, T. Yamazato and A. Ogawa, "Simultaneous Estimation of Code and Frequency of DS/SS Signals of Multiple-LEO-Satellite Communication Systems", *IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC*, Helsinki, Finland, vol. 3, pp. 1019–1023, September 1997.
- [IMS98] IMST, DLR, IHE, *Land Mobile Satellite Propagation Model for Non-Urban Areas*, Final Report, European Space Agency Contract No. AO/1-3101/96/NL/NB, March 1998.
- [Ish79] A. Ishimaru, *Wave Propagation and Scattering in Random Media*, Academic Press, New York, 1979.
- [ITU92] ITU527, "Rec. ITU-R P.527-3: Electrical Characteristics of the Surface of the Earth", *International Telecommunication Union, ITU-R Recommendations, PN Series*, 1992.
- [ITU98] ITU833, "Rec. ITU-R PN.833-1: Attenuation in Vegetation", *International Telecommunication Union, ITU-R Recommendations, PN Series*, 1998.
- [Jah94] A. Jahn, *Propagation Data and Channel Model for LMS Systems*, Final Report, European Space Agency Purchase Order 141742, 1994.
- [Jah99] A. Jahn, *Supply of Propagation Data by Field Campaign*, Interner Bericht, Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR), Institut für Nachrichtentechnik, Weßling, 1999.
- [Jah00] A. Jahn, *Ressourcenverwaltung in Kommunikationsnetzen mit niedrigfliegenden Satelliten*, Dissertation an der FernUniversität Hagen, Herbert Utz Verlag, München, 2000.
- [JBH96] A. Jahn, H. Bischl and G. Heiß, "Channel Characterisation for Spread Spectrum Satellite Communications", *Proc. IEEE Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications ISSSTA*, Mainz, Germany, pp. 1221–1226, 1996.

- [JBS<sup>+</sup>95] A. Jahn, S. Buonomo, M. Sforza and E. Lutz, "Narrow- and Wideband Channel Characterisation for Land Mobile Satellite Systems: Experimental Results at L-Band", *Proc. Int. Mobile Satellite Conf. IMSC*, Ottawa, Ontario, Canada, pp. 115–121, June 1995.
- [Jon99] F. Jondral, *Nachrichtenübertragung*, Skriptum an der Universität Karlsruhe (TH), Institut für Nachrichtentechnik, 1999.
- [KC96] A. Kanatas and P. Constantinou, "Narrowband Characterisation of the Land Mobile Satellite Channel: A Comparison of Empirical Models", *Europ. Trans. Telecommun.*, vol. 7, no. 4, pp. 315–321, 1996.
- [KKM97] Y. Karasawa, K. Kimura and K. Minamisono, "Analysis of Availability Improvement in LMSS by Means of Satellite Diversity Based on Three-State Propagation Channel Model", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, no. 4, pp. 1047–1056, November 1997.
- [Koh97] M. Kohl, *Simulationsmodelle für die Bewertung von Satellitenübertragungstrecken im 20/30 GHz Bereich*, Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), Band 1, 1997.
- [Kür93] T. Kürner, *Charakterisierung digitaler Funksysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell*, Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), Band 3, 1993.
- [LAS99] S. Leach, A. Agius and S.R. Saunders, "Measurement of the Polarisation State of Satellite to Mobile Signals in Scattering Environments", *Proc. Int. Mobile Satellite Conf. IMSC*, Ottawa, Ontario, Canada, pp. 134–1138, June 1999.
- [LCD<sup>+</sup>91] E. Lutz, D. Cygan, M. Dippold, F. Dolainsky and W. Papke, "The Land Mobile Satellite Communication Channel - Recording, Statistics and Channel Model", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, no. 2, pp. 375–386, May 1991.
- [Lee89] W.C.Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, McGraw-Hill Book Company, New York, USA, 1989.

- [Lon83] M.W. Long, *Radar Reflectivity of Land and Sea*, Artech House, Inc., Dedham, MA, USA, 1983.
- [Loo85] C. Loo, "A Statistical Model for a Land Mobile Satellite Link", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 34, no. 1, pp. 122–127, January 1985.
- [LS99] E.S. Li and K. Sarabandi, "Low Grazing Incidence Millimeter-Wave Scattering Models and Measurements for Various Road Surfaces", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 47, no. 5, pp. 851–861, May 1999.
- [Lue89] R.J. Luebbers, "A Heuristic UTD Slope Diffraction Coefficient for Rough Lossy Wedges", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, no. 2, pp. 206–211, February 1989.
- [Lut96] E. Lutz, "A Markov Model for Correlated Land Mobile Satellite Channels", *Int. J. Sat. Commun.*, vol. 14, no. 4, pp. 333–339, July 1996.
- [Mät94] C. Mätzler, "Microwave (1–100 GHz) Dielectric Model of Leaves", *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 32, no. 5, pp. 947–949, September 1994.
- [MBS94] A. Martini, S. Buonomo and M. Sforza, "Channel Modelling for Land Mobile Satellite Systems: Markov Chain Approach", *Proc. Progress in Electromagn. Reserach Symp. PIERS*, Noordwijk, The Netherlands, pp. 286, July 1994.
- [Mil98] B. Miller, "Satellites Free the Mobile Phone", *IEEE Spectrum*, vol. 35, no. 3, pp. 26–35, March 1998.
- [Mon95] P. Monsen, "Multiple-Access Capacity in Mobile User Satellite Systems", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 13, no. 2, pp. 222–231, 1995.
- [MPM90] D.A. MacNamara, C.W.I. Pistorius and J.A.G. Malherbe, *Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*, Artech House, Boston, USA, 1990.
- [MST<sup>+</sup>95] C. Meenan, A. Sammut, R. Tafazolli and B.G. Evans, "Deligo: Repetitive Ground Track 100% Dual-Diversity LEO Satellite

- constellation for S-PCN”, *IEE Electronics Letters*, vol. 31, no. 17, pp. 1407–1408, August 1995.
- [MTS<sup>+</sup>97] F. Mattia, T.L. Toan, J.-C. Souyris, G. De Carolis, N. Floury, F. Posa and G. Pasquariello, “The Effect of Surface Roughness on Multifrequency Polarimetric SAR Data”, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 35, no. 4, pp. 954–966, July 1997.
- [MVB93] M.J. Miller, B. Vucetic and L. Berry, *Satellite Communications – Mobile and Fixed Services*, Kluwer Academic Publishers, 1993.
- [NS97] J. Nicolas and L. Schiff, “Benefits, Costs & Implementation of Diversity in the Globalstar System”, *Proc. Forth Europ. Conf. on Satellite Communications ECSC-4*, Rome, Italy, pp. 182–187, November 1997.
- [OSU92] Y. Oh, K. Sarabandi and F.T. Ulaby, “An Empirical Model and an Inversion Technique for Radar Scattering from Bare Soil Surface”, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 30, no. 2, pp. 370–381, March 1992.
- [Par91] J.D. Parsons, “Sounding Techniques for wideband mobile radio channels: A review”, *Proc. of the IEE*, pp. 138:437–446, 1991.
- [PBW<sup>+</sup>96] M.A.N. Parks, G. Butt, M.J. Willis and B.G. Evans, “Wideband Propagation Measurements and Results at L- and S-Bands for Personal and Mobile Satellite Communications”, *Proc. Int. Conf. Satellite Systems for Mobile Communications and Navigation*, pp. 64–71, 1996.
- [PPS<sup>+</sup>97] F. Pérez-Fontán, J. Pereda, M.J. Sedes, M.A. Vázquez-Castro, S. Buonomo and P. Baptista, “Complex Envelope Three-State Markov Chain Simulator for the LMS Channel”, *Int. J. Sat. Commun.*, vol. 15, pp. 1–15, January 1997.
- [Pro95] J.G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill Book Company, New York, USA, 3rd edition, 1995.
- [PSE96] M.A.N. Parks, S.R. Saunders and B.G. Evans, “A Wideband Channel Model Applicable to Mobile Satellite Systems at L- And S-Band”, *Proc. IEE Colloq. on Propagation Aspects of Future Mobile Systems*, pp. 12/1–12/16, October 1996.

- [PVK<sup>+</sup>98] F. Pérez-Fontán, M.A. Vázquez-Castro, E. Kubista, A. Paraboni, B. Arbesser-Rastburg, S. Buonomo and J.P. Poiarés-Baptista, “A Methodology For the Characterization of Environmental Effects on Global Navigation Satellite System (GNSS) Propagation”, *Int. J. Sat. Commun.*, vol. 16, pp. 1–22, January 1998.
- [Rap96] T.S. Rappaport, *Wireless Communications — Principles and Practice*, Prentice Hall, New Jersey, USA, 1996.
- [REE92] P. Robet, G. Evans and A. Ekman, “Land Mobile Satellite Communication Channel Models for Simultaneous Transmission from a Land Mobile Terminal via Two Separate Satellites”, *Int. J. Sat. Commun.*, vol. 10, no. 3, pp. 139–154, May 1992.
- [SBC<sup>+</sup>83] F.A. Sikta, W.D. Burnside, T. Chu and L. Peters, “First-Order Equivalent Current and Corner Diffraction Scattering from Flat Plate Structures”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 31, no. 4, pp. 584–589, July 1983.
- [Sch98] R. Schneider, *Modellierung der Wellenausbreitung für ein bildgebendes Kfz-Radar*, Dissertation an der Universität Karlsruhe (TH), 1998.
- [SDK96] A. Schmitt, O. Deussen and M. Kreeb, *Einführung in graphisch-geometrische Algorithmen*, B.G. Teubner, Stuttgart, Deutschland, 1996.
- [SE97] S.R. Saunders and B.G. Evans, “A Physical-Statistical Model for Land Mobile Satellite Propagation in Built-Up Areas”, *IEE Proc. Int. Conf. on Antennas Propagat. ICAP*, Edinburgh, United Kingdom, pp. 2.44–2.47, April 1997.
- [SWH<sup>+</sup>87] J. Shi, J. Wang, A.Y. Hsu, P.E. O’Neill and E.T. Engmann, “Estimation of Bare Surface Soil Moisture and Surface Roughness Parameter Using L-band SAR Image Data”, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 35, no. 5, pp. 1254–1265, September 1987.
- [TES98] C. Tzaras, B.G. Evans and S.R. Saunders, “A Physical-Statistical Analysis of the Land Mobile Satellite Channel”, *IEE Electronics Letters*, vol. 34, no. 13, pp. 1355–1357, 1998.

- [TSE98] C. Tzaras, S.R. Saunders and B.G. Evans, "A Physical-Statistical Propagation Model for Diversity in Mobile Satellite PCN", *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. VTC*, Ottawa, Ontario, Canada, pp. 525–529, May 1998.
- [UMF81] F.T. Ulaby, R.K. Moore and A.K. Fung, *Microwave Remote Sensing—Active and Passive*, Addison-Wesley Publishing Company, MA, USA, 1981.
- [vD94] G.A.J. van Dooren, *A Deterministic Approach to the Modelling of Electromagnetic Wave Propagation in Urban Environments*, Ph.D. thesis at the University of Eindhoven, The Netherlands, 1994.
- [vdBRD<sup>+</sup>95] A.C. van den Broek, G.J. Rijckenberg, M. Davidson and A. Freeman, "Vegetation and Soil Characteristics in SIR-C data", *Proc. Int. Geosci. Remote Sensing Symp. IGARSS*, pp. 1064–1066, July 1995.
- [vH96] A. von Hippel, *Dielectric Materials and Applications*, Artech House, Boston, USA, 1996.
- [VMP96] B.R. Vojčić, L.B. Milstein and R.L. Pickholtz, "Downlink DS CDMA Performance Over a Mobile Satellite Channel", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 45, no. 3, pp. 551–559, August 1996.
- [VTS<sup>+</sup>00] M.A. Vázquez-Castro, C. Tzaras, S.R. Saunders and F. Pérez-Fontán, *COST255 Radiowave Propagation Modelling for Sat-Com Services at Ku-band and Above—Final Report, Chapter 4.6: Shadowing Correlation for Multi-Satellite Diversity*, to be published, 2000.
- [Wei81] M.A. Weissberger, *An Initial Critical Summary of Models for Predicting the Attenuation of Radio Waves by Foliage*, ECAC-TR-81-101, Electromagnetic Compatibility Analysis Center, Annapolis, MD, USA, 1981.
- [WW99] G. Wetzker und A. Wiesler, *CDMA-Mobilfunksysteme*, Skriptum an der Universität Karlsruhe (TH), Institut für Nachrichtentechnik, 1999.





# Lebenslauf

## Persönliche Daten:

Name: Martin Walter Döttling  
Geburtsdatum: 17. Mai 1969  
Geburtsort: Oppenau, Baden-Württemberg  
Staatsangehörigkeit: deutsch  
Familienstand: verheiratet, ein Kind

## Schulbildung:

1975 – 1979: Grundschule Oppenau  
1979 – 1988: Hans-Furler-Gymnasium, Oberkirch

## Wehr- oder Ersatzdienst:

1988 – 1989: Zivildienst in Oppenau

## Studium und Berufsweg:

1989 – 1995: Studium der Elektrotechnik an der  
Universität Karlsruhe (TH)  
März 1995: Diplom in Elektrotechnik an der  
Universität Karlsruhe (TH)  
seit Mai 1995: Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchst-  
frequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH)  
Mitarbeit in Forschung und Lehre  
Forschungsschwerpunkte: Strahlenoptische Wellenaus-  
breitungsmodellierung, Funkkanalcharakterisierung, ter-  
restrischer und Satellitenmobilfunk